



**5. NESİL MOBİL HABERLEŞME SİSTEMLERİ  
İÇİN MİLİMETRE DALGA KANAL  
MODELLEMESİ**

**Cihat ŞEKER**

**2020  
DOKTORA TEZİ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**Tez Danışmanı  
Doç. Dr. Muhammet Tahir GÜNEŞER**

**5. NESİL MOBİL HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN MİLİMETRE DALGA  
KANAL MODELLEMESİ**

**Cihat ŞEKER**

**T.C.  
Karabük Üniversitesi  
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında  
Doktora Tezi  
Olarak Hazırlanmıştır**

**Tez Danışmanı  
Doç. Dr. Muhammet Tahir GÜNEŞER**

**KARABÜK  
Temmuz 2020**

Cihat ŞEKER tarafından hazırlanan “5. NESİL MOBİL HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN MİLİMETRE DALGA KANAL MODELLEMESİ” başlıklı bu tezin Doktora Tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Doç. Dr. Muhammet Tahir GÜNEŞER .....  
Tez Danışmanı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı  
Prof. Dr. Hüseyin ARSLAN .....  
Tez İkinci Danışmanı, İstanbul Medipol Üniversitesi

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Doktora tezi olarak kabul edilmiştir. 02/07/2020

<u>Ünvanı, Adı SOYADI (Kurumu)</u>	<u>İmzası</u>
Başkan : Prof. Dr. Necmi Serkan TEZEL (KBÜ)	.....
Üye : Doç. Dr. M. Tahir GÜNEŞER (KBÜ)	.....
Üye : Prof. Dr. Hüseyin ARSLAN (İst. Medipol Üniv.)	.....
Üye : Doç. Dr. Hasari ÇELEBİ (GTÜ)	.....
Üye : Doç. Dr. Turgut ÖZTÜRK (BTÜ)	.....
Üye : Prof. Dr. Lokman KUZU (KBÜ)	.....
Üye : Prof. Dr. Asaf Behzat ŐAHİN (AYBÜ)	.....

KBÜ Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Yönetim Kurulu, bu tez ile, Doktora derecesini onamıőtir.

Prof. Dr. Hasan SOLMAZ .....  
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Müdürü

*“Bu tezdeki tüm bilgilerin akademik kurallara ve etik ilkelere uygun olarak elde edildiğini ve sunulduğunu; ayrıca bu kuralların ve ilkelerin gerektirdiği şekilde, bu çalışmadan kaynaklanmayan bütün atıfları yaptığımı beyan ederim.”*

Cihat ŞEKER

## **ÖZET**

**Doktora Tezi**

### **5. NESİL MOBİL HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN MİLİMETRE DALGA KANAL MODELLEMESİ**

**Cihat ŞEKER**

**Karabük Üniversitesi**

**Lisansüstü Eğitim Enstitüsü**

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Tez Danışmanı:**

**Doç. Dr. Muhammet Tahir GÜNEŞER**

**Prof. Dr. Hüseyin ARSLAN**

**Temmuz 2020, 90 sayfa**

Beşinci nesil (5N) mobil haberleşme teknolojisi, insanların çeşitli senaryolarda yüksek hız ve düşük gecikme ile veriye erişmelerini ve paylaşımlarını desteklemektedir. Mevcut dördüncü nesil (4N) teknolojisi ile kıyaslandığında, sistem kapasitesinde 1000 kat, veri hızında 100 kat, enerji verimliliğinde 10 ila 100 kat ve spektral verimlilikte ise 3 ila 5 katlık bir iyileşme beklenmektedir. 5N için en önemli ve en umut verici teknolojilerden biri milimetre dalga haberleşmesidir. Milimetre dalga bandı, sağladığı büyük bant genişliği ile saniyede birkaç gigabit gibi veri hızlarını kolaylıkla destekleyebilmektedir. Ancak yüksek frekans yayılımında, yüksek yol kaybı ortaya çıkmaktadır. Ayrıca atmosferik etkiler ve bitki örtüsü kayıpları da 5N mobil haberleşme sistemlerinin gelişimi için aşılması gereken engeller olarak görülmektedir. Yapılan ölçümlere göre hücresele erişimde, 100 ila 200

m yarıçaplı küçük hücreler kullanılırsa, milimetre dalga sistemler yol kaybını azaltma da iyi bir performans gösterebilmektedir.

Bu çalışma, 5N hücresel haberleşme sistemi için, Karabük Üniversitesi Mühendislik Fakültesinin 4. Katında iç mekan ofis ortamında küçük hücrede gerçekleştirilmiştir. Milimetre dalga bandında 31.5 ila 32.5 GHz frekansları arasında geniş bant yönlü yayılım ölçümleri yapılmış ve ayrıntılı bir biçimde sunulmuştur. Her ölçüm noktasında 82.000'den fazla güç gecikme profili elde edilmiştir. Işın izleme temelli bir yazılım kullanılmıştır. Ölçümler sırasında verici kısımda da alıcı kısımda da dikey polarizasyonlu elektronik olarak yönlendirilebilir antenler kullanılmıştır. Verici kısımda tüm yönlü, alıcı kısımda 23° ışın genişliğine sahip, yönlü boynuz anten tercih edilmiştir. Gecikme çözünürlüğü 1 ns olarak ölçülmüştür. Işın izleme temelli ölçümler sonucunda, iç mekan ofis ortamında yer alan bir haberleşme kanalının yol kaybı, gölgeleme sönümlenmesi, gecikme yayılımı, açısız yayılım, açısız güç spektrumu, küme sayısı ve Ricean K faktörü gibi geniş ölçekli sönümlenme parametreleri elde edilmiştir.

Milimetre dalga bandında yer alması ve milimetre dalga görüntüleme uygulamalarında da en iyi sonucu vermesi sebebiyle merkez frekans 32 GHz olarak seçilmiştir. Gbps gibi veri hızlarına ulaşılabilmesi için bant genişliği 1 GHz olarak seçilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre, yayılım mekanizması açısından 32 GHz bandı ile 6 GHz altındaki bant arasında büyük farklılıklar bulunmamaktadır. 6 GHz altındaki bantta olduğu gibi 32 GHz bandında da yansıma, kırınım ve saçılma alıcıda çoklu yollara neden olmuştur. Bu çalışmada 32 GHz'de elde edilen sonuçlar, 5N hücresel haberleşme sistemlerinin bağlantı ve sistem seviyesi simülasyonlarında uygulanabilir olması bakımından büyük önem taşımaktadır. Ayrıca elde edilen sonuçlar iletişim halinde olduğumuz, Bilgi Teknolojileri ve İletişim Kurumu (BTK)'nın ilgili birimleri ile ve Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) Bilişim ve Bilgi Güvenliği İleri Teknolojiler Araştırma Merkezi (BİLGEM) proje ekipleri ile paylaşılarak ulusal ortak faydanın üretilebilmesi için çalışmalar yürütülecektir.

**Anahtar Sözcükler :** 5N mobil haberleşme, 32 GHz, milimetre dalga, kanal modelleme, geniş ölçekli sönümlenme parametreleri.

**Bilim Kodu** : 90523

## **ABSTRACT**

**Ph. D. Thesis**

### **MILLIMETER WAVE CHANNEL MODELING FOR 5<sup>th</sup> GENERATION MOBILE COMMUNICATION SYSTEMS**

**Cihat ŞEKER**

**Karabük University  
Institute of Graduate Programs  
Department of Electrical-Electronics Engineering**

**Thesis Advisor:**

**Assoc. Prof. Dr. Muhammet Tahir GÜNEŞER**

**Prof. Dr. Huseyin ARSLAN**

**July 2020, 90 pages**

Fifth generation (5G) mobile communication technology supports people to access and share data in various scenarios with high speed and low latency. Compared to the current fourth generation (4G) technology, a 1000-fold improvement in system capacity, 100 times in data rate, 10 to 100 times in energy efficiency and 3 to 5 times in spectral efficiency is expected. One of the most important and promising technologies for 5G is millimeter wave communication. With its large bandwidth, the millimeter waveband can easily support data rates of several gigabits per second. However, in high frequency propagation, high path loss occurs. Also, atmospheric effects and vegetation losses are seen as obstacles to the development of 5G mobile communication systems. According to measurements, if small cells with a radius of 100 to 200 m are used in cellular access, millimeter wave systems may also perform well to reduce path loss.



This study was carried out in a small cell for the 5G cellular communication system, on the 4<sup>th</sup> floor of Karabuk University Faculty of Engineering, in an indoor office environment. Wideband directional propagation measurements were made between the frequencies of 31.5 to 32.5 GHz in the millimeter waveband and presented in detail. More than 82,000 power delay profiles were obtained at each measurement point. A ray trace-based software has been used. During the measurements, electronically steerable antennas with vertical polarization were used in both the transmitting part and the receiving part. Omnidirectional antenna in the transmitting part and directional horn antenna with 23° beamwidth in the receiving part was preferred. The delay resolution was measured as 1 ns. As a result of ray trace-based measurements, large-scale fading parameters such as path loss, shadow fading, delay spread, angular spread, power angular spectrum, number of clusters and Ricean K factor of a communication channel in the indoor office environment were obtained.

The center frequency was chosen as 32 GHz because it is located in the millimeter wave band and gives the best result in millimeter wave imaging applications. Bandwidth has been selected as 1 GHz in order to reach data speeds such as Gbps. According to the results obtained, there are no big differences between 32 GHz band and sub 6 GHz band in terms of propagation mechanism. Reflection, diffraction and scattering in the 32 GHz band caused multiple paths in the receiver, as in the sub 6 GHz band. The results obtained in this study at 32 GHz are of great importance in that 5G cellular communication systems are applicable in link and system level simulations. In addition, the results obtained will be shared with the relevant departments of the Information Technologies and Communications Authority and with the Scientific and Technological Research Council of Turkey Center of Research for Advanced Technologies of Informatics and Information Security project teams and efforts will be carried out to produce the national common benefit.

**Key Word** : 5G mobile communication, 32 GHz, millimeter wave, channel modeling, large-scale fading parameters.

**Science Code** : 90523

## TEŞEKKÜR

Bu tez alışmasının planlanmasında, araştırılmasında, yürütülmesinde ve oluşumunda ilgi ve desteğini esirgemeyen, engin bilgi ve tecrübelerinden yararlandığım, yönlendirme ve bilgilendirmeleriyle çalışmamı bilimsel temeller ışığında şekillendiren sayın hocalarım Doç. Dr. Muhammet Tahir GÜNEŞER ve Prof. Dr. Hüseyin ARSLAN'a sonsuz teőekkürlerimi sunarım.

Doktora çalışmama katkı sağlayan değerli tez izleme komitesi üyeleri Gebze Teknik Üniversitesi Mühendislik Fakültesi öğretim üyesi Doç. Dr. Hasari ÇELEBİ ve Bursa Teknik Üniversitesi Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi öğretim üyesi Doç. Dr. Turgut ÖZTÜRK hocalarıma teşekkür ederim.

Sevgili anne-babama manevi destekleri için, eőime ve çocuklarıma hiçbir fedakarlığı esirgmeden yoğun çalışma sürecimde yanımda oldukları için tüm kalbimle teşekkür ederim.

## İÇİNDEKİLER

	<b><u>Sayfa</u></b>
KABUL.....	ii
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	vii
TEŞEKKÜR.....	ix
İÇİNDEKİLER .....	x
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xiii
ÇİZELGELER DİZİNİ .....	xv
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ .....	xvi
BÖLÜM 1 .....	1
GİRİŞ .....	1
1.1. LİTERATÜR TARAMASI.....	4
1.2. PROBLEM İFADESİ.....	10
1.3. ÇALIŞMANIN AMACI.....	11
1.4. ÇALIŞMANIN LİTERATÜRE KATKISI .....	12
1.5. TEZİN ANAHATLARI .....	14
BÖLÜM 2 .....	16
DALGA YAYILIMI VE KANAL MODELLEME.....	16
2.1. YAYILIM MEKANİZMALARI.....	17
2.1.1. Serbest Uzay Yayılımı .....	17
2.1.2. Atmosferik Etkiler .....	19
2.1.3. Penetrasyon Kayıpları.....	21
2.1.4 Yansıma .....	22
2.1.5. Saçılma .....	24
2.1.6. Kırınım.....	25
2.1.7. Bitki Örtüsü Kayıpları .....	25
2.2. KANAL MODELLEME YAKLAŞIMLARI .....	26

	<b><u>Sayfa</u></b>
2.2.1. Deterministik Modelleme .....	26
2.2.2. Stokastik Modelleme .....	27
2.3. ÇOK YOLLU KANALLARIN KARAKTERİZASYONU.....	29
2.3.1. Zamanla Değişmeyen Kanal.....	29
2.3.1.1. Sistem Fonksiyonları .....	29
2.3.1.2. Sonsuz Çözünürlük Modeli.....	30
2.3.1.3. Sınırlı Bant Geniliği ve Örnekleme.....	31
2.3.1.4. Sonlu Çözünürlük Modeli.....	32
2.3.2. Zamanla Değişen Kanal.....	34
2.3.3. Rastgele Zamanla Değişen Kanal .....	37
2.3.3.1. Korelasyon Fonksiyonları .....	37
2.3.3.2. Frekans ve Zaman Tutarlılığı.....	39
2.3.3.3. Güç Gecikme Profili .....	40
2.3.4. Yönlü Zamanla Değişen Kanal.....	42
2.3.4.1. Sistem Fonksiyonları .....	42
2.3.4.2. Korelasyon Fonksiyonları.....	44
2.3.5. Varış Zamanı Parametreleri .....	45
2.4. GENİŞ ÖLÇEKLİ SÖNÜMLENME VE YOL KAYBI.....	47
2.4.1. Geniş Ölçekli Sönümlenme .....	47
2.4.2. Yol Kaybı.....	48
2.5. SONUÇ .....	51
BÖLÜM 3 .....	52
IŞIN İZLEME TEKNİKLERİYLE KANAL YAYILIM SİMÜLASYONU .....	52
3.1. IŞIN İZLEMENİN KURAMSAL TEMELLERİ.....	54
3.1.1. Işın İzleme Metodları.....	54
3.1.2. Elektrik Alan Hesabı.....	56
3.1.3. Yansıma ve Kırılma.....	57
3.1.4. Kırınım Katsayıları .....	58
3.2. KANAL PARAMETRELERİNİN TÜRETİLMESİ.....	61
3.2.1. Alınan Güç.....	61
3.2.2. Yol Kaybı.....	63

	<b><u>Sayfa</u></b>
3.2.3. Gecikme Yayılımı.....	64
3.2.4. Karmaşık İmpuls Yanıtı.....	65
3.2.5. Güç Gecikme Profili.....	66
3.2.6. Varış Yönü.....	67
3.2.7. Ayrılış Yönü .....	68
3.3. SONUÇ .....	68
BÖLÜM 4 .....	70
BİNA İÇİ OFİS ORTAMINDA 32 GHZ'DE MİLİMETRE DALGA YAYILIMININ MODELLENMESİ VE KARAKTERİZASYONU .....	70
4.1. IŞIN İZLEME TEMELLİ ÖLÇÜM ÇALIŞMASI .....	70
4.1.1. Benzetim Ortamının Özellikleri .....	70
4.1.2. Benzetim Ortamında Kullanılan Malzemelerin Dielektrik Özellikleri ..	72
4.1.3. Ölçüm Senaryosu.....	72
4.2. ÖLÇÜM SONUÇLARI.....	75
4.2.1. Yol Kaybı.....	76
4.2.2. RMS Gecikme Yayılımı .....	79
4.2.3. RMS Açısal Yayılım .....	80
4.2.4. Açısal Güç Spektrumu.....	81
4.2.5. Küme Sayısı.....	82
4.2.6. Ricean K-Faktörü.....	85
BÖLÜM 5 .....	88
SONUÇ VE ÖNERİLER .....	88
KAYNAKLAR .....	91
ÖZGEÇMİŞ .....	103

## ŞEKİLLER DİZİNİ

### Sayfa

Şekil 1.1. Tez içerisinde yer alan bölümlerin organizasyon yapısı.....	14
Şekil 2.1. Radyo kanalı ve yayılım kanalı arasındaki ayırım.....	16
Şekil 2.2. Birinci Fresnel bölgesi. ....	18
Şekil 2.3. Standart koşullar altında (su buharı konsantrasyonu: 7,5 g / m <sup>3</sup> , bağıl nem: % 44) kuru hava ve nemli havaya bağlı spesifik zayıflama değerleri [74]. .....	21
Şekil 2.4. Doğrusal zamanla değişmeyen sistem olarak modellenmiş kanal. ....	28
Şekil 2.5. Doğrusal zamanla değişen kanalın sistem fonksiyonları ve Fourier dönüşümleri. ....	35
Şekil 2.6. Rastgele zamanla değişen kanalın korelasyon fonksiyonları ve Fourier dönüşümleri. ....	39
Şekil 2.7. Yönlü zamanla değişen kanalın sistem fonksiyonları ve Fourier dönüşümleri [106]. ....	43
Şekil 2.8. Yönlü zamanla değişen kanalın korelasyon fonksiyonları ve Fourier dönüşümleri [106]. ....	44
Şekil 2.9. Güç gecikme profilinin ve uygulanan $\Gamma$ eşliğinin gösterimi. ....	46
Şekil 3.1. Kırınım kenarlarını tanımlayan bitişik ışınlar.....	55
Şekil 3.2. Astigmatik ışın tüpü.....	58
Şekil 3.3. Küresel koordinat sistemi. ....	67
Şekil 4.1. Işın izleme temelli ölçüm çalışmasının akış diyagramı. ....	71
Şekil 4.2. Ölçüm ortamının kat planının üstten görünümü. ....	73
Şekil 4.3. Ölçüm ortamının panoramik görünümü. ....	74
Şekil 4.4. Ölçüm ortamının önden görünümü. ....	74
Şekil 4.5. Benzetim ortamında kat planının üstten görünümü. ....	75
Şekil 4.6. Benzetim ortamında kurulan ölçüm düzeneğinin blok şeması. ....	75
Şekil 4.7. LoS durumunda YRM ve KK yol kaybı modelleri.....	77
Şekil 4.8. NLoS durumunda YRM ve KK yol kaybı modelleri.....	78
Şekil 4.9. LoS ve NLoS durumunda YRM modeli ile elde edilen gölgeleme sönümlenmesi. ....	78
Şekil 4.10. LoS ve NLoS durumlar için RMS gecikme yayılımının kümülatif dağılımları.....	80
Şekil 4.11. LoS ve NLoS için RMS açısal yayılımın kümülatif dağılımları. ....	81

	<b><u>Sayfa</u></b>
Şekil 4.12. LoS durum için açısal güç spektrumu.....	82
Şekil 4.13. NLoS durum için açısal güç spektrumu.....	82
Şekil 4.14. LoS durum için aşırı gecikmeye karşı azimut varış açısı. ....	84
Şekil 4.15. LoS durum için küme sayısının kümülatif dağılımı. ....	84
Şekil 4.16. NLoS durum için aşırı gecikmeye karşı azimut varış açısı. ....	85
Şekil 4.17. NLoS durum için küme sayısının kümülatif dağılımı. ....	85
Şekil 4.18. Ricean K-faktörünün kümülatif dağılımı. ....	86

## ÇİZELGELER DİZİNİ

	<b><u>Sayfa</u></b>
Çizelge 1.1. Milimetre dalga bandında yapılmış çalışmalar.....	9
Çizelge 4.1. Benzetim ortamının özellikleri.....	71
Çizelge 4.2. Benzetim ortamında kullanılan malzemelerin dielektrik özellikleri.....	72
Çizelge 4.3. Bu çalışmada elde edilen ve literatürde var olan yol kaybı parametrelerinin karşılaştırılması.....	79
Çizelge 4.4. Tüm kanal parametrelerinin birbirleriyle olan korelasyonları.....	87



## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

### SİMGELER

- $\lambda$  : Dalga boyu  
 $c$  : Boşluktaki ışık hızı  
 $f$  : Frekans  
 $f_0$  : Merkez frekans  
 $f_c$  : Taşıyıcı frekans  
 $f_s$  : Örnekleme frekansı  
 $t$  : Zaman  
 $\tau$  : Gecikme  
 $P(\tau)$  : Güç gecikme profili  
 $\sigma$  : İletkenlik  
 $\varepsilon_r$  : Dielektrik geçirgenlik  
 $\delta(t)$  : Dürtü fonksiyonu  
 $\Delta(f)$  : Frekans farkı  
 $\Delta(t)$  : Zaman farkı  
 $Z_L$  : Empedans  
 $B$  : Bant genişliği  
 $B_{\text{coh}}$  : Tutarlı bant genişliği  
 $T_{\text{coh}}$  : Tutarlılık süresi  
 $P$  : Güç  
 $P_T$  : Verici gücü  
 $P_R$  : Alıcı gücü  
 $G$  : Kazanç  
 $G_T$  : Verici kazancı

- $G_R$  : Alıcı kazancı  
 $L$  : Kayıp  
 $L_{FS}$  : Serbest uzay yol kaybı  
 $L_{PL}$  : Yol kabı  
 $E$  : Elektrik alan  
 $H$  : Manyetik alan  
 $\beta$  : Dalga sayısı  
 $\omega$  : Açısai frekans  
 $\eta_0$  : Serbest uzay empedansı  
 $C$  : Rayleigh kriteri

## KISALTMALAR

cm	: Santimetre
dB	: Desibel
dBns	: Desibel nanosaniye
dB°	: Desibel derece
DECT	: Digital European Cordless Telecommunications (Dijital Avrupa Kablosuz Telekomünikasyon)
ETSI	: European Telecommunications Standard Institute (Avrupa Telekomünikasyon Standartlar Komitesi)
g	: Gram
Gbps	: Gigabit per second (Saniyede gigabit)
GHz	: Gigahertz
GSM	: Global System for Mobile Communications (Mobil Haberleşme için Küresel Sistem)
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers (Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü)
IMT-Advanced	: International Mobile Telecommunications – Advanced (Uluslararası Mobil Telekomünikasyon – Gelişmiş)
IMT-2000	: International Mobile Telecommunications – 2000 (Uluslararası Mobil Telekomünikasyon - 2000)
IP	: Internet Protocol (İnternet Protokolü)
IS-95	: Interim Standard – 95 (Geçici Standart – 95)
ITU	: International Telecommunication Union (Uluslararası Telekomünikasyon Birliği)
ITU-R	: International Telecommunication Union – Radiocommunication (Uluslararası Telekomünikasyon Birliği – Radyokomünikasyon)
Kb / sn	: Kilobit / saniye
km	: Kilometre
LTE	: Long Term Evolution (Uzun Dönem Evrim)
m	: Metre
Mbit / sn	: Megabit / saniye

Mbps	: Megabit per second (Saniyede megabit)
METIS	: Mobile and Wireless Communications Enablers for the Twenty-twenty Information Society (Yirmi Yirmi Bilgi Toplumu için Mobil ve Kablosuz Haberleşme Sağlayıcıları)
MHz	: Megahertz
mm	: Milimetre
$\mu$ s	: Mikrosaniye
$m^3$	: Metreküp
RiMAX	: Richter Maximum Likelihood Estimation (Richter Maksimum Olabilirlik Tahmini)
THz	: Terahertz
WiMAX	: Worldwide Interoperability for Microwave Access (Mikrodalga Erişimi için Dünya Çapında Birlikte Çalışabilirlik)
WLAN	: Wireless Local Area Network (Kablosuz Yerel Alan Ağı)
WRC	: World Radiocommunication Conference (Dünya Radyokomünikasyon Konferansı)
1N	: Birinci Nesil
2N	: İkinci Nesil
3N	: Üçüncü Nesil
3GPP	: Third Generation Partnership Project (Üçüncü Nesil Ortaklık Projesi)
3GPP2	: Third Generation Partnership Project 2 (Üçüncü Nesil Ortaklık Projesi 2)
4N	: Dördüncü Nesil
5N	: Beşinci Nesil

## BÖLÜM 1

### GİRİŞ

Kablosuz haberleşme teknolojisinin ilk büyük ölçekli ticari hücreli haberleşme sistemleri 1980'lerde kurulmuştur ve bunlar birinci nesil (1N) sistemler olarak bilinmektedir. 1N sistemler analog dar bant teknolojisi üzerine inşa edilmiş ve temel bir ses hizmeti sağlamıştır. 1990'ların başında bunların yerini ikinci nesil (2N) hücreli telekom şebekeleri almıştır. 2N şebekeleri, dijital sesli haberleşme çağının başlangıcına işaret ederken aynı zamanda güvenli ve verimli bir haberleşme kanalı sağlamıştır. 2N sistemlerde, zaman bölmeli çoklu erişim (ZBÇE) veya kod bölmeli çoklu erişim (KBÇE) teknolojileri kullanılmış ve daha yüksek hızlar sağlanmıştır. Geçici standart (IS-95)'in (KBÇE Bir olarak da bilinir) temeli KBÇE teknolojisine dayanırken, Avrupa Küresel Mobil Haberleşme Sistemi'nin temeli ZBÇE teknolojisine dayanmaktadır. Bu da 2N dijital teknolojilerin, genişletilmiş kapasite, geliştirilmiş ses kalitesi, daha iyi güvenlik, arayanın kimliğini gösterme, çağrı yönlendirme ve kısa mesaj gibi benzersiz hizmetler sunmasını sağlamıştır. Bunların yanı sıra 2N sistemlerin öne çıkan en önemli özelliği ise abonelerin servis sağlayıcı sınırları boyunca hareket etmesine olanak tanıyan kesintisiz dolaşım olmuştur [1-6].

Uluslararası Telekomünikasyon Birliği (ITU), Uluslararası Mobil Telekomünikasyon-2000 (IMT-2000) adı altında üçüncü nesil (3N) mobil telefon standartlarını tanımlamıştır. Mobil Haberleşme için Küresel Sistem (GSM) ses iletiminin yanı sıra sadece 14.4 Kb / sn'ye kadar hızlarda devre anahtarlama veri sağlayabilmiştir. Ancak 2N'ye kıyasla 3N, mobil multimedya uygulamalarını desteklemek için daha yüksek hızlarda, daha iyi spektral verimlilik ile paket anahtarlama veri sunmuştur [6]. 3N IMT-2000, Uluslararası Telekomünikasyon Birliği-Radyokomünikasyon (ITU-R) tavsiyelerini yerine getiren cep telefonları ve mobil telekomünikasyon hizmetleri için bir dizi standarttan oluşmaktadır. Kullanıcıların internete mobil cihazlar ve dizüstü bilgisayarlar üzerinden

erişebilmeleri, 3N mobil şebekeleri popüler hale getirmiştir. Bir 3N şebekesindeki veri iletim hızı 2 Mbps'ye kadardır ve bu sayede şebeke, sesli ve görüntülü arama, dosya aktarımı, internet sörfü, çevrimiçi TV, oyun ve çok daha fazlasını sağlamaktadır. 3N çeşitli formlarda KBÇE teknolojisini kullanmaktadır. Geniş bant KBÇE ve Yüksek Hızlı Paket Erişim teknolojileri Üçüncü Nesil Ortaklık Projesi (3GPP) organizasyonunun, KBÇE2000 teknolojisi ise Üçüncü Nesil Ortaklık Projesi İki (3GPP2) organizasyonunun bir parçası olarak geliştirilmiştir [2,4,6].

ZBÇE veya KBÇE yerine ortogonal frekans bölmeli çoğullama (OFBÇ) kullanan taşıyıcılar, ITU'nun belirlediği veri hızlarına ulaşamamış, ancak sağladıkları servisleri dördüncü nesil (4N) olarak pazarlamışlardır. ITU'ya göre mobil cihazların bir 4N ağında, 100 Mbit / sn hızında veri alışverişi yapabiliyor olması gerekmektedir. 3N şebekeleri ise sadece 3.84 Mbit / sn'ye kadar veri hızları sunabilmiştir [5,6].

4N'nin gereksinimleri (yani Gelişmiş Uluslararası Mobil Telekomünikasyon (IMT-Advanced) standartlarının özellikleri) Mart 2008'de ITU-R tarafından belirtilmiştir. Ana gereksinimler, yüksek mobiliteli haberleşme için (tren ve arabalar gibi) 100 Mbps'lik servis hızları ve düşük mobiliteli haberleşme için (yayalar ve sabit kullanıcılar gibi) 1 Gbps'lik servis hızları olarak belirtilmiştir. 4N sistemi, sadece ses ve diğer 3N servisleri sağlamakla kalmayıp aynı zamanda mobil cihazlara ultra geniş bant ağ erişimi sağlamaktadır. 4N sistemler, internet protokol (IP) telefonu, yüksek çözünürlüklü mobil televizyon, video konferans, oyun hizmetleri ve bulut bilişimi uygulamalarını desteklemektedir. Uzun Süreli Evrim (LTE) ve Mikrodalga Erişim için Dünya Çapında Birlikte Çalışabilirlik (WiMAX) olmak üzere iki farklı 4N teknolojisi geliştirilmiştir. LTE 3GPP'nin bir parçası olarak geliştirilmiştir, WiMAX ise Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü (IEEE)'nün bir parçası olarak geliştirilmiştir. LTE uydu bağlantılarında, uydu-yer hattı için ortogonal frekans bölmeli çoklu erişim (OFBÇE) ve yer-uydu hattı için tek taşıyıcılı frekans bölmeli çoklu erişim (FBÇE) teknolojisini kullanmaktadır. WiMAX ise hem uydu-yer hattı için hem de yer-uydu hattı için OFBÇE teknolojisini kullanmaktadır [1–3,6].

4N standartları 2011'de tamamlanmıştır ve şebekeler şu anda kullanılmaktadır. Şimdilerde mobil araştırma topluluğunun ilgisi, beşinci nesil (5N) teknolojisi olarak

atıfta bulunacağımız kablosuz haberleşme teknolojilerindeki bir sonraki yenilikler dizisine doğru kaymıştır. Her nesil hücresel ilerleme için 10 yıllık bir döngü göz önüne alındığında, 5N teknolojisine sahip ağların 2020’li yıllarda yaygınlaştırılması beklenmektedir. ITU-R, 3N standartlarına (IMT2000) ve 4N standartlarına (IMT-Advanced) benzer şekilde, 5N sistemlerin geliştirilmesinde kullanılacak çerçeve ve genel hedefler için yakın zamanda bir öneri yayınlamıştır. Bu durum, 2020 ve sonrasında yaygınlaşacak sistemlerin, üzerinde durması gereken kullanım durumları ve gereksinimleri üzerine ortaya çıkan fikir birliğinin altını çizmektedir. Bu gereklilikler, IMT-2000 sistemleri tarafından karşılanamayan akıllı şebekeler, e-sağlık, otonom nakliye, sanal gerçeklik, kablosuz endüstri otomasyonu, uzaktan dokunmatik kontrol ve benzeri yeni hizmetleri içermektedir [4–6].

5N sistemlerin karşılaması beklenen gereksinimler için daha fazla bant genişliğine ihtiyaç duyulmaktadır. 6 GHz altındaki spektrum kıtlığı sebebiyle ITU-R tarafından 5N sistemler için 6 GHz’nin üzerinde aday frekans bantları tanımlanmıştır. Bu frekans bantları arasında, sağladığı lisanssız bant genişliği nedeniyle en cazip aday, milimetre dalga (mm dalga) bandıdır. Mm dalgaların dalga boyu 1 ila 10 mm arasında değişmektedir. Bu, mm dalgaların kızılötesi dalgalar ve x-ışınlarından daha büyük oldukları, radyo dalgalarından ve mikrodalgalardan daha küçük oldukları anlamına gelmektedir. Elektromanyetik spektrumun mm bölgesi, 30 ila 300 GHz frekansları arasına karşılık gelmektedir ve bu bölge aynı zamanda son derece yüksek frekans aralığı olarak da adlandırılmaktadır. Mm dalgaların yüksek frekansları ve yayılım karakteristikleri (yani, serbest uzayda ilerlerken uğradıkları değişimler veya etkileşimler), onları büyük miktarda verinin iletimi, hücresel haberleşme sistemleri ve radar uygulamalarını da içeren çeşitli uygulamalar için kullanışlı hale getirmektedir [1,2,4–6].

5N haberleşme sistemlerinde mm dalga bandının kullanılabilmesi için, bu bandın yayılım mekanizmasının analiz edilmesi gerekmektedir. Fiziksel ortamda vericiden alıcıya gönderilen elektromanyetik dalgalar, alıcıya ulaşana kadar çeşitli değişimlere uğramaktadır. Bu değişimler matematiksel olarak modellenerek yayılım mekanizması elde edilmektedir. Verici ve alıcının içerisinde bulunduğu fiziksel ortama haberleşme kanalı, elde edilen matematiksel modele ise kanal modeli

denilmektedir. İdeal bir kanal modelinde vericiden alıcıya gönderilen sinyalin uğradığı tüm fiziksel değişimlerin etkisi hesaplanmaktadır [7].

Kanalların istatistiksel özellikleri kablosuz haberleşme sistemlerinin tasarımını önemli ölçüde etkilemektedir. Örneğin, belirli bir bölgede ölçümlere dayanan yol kaybı modeli, kanaldaki paraziti belirli bir eşik altında tutmak ve hücreler arasındaki mesafenin uygun değerini belirlemek için kullanılmaktadır. Gölgeleme sönümlenme modeli, kapsama alanındaki kör noktalardan kaçınmak, aynı zamanda minimum ve maksimum iletim gücünü belirlemek için kullanılmaktadır. Sönümlenme hızı ve sönümlenme süresi karakteristiklerini içeren çok yollu sönümlenme modelleri, iletilecek veri paketinin uzunluğunu ve haberleşme hızını belirlemek için kullanılmaktadır. Gecikme yayılım modeli, ölçüm yapılan bölgenin frekans seçiciliğini değerlendirmek için kullanılmaktadır. Stokastik modeller bina içi, bina dışı, kentsel ve kırsal gibi belirli türlere göre sınıflandırılan birçok ortamda kapsamlı ölçümlere dayanmaktadır. Bu nedenle stokastik modeller benzer ortamlar için geçerli olmaktadır [7].

Bu çalışmada, 1 GHz bant genişliğine sahip eş polarizasyonlu anten konfigürasyonları için 32 GHz mm dalga bandında geniş ölçekli sönümlenme parametreleri incelenmiştir. Bu amaçla iç mekan ofis ortamında büyük miktarda ölçüm yapılmıştır. Bu ölçüm çalışmasının nihai amacı, 32 GHz'de 5N iç ortam küçük hücreli senaryolar için geniş bantlı, yönlü bir kanal modeli önermek üzere uygun çözünürlükte güvenilir bir veri seti elde etmektir. Kanalın yol kaybı, gölgeleme sönümlenmesi, etkin (RMS) gecikme yayılımı, RMS açısız yayılımı, açısız güç spektrumu, küme sayısı ve Ricean K-faktörü incelenmiş ve ölçüm verilerinin detaylı analizi Bölüm 4'te sunulmuştur.

## **1.1. LİTERATÜR TARAMASI**

Haberleşme kanalları 1960'ların sonunda çalışılmaya başlanmıştır [8]. O dönemde, FBÇE tekniği kullanılarak sesli haberleşme için kablosuz sistemler inşa edilmiştir. Tek girişli, tek çıkışlı sistemler göz önüne alındığında ilgilenilen kanal karakteristikleri sadece belirli frekanslardaki sönümlenme dağılımlarıdır.



1972 yılında sönümlenme dağılımının, dış mekan senaryolarında, dalga boyunun birkaç yüz katından daha küçük bir çapa sahip coğrafi bölgelerde Rayleigh ve daha büyük coğrafi alanlarda ise lognormal olduğu bulunmuştur [8–11]. 1977 yılında Suzuki [12], Nakagami dağılımı ve lognormal dağılım da dahil olmak üzere, deneysel verilere uyum sağlayabilecek çeşitli dağılımlar üzerinde çalışmıştır. Rayleigh dağılımının çoğu deney verisi için uygun olmadığını buna karşın lognormal dağılımın birçok deney verisi ile daha iyi uyum sağladığını gözlemlemiştir. Bu gözlemin olası bir nedeni deney verilerinin Rayleigh dağılımı ile lognormal dağılım arasında bir ara dağılıma sahip olmasıdır [12].

1987 yılından itibaren fabrika ve açık plan ofis ortamı gibi iç mekan yayılım ortamlarında, görüş hattı olan (line of sight (LoS)) ve görüş hattı olmayan (non line of sight (NLoS)) senaryolar çalışılmaya başlanmıştır [13–20]. İç mekan haberleşme kanalları modellenerek 1 Mbit / s'ye kadar veri hızına ulaşabilen telsiz sistemlerin kurulumu amaçlanmıştır. Dijital Avrupa Kablosuz Telekomünikasyon (DECT) IEEE 802.41, Kablosuz Yerel Alan Ağı (WLAN) IEEE 802.11 standartları ve otonom güdümlü araçlar için haberleşme sistemleri bu tür sistemler arasında yer almaktadır [15]. İç ortam haberleşme kanalı yol kaybı ve gecikme yayılımı içermektedir. 1990 yılında, bölümlere ayrılmamış fabrika binalarında yaşanan gecikme yayılımının, kısımlara ayrılmış ofis binalarında yaşanan gecikme yayılımından birkaç kat daha fazla olabileceği bulunmuştur [21]. Aynı yıl kanalın geniş ölçekli parametrelerinin yanı sıra, ayrıntılı geniş bant özellikleri de (örneğin gecikme alanındaki dağılımı) incelenmiştir. Hawbaker ve Rappaport tarafından “üst üste binen darbe” fenomeni 1990 yılında bulunmuştur. Bu olgu LoS durumunda, NLoS yoldan gelen bileşenlerin, iletilen darbenin çözünürlüğü içinde LoS yoldan gelen bileşenlere eklenebileceği anlamına gelmektedir. Günümüzde buna çok yönlü sönümlenme denilmektedir.

1972 ve 1975 yıllarında kanal modellemek için zaman alanında çözülebilir ışınlar kullanılmıştır. Bu şekilde elde edilen bir modele ayrık model adı verilmektedir. Dış mekanlar için, ayrık kanal modelleri ayrık ışınlardan ya da güç geciktirme profillerinin ayrık tepelerinden oluşmaktadır [11,22]. Her ışının büyüklüğü lognormal dağılımı izleyecek şekilde ayarlanmaktadır [12]. Korelasyon bant genişliği kanallar için bir model parametresi olarak kullanılmaktadır [22]. Bu bant genişliği,

kanal gecikme profili birkaç baskın ayırık tepe noktası gösterdiğinde büyüktür, ancak çok yollu sönümlenme şiddetli olduğunda küçüktür [23]. Gecikme alanında elde edilen kanal darbe yanıtındaki yol sayısının dağılımı ile logaritmik yol kuvvetinin ortalaması ve standart sapması kanal karakterizasyonu için dikkate alınmaktadır [23]. 1973 yılında kanalın çoklu gözlemleri kullanılarak, Doppler frekans spektrumu hesaplanmış ve kanalın modellenmesinde kullanılmıştır [24]. Bununla beraber aynı yıl literatürde kanal özelliklerini iki boyutta tanımlama eğilimi ortaya çıkmıştır [24]. Kentsel ortamlardaki dış mekan kanalları için Doppler spektrumunun gecikmeye karşı ve yol gücünün gecikmeye karşı dağılımları incelenmiştir [24]. Kanalın küçük ölçekli özellikleri modelleme için önemli hale gelmiştir.

1973 yılında yapılan ölçüm çalışmaları ile bazı önemli gözlemler elde edilmiştir. Dış mekan kentsel bir ortam için, 900 MHz'de bir kanalın aşırı gecikmesi 9-10  $\mu$ s olarak ölçülmüştür [24]. Güç-gecikme profilinin ikinci merkezi momentinin kare kökü olan gecikme yayılımı ise 2-2,5  $\mu$ s olarak gözlemlenmiştir. 0.1  $\mu$ s çözünürlüğe sahip yol Rayleigh dağılımı sergilemektedir. Bu da ilk varış yolu için sönümlenme katsayılarının Gauss rastgele bir süreç olarak modellenebileceği anlamına gelmektedir. Farklı gecikmelere sahip yollar için ilişkisiz saçılma, gözlemlenen Doppler frekans güç spektrumlarının oldukça farklı olmasıyla doğrulanmaktadır. Farklı gecikmelere sahip yolların ilişkisiz olduğu sonucu, kentsel ortamlar için daha yararlı görünmektedir. Bazı araştırmacılar, ayırık modeller oluşturmak için ilişkili yollar kullanmayı önermişlerdir, ancak bu Cox'un gözlemleriyle çelişmektedir [24].

1991 yılında Yegani ve McGillem tarafından iç mekan fabrika ortamında, fabrikanın farklı kısımlarında eşyalı ve eşyasız koşulda hem LoS durumu hem de NLoS durumu için dört farklı senaryoda ölçüm gerçekleştirilmiştir [20]. İki yol arası geçen zamanın Weibull dağılımı ile uyum sağladığı, yol sayısının modifiye edilmiş beta dağılımı ile uyum sağladığı ve yol kazanç katsayılarının Rayleigh, Rician ve lognormal dağılımları ile uyum sağladığı gözlemlenmiştir. Bu dağılımların parametrik değerleri yazarlar tarafından rapor edilmiştir. Fabrikanın farklı kısımlarında, sabit bir sinyal gücü eşliğinde, ortalama yol sayısının yaklaşık olarak aynı olduğu gözlemlenmiştir. Buradan alıcıya ulaşan yol sayısı istatistiklerinin fabrikanın topoğrafyasına bağlı olmadığı sonucuna varılmıştır. Ayrıca, fabrikanın geometrisi ve çalışma alanının

yerleşimi, yol kazanç katsayılarının dağılımı üzerinde güçlü bir etki göstermiştir. En yüksek sinyal değeri ile en düşük sinyal değeri arasında bir dinamik aralık seçilmediğinde, yol kazanç katsayılarının hem LoS durumunda hem de NLoS durumunda (yoğun eşya bulunması durumu) lognormal dağılım ile uyum sağladığı gözlemlenmiştir. Bir eşik değeri seçilmesi halinde ise, bu değer  $-10$  dB'den yüksek olduğunda Rician olasılık yoğunluk fonksiyonu ile,  $-10$  dB'den düşük olduğunda Rayleigh dağılımı ile daha iyi uyum sağladığı gözlemlenmiştir. Bu nedenle, kazanç katsayıları için tahmini olasılık yoğunluk fonksiyonu, alıcıda ayarlanan dinamik aralığın seviyesine bağlıdır.

Kanal modellemeye yönelik araştırmalar birçok alanda gelişim göstermiştir. Örneğin, çok yollu sönümlenmeyi önlemek için polarizasyon karakteristiği 1970'lerden bu yana çalışılmaktadır. Uydu haberleşmesi için aynı mikrodalga bağlantısı üzerinden ortogonal olarak polarize edilmiş kanalların kullanılması, tek kutuplu antenlerin kullanıldığı sistemlere kıyasla sistem kapasitesini iki katı oranında artırmıştır [9]. 2001 yılında Andrews ve arkadaşları tarafından yapılan bir çalışmada, polarizasyon çeşitliliği metodunun, yoğun eşya bulunan bir ortamda herhangi bir korelasyonu olmayan altı kanalın, iletim hızını ve sistem kapasitesini büyük ölçüde artırdığı gözlemlenmiştir [25]. 2012 yılında hem 3GPP tarafından hem de Jeon ve arkadaşları tarafından yeni kanal modelleri önerilmiştir. Bu modellerde hem verici hem de alıcı kısmında rastgele bir çift dikey ve yatay polarizasyonlu anten kullanılarak kanal yanıtları üretilmiştir [26,27]. İlave olarak bu modeller, tekil yayılım yollarının çapraz polarizasyon ayrımlarının yanı sıra farklı polarizasyonlardaki antenlerin yanıtlarını da içermektedir.

Son on yıldır, 5N mobil haberleşme araştırmacıların ilgisini çekmektedir. 5N'den beklenen yüksek veri hızı talebi, sinyal iletimi için 6 GHz'in üzerindeki frekans bantlarının kullanımını gündeme getirmiştir [25].

2014 yılında Avrupa Yedinci Çerçeve projesi "Yirmi yirmi bilgi toplumu için mobil ve kablosuz haberleşme sağlayıcıları" (METIS) 5N haberleşme için 450 MHz ila 85 GHz arasında değişen bir frekans bandı önermiştir [28]. Daha yüksek frekans bantlarında kanal karakterizasyonu için 60 GHz mm dalga yayılımına odaklanılmıştır

[29–36]. Yol kaybı, gölgeleme sönümlenmesi, frekans seçiciliği, insan vücudunun ve farklı malzemelerin kanallar üzerindeki etkisi gibi geniş ölçekli sönümlenme parametreleri 60 GHz için araştırılmıştır [29,30,33,36]. Mekan dönüşümlü alternatif genelleştirilmiş beklenti maksimizasyonu [37] ve Richter'in maksimum olabilirlik tahmini (RiMAX) [38] gibi yüksek çözünürlüklü parametre tahmini algoritmaları kullanılarak, sanal doğrusal veya düzlemsel dizilerden çok yollu bileşenler elde edilmiştir [39–41]. Çeşitli yayılım senaryoları için çok yollu kümeler tanımlanmış ve istatistikleri stokastik kanal modelleri olarak rapor edilmiştir [39,42]. 60 GHz bandının yanı sıra çeşitli mm dalga frekans bantlarında da kanal ölçüm çalışmaları yapılmıştır.

Bu çalışmalarda ekseriyetle, dar yarı güç ışın genişliğine sahip yönlü piramidal boynuz antenler kullanılmıştır [62–64]. Bunun nedeni yüksek frekans bantlarında sinyal yayılımında ortaya çıkan önemli miktardaki yol kaybının önüne geçebilmektir. Ayrıca, antenin yarı güç ışın genişliği yeterince dar ise, anten yatay ekseninde belirli aralıklarla döndürülerek bir yön taraması yapılabilir ve böylece kanalın yatay ekseninde farklı yönlerdeki başarımı elde edilebilir. Bu ölçüm çalışmalarına dayanarak, dış mekan ve iç mekan senaryoları için yüksek frekans bantlarında sinyal yayılımının modellendiği yönlü kanal modelleri önerilmiştir. Tüm yönlü kanallar için güç gecikme profilleri ve yol kaybı modelleri yönlü gözlemlerden sentezlenmiştir [57,65,66].

Çizelge 1.1. Milimetre dalga bandında yapılmış çalışmalar.

Referans	Senaryo	Taşıyıcı Frekans	Bant Genişliği	Anten Polarizasyonu
[43,44]	İç ortam, dış ortam, kanal modelleme, kırınım ölçümleri	10 GHz	250 MHz	Dikey-dikey
[45,46]	İç ortam, dış ortam, geniş ölçekli parametelerin ölçümü, yayılım mekanizması ölçümleri	11 GHz	400 MHz	Dikey-dikey, dikey-yatay, yatay-dikey yatay-yatay
[47]	İç ortam, yol kaybı modeli	14 GHz	100 MHz	Dikey-dikey
[43]	İç ortam, kırınım ölçümleri	20 GHz	-	Dikey-dikey
[47]	İç ortam, yol kaybı modeli	22 GHz	100 MHz	Dikey-dikey
[43,48–50]	İç ortam, dış ortam, kırınım ölçümleri, insan blokajı, yol kaybı modeli, kanal modelleme	26 GHz	100 kHz, 1GHz	Dikey-dikey
[50–55]	İç ortam, dış ortam, hüzmleme, küçük ölçekli sönümlenme modeli, yayılım ölçümü, kanal modelleme, yol kaybı modeli	28 GHz	100 kHz, 800 MHz, 1 GHz, 2.1 GHz	Yatay-yatay, dikey-yatay, dikey-dikey
[50]	Dış ortam, yol kaybı modeli	36 GHz	100 kHz	Dikey-dikey
[51]	Dış ortam, hüzmleme	37 GHz	800 MHz	Yatay-yatay
[50,56]	Dış ortam, yayılım ölçümü	38 GHz	100 kHz	Dikey-dikey
[55]	İç ortam, kanal modelleme	39 GHz	1 GHz	Dikey-dikey
[55,56]	İç ortam, dış ortam, yayılım ölçümü, kanal modelleme	60 GHz	1GHz	Dikey-dikey
[51]	Dış ortam, hüzmleme	64 GHz	800 MHz	Yatay-yatay
[51]	Dış ortam, hüzmleme	71 GHz	800 MHz	Yatay-yatay
[57]	İç ortam, kanal modelleme	72 GHz	800 MHz	Dikey-yatay
[55,58–60]	İç ortam, dış ortam, penetrasyon ölçümü, insan blokajı, kanal modelleme, koordine çok noktalı baz istasyonu yayılım ölçümü	73 GHz	1 GHz	Dikey-dikey
[61]	İç ortam, yayılım ve penetrasyon ölçümleri	140 GHz	4 GHz	Dikey-dikey

## 1.2. PROBLEM İFADESİ

Mobil haberleşme teknolojisinde, 2N ardından gelen 3N sistemlerde haberleşmede yüksek mobilite sağlanmıştır. Daha sonra geliştirilen ve halen aktif kullanılan 4N sistemlerde veri hızlarının artırıldığı, esnek frekans kullanım imkanı sağlandığı böylece de trafik kapasitesinin artırılabilirdiği görülmektedir. Fakat yakın gelecekte makinelerin iletişimi, nesnelerin interneti, yüksek ağ trafiği, internet içeriklerinin multimedya ağırlığının artması gibi taleplere bağlı olarak haberleşme bant genişliğinin artırılması gerekmektedir. Bu şartlar altında, geliştirilmekte olan 5N mobil haberleşme sistemleri için, elektromagnetik spektrumun en uygun kısmı mm dalga olarak tarif edilen frekans bölgesi olarak görülmektedir.

Mm dalga bandı, sağladığı büyük bant genişliği ile saniyede birkaç gigabit gibi veri hızlarını rahatlıkla destekleyebilmektedir. Mm dalgaların sağladığı bu büyük bant genişliği 5N mobil haberleşme sistemleri için geliştirilmeye açık önemli bir alan olarak ortada durmaktadır.

Mm dalga bandında verinin iletebilmesi için 5N haberleşme sistemlerinde fiziksel kanallar oluşturmak gerekmektedir. Bu fiziksel kanalların matematiksel modellerini elde etmek, sistemlerin analizi ve tasarımı açısından oldukça önemlidir.

5N mobil haberleşme sistemlerinde mm dalga bandında kanal modellemesi ulusal ürün ve teknoloji tasarımı için de kritik bir öneme sahiptir. Halihazırda ülkemizde bu konuda yeterince çalışma yürütülemediği gerek üretilen bilimsel yayın ve projelerden, gerekse yöksis tez merkezinde kayıtlı tez miktarından anlaşılmaktadır.

Bu tez çalışmasının ortaya çıkmasına vesile olan araştırma soruları şunlardır:

1. 5N mobil haberleşme sistemleri için mm dalga bandının hangi frekans aralıkları kullanılmalıdır?
2. Matematiksel modeli elde edilmek istenen fiziksel kanal hangi iletim ortamda bulunmalıdır?
3. Matematiksel modeli elde edilmek istenen fiziksel kanal ne tip bir uygulamada kullanılacaktır?

4. Matematiksel model hangi ölçüm metoduyla elde edilecektir?

### 1.3. ÇALIŞMANIN AMACI

Yapılan çalışmada 5N mobil haberleşme sistemlerinde mm dalga bandının kullanılması ve bu bandın yayılım özelliklerinin araştırılması amaçlanmıştır. Özellikle ITU ve Avrupa Telekomünikasyon Standartlar Enstitüsü (ETSI) tarafından 5N mobil haberleşme sistemlerinde kullanılması tavsiye edilen 31.5 – 32.5 GHz bandının yayılım mekanizması tetkik edilmiştir.

Yayılım mekanizmasını tetkik etmek için 32 GHz merkez frekansında 1 GHz bant genişliğine sahip bir haberleşme kanalı oluşturulmuştur. Bir verici, bir alıcı ve bu ikisi arasındaki fiziksel ortamdan oluşan kanal, verici ile alıcı arasındaki ilişkiyi matematiksel olarak ifade etmek için modellenmiştir. Kanalin iletim hızı, hata olasılığı ve çalışabileceği mesafe gibi önemli yayılım özellikleri hakkında bilgi veren model, bina içi ofis ortamında yapılan ölçümler sonucunda elde edilmiştir.

Mm dalga bandı, frekansının yüksek olması ve dalga boyunun küçük olması nedeniyle serbest uzayda, mikrodalga bandına kıyasla daha fazla zayıflamaya maruz kalmaktadır. Bina dışı ortamda kısa mesafelerde çalışabilen mm dalga bandı, bina içi ortamlarda daha başarılı çalışmaktadır. Bu sebeple ölçümler boyutları 33 x 25 x 3.30 (uzunluk x genişlik x yükseklik) m<sup>3</sup> olan bina içi ofis ortamında gerçekleştirilmiştir.

Ölçüm sistemi için yüksek maliyetli network işaret üretici ve network analizör cihazlarının kullanıldığı bir düzenek yerine yaklaşık aynı doğrulukta sonuçlar üreten, ticari olarak temin edilebilen ışın izleme temelli bir yazılım kullanılmıştır. Tercih edilen ölçüm sistemi ile fiziksel ölçüm sisteminde oluşabilecek kalibrasyon hataları, hizalama hataları ve kablo kayıpları önlenmiştir.

Ölçümler sonucu elde edilen kanalın geniş ölçekli sönümlenmesine ait ham veriler Matris Laboratuvarı (MATLAB) yazılımı aracılığıyla işlenmiştir. Geniş ölçekli parametrelerden yol kaybı, verici ile alıcı arasındaki mesafeye göre değişen kayıpları belirtmektedir. Gecikme yayılımı ve açılal yayılım, kanalın içerisinde bulunduğu

fiziksel ortam nedeniyle alıcıya çeşitli zamanlarda ve çeşitli açılarla gelen işaretleri belirtmektedir. Açısal güç spektrumu, işaretlerin alıcıya hangi mesafede hangi açıdan ve hangi güç değeriyle geldiğini belirtmektedir. Küme sayısı ve Ricean K-faktörü ise kanalın içerisinde bulunduğu fiziksel ortam sebebiyle işaretin maruz kaldığı saçılmayı ve verici ile alıcı arasında LoS durumunda saçılmaya uğramayan işaretler ile saçılmaya uğrayan işaretler arasındaki oranı belirtmektedir. MATLAB aracılığıyla kanalın geniş ölçekli sönümlenme parametreleri istatistiksel olarak başarılı bir şekilde tahmin edilmiştir.

#### 1.4. ÇALIŞMANIN LİTERATÜRE KATKISI

Bu tez çalışması kapsamında literatüre sunulan bilimsel katkılar aşağıdaki gibidir;

SCI, SSCI ve AHCI indekslerine giren hakemli dergilerde yayınlanmış makaleler:

1. Şeker C., Güneşer M. T., Arslan H., Millimeter-Wave Propagation Modeling and Characterization at 32 GHz in Indoor Office for 5G Networks, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, ISSN: 1096-4290, 2020.

Ulusal ve uluslararası hakemli dergilerde yayınlanmış makaleler:

1. Güneşer M. T., Şeker C., Tri-Band Compact Microstrip Antenna with Multi Slots for GSM/UMTS/WIMAX Applications, International Journal of Advance Computational Engineering and Networking, ISSN: 2321-2063, 2017. ([http://www.iraj.in/journal/journal\\_file/journal\\_pdf/3-350-14952550271-3.pdf](http://www.iraj.in/journal/journal_file/journal_pdf/3-350-14952550271-3.pdf))
2. Şeker C., Öztürk T., Güneşer M. T., A Single Band Antenna Design for Future Millimeter Wave Wireless Communication at 38 GHz, European Journal of Engineering and Formal Sciences, ISSN: 2601-6311, 2018. (<http://journals.euser.org/index.php/ejef/article/view/3264>)
3. Güneşer M. T., Şeker C., 28 GHz'de Milimetre Dalgada 5G Haberleşme için Kompakt Mikroşerit Anten Tasarımı, Erzican Üniversitesi Fen Bilimleri



Enstitüsü Dergisi, ISSN: 1307-9085, 2019.  
(<https://dergipark.org.tr/tr/pub/erzifbed/issue/48444/477293>)

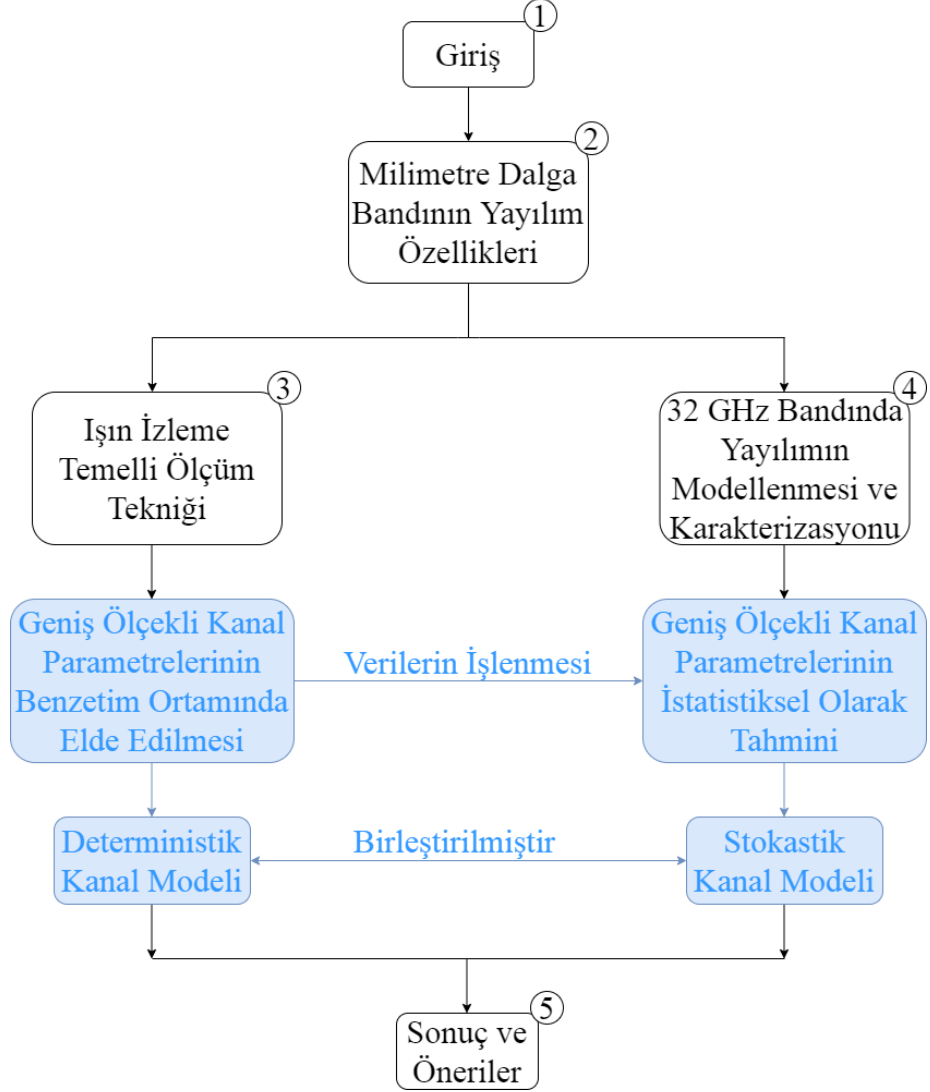
4. Şeker C., Öztürk T., Güneşer M. T., 4.5G Uygulamaları İçin C Şekilli ve S Şekilli Kıvrımlı Şeritleri ile Kompakt Tek Bantlı Monopol Anten, Akademik Platform Mühendislik ve Fen Bilimleri Dergisi, ISSN: 2147-4575, 2020.  
(<https://dergipark.org.tr/tr/pub/apjes/issue/50706/472780>)

Uluslararası kongre ve sempozyumlarda sunulan bildiriler:

1. Muhammet Tahir Güneşer, Cihat Şeker, Design A Single Band Microstrip Patch Antenna at 28 GHz for 5G Application, International Conference on Integrated Innovative Development of Zarafshan Region: Achievements, Challenges and Prospects, 26-27 October 2017, Tashkent, Uzbekistan.
2. Cihat Şeker, Turgut Öztürk, Muhammet Tahir Güneşer, A Single Band Antenna Design for Future Millimeter Wave Wireless Communication at 38 GHz, 3<sup>rd</sup> International Conference on Engineering and Formal Sciences, 11-12 May 2018, Amsterdam, Netherlands.
3. Cihat Şeker, Muhammet Tahir Güneşer, Turgut Öztürk, A Review of Millimeter Wave Communication for 5G, 2<sup>nd</sup> International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies, 19-21 October 2018, Ankara, Turkey.
4. Cihat Şeker, Muhammet Tahir Güneşer, Analysis of Large-Scale Path Loss Model at 33 GHz in Indoor Laboratory Environment, 27<sup>th</sup> IEEE Signal Processing and Communication Applications Congress, 24-26 April 2019, Sivas, Turkey.
5. Cihat Şeker, Muhammet Tahir Güneşer, Design and simulation of 26 GHz patch antenna for 5G mobile handset, 11<sup>th</sup> International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), 28-30 November 2019, Bursa, Turkey.

## 1.5. TEZİN ANAHATLARI

Bu tez çalışması beş bölümden oluşmaktadır. Bölümler içerikleri bakımından tutarlı ve ardışık olarak düzenlenmiştir. Tezin ana hatları Şekil 1.1’de verilmiştir.



Şekil 1.1. Tez içerisinde yer alan bölümlerin organizasyon yapısı.

1. Bölüm’de mobil haberleşme sistemlerinin gelişimi, mm dalga bandı ve kanal modelleme hakkında bilgi verilmiştir. Konu ile ilgili daha önce yapılan ve literatürde yer alan çalışmalar araştırılmıştır. Bu çalışmanın ortaya çıkmasına vesile olan araştırma soruları ve bu soruların yapılan çalışmayla nasıl çözümlendiği açıklanmıştır. Daha sonra çalışmanın literatüre sunduğu bilimsel katkılar

belirtilmiştir. Özetle bu bölümde çalışmanın amacı, bilimsel değeri ve özgünlüğü sunulmuştur.

2. Bölüm’de mm dalga bandının yayılım özellikleri konusundan bahsedilmiştir. Yayılım mekanizmaları ve dalga yayılımına etki eden faktörler anlatılmıştır. Daha sonra kanal modelleme yaklaşımları ve kanal modellemenin temelini teşkil eden çok yollu kanalların karakterizasyonu hakkında bilgi verilmiştir. Son olarak, dalga boyundan daha büyük bir mesafe kateden sinyalin uğradığı geniş ölçekli sönümlenmeden bahsedilmiştir. Özetle bu bölümde, mm dalga bandında yayılan bir elektromanyetik dalganın serbest uzayda ilerlerken uğradığı değişimler hakkında bilgi verilmesi amaçlanmıştır.

3. Bölüm’de, ışın izleme temelli yayılım simülasyonunun temel özellikleri açıklanmıştır. Bu bağlamda ilk olarak ışın izleme metodlarının çalışma prensipleri incelenmiştir. Daha sonra ışın izleme temelli ölçüm sonucunda kanal parametrelerinin türetilmesi anlatılmıştır. Özetle bu bölümde, yapılan kanal modelleme çalışmasında kullanılan ışın izleme metodu hakkında temel teorik bilgilerin verilmesi amaçlanmıştır.

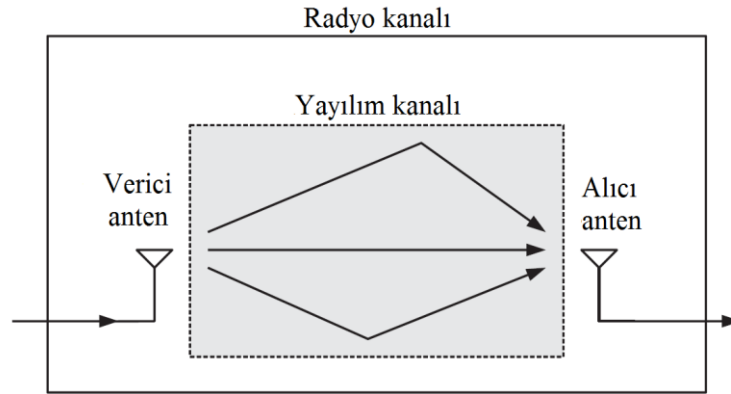
4. Bölüm’de çalışmanın ana hedefini içeren, 5N mobil haberleşme sistemleri için 32 GHz bandında elde edilen kanal modeli verilmiştir. İlk olarak, ışın izleme temelli ölçüm çalışmasının yapıldığı Wireless Insite benzetim ortamı kısaca tanıtılmıştır. Sonrasında ise ölçüm senaryosu açıklanmıştır. Oluşturulan senaryoya göre yapılan ölçüm çalışması neticesinde elde edilen kanalın geniş ölçekli sönümlenme parametreleri detaylı bir biçimde sunulmuştur. Özetle bu bölümde 31.5 ile 32.5 GHz frekansları arasında çalışan bir iç mekan haberleşme kanalının yayılım mekanizmasının sunulması amaçlanmıştır.

5. Bölüm’de ölçüm sonucunda elde edilen veriler yorumlanmış ve tartışılmıştır. Bu çalışmadan sonra konu ile ilgili gelecekte yapılacak çalışmalar için önerilerde bulunulmuştur.

## BÖLÜM 2

### DALGA YAYILIMI VE KANAL MODELLEME

Kablosuz haberleşme kanalı, alınan sinyalin iletilen sinyale göre uğradığı değişimi tanımlamaktadır. Aynı terim literatürde, radyo kanalı, kablosuz kanal, yayılım kanalı ve mobil kanal gibi farklı ifadelerle de anlatılmaktadır. Bu tez çalışmasında, Şekil 2.1'de gösterildiği gibi radyo kanalı ve yayılım kanalı arasında bir ayırım yapılmıştır [67–70]. Kablosuz kanal veya sadece kanal terimi, her iki kanal türünü de belirtmek için genel bir ifade olarak kullanılmıştır.



Şekil 2.1. Radyo kanalı ve yayılım kanalı arasındaki ayırım.

Yayılım kanalı içerisinde zayıflama, yansımaya, kırınım ve saçılma gibi verici anten ve alıcı anten arasındaki dalga yayılımını etkileyen tüm faktörleri barındırmaktadır. Bir sonraki bölümde daha ayrıntılı olarak açıklanan bu faktörler, çok yönlü yayılıma sebep olmaktadır ve kanalın zaman ekseninde nasıl değiştiğini ifade etmektedir. İlgili ortamın hem lineer hem de bilateral olduğu varsayılmaktadır, bu da yayılım kanalının lineer ve resiprokal olduğu anlamına gelmektedir [67]. Bir radyo sisteminde izotropik verici ve alıcı anten kullanılarak oluşturulan kanal yayılım kanalıdır [69].

Radyo kanalı ise, verici anten, yayılım kanalı ve alıcı antenden oluşmaktadır. Bu nedenle içerisinde kazanç, hizalama hatası ve polarizasyon gibi anten özelliklerini barındırmaktadır. Radyo kanalının resiprokal olup olmaması antenlere bağlıdır. Eğer bir anten bilateral, lineer ve pasif ise ve serbest uzayda hem verici hem de alıcı durumda aynı ışımaya paternini sergiliyorsa resiprokal olarak tanımlanmaktadır [67,71]. Hem verici anten hem de alıcı anten resiprokal ise radyo kanalı da resiprokal olarak tanımlanmaktadır.

Bölüm 2.1.'de yayılım kanalını oluşturan dalga yayılım mekanizmaları frekans bağımlılıkları da dikkate alınarak sunulmuştur. Bölüm 2.2.'de deterministik ve stokastik kanal modelleme kavramları açıklanmıştır. Bölüm 2.3.'te çok yollu kanalların karakterizasyonu ayrıntılı bir şekilde ele alınmıştır. Bölüm 2.4'te geniş ölçekli sönümlenme ve yol kaybı tanıtılmıştır.

## **2.1. YAYILIM MEKANİZMALARI**

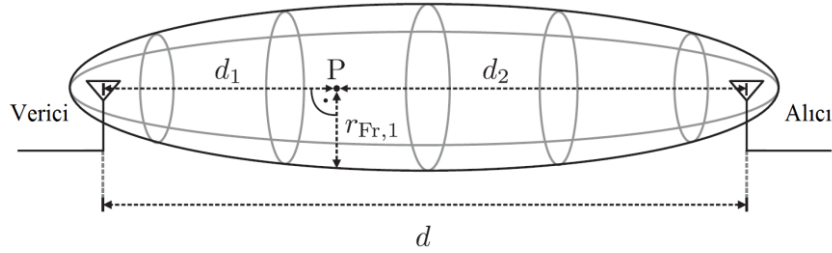
Radyo dalgası yayılımı, çeşitli fiziksel mekanizmalardan etkilenmektedir ve bu mekanizmalar vericiden gönderilen sinyalin alıcıya bozularak ulaşmasına neden olmaktadır. Radyo dalgası yayılımı sırasında serbest uzay yayılımı, penetrasyon, yansıma, saçılma, kırınım ve atmosferik gazların neden olduğu emilim, sis ve yağış dikkat edilmesi gereken mekanizmalardır. Her mekanizmanın gönderilen sinyalin zayıflamasına ve bozulmasına ne ölçüde katkıda bulunduğu yayılım senaryosuna bağlı olarak değişmektedir. İlerleyen kısımlarda iç mekan ve dış mekan yayılım mekanizmalarından kısaca bahsedilmiştir.

### **2.1.1. Serbest Uzay Yayılımı**

Birinci Fresnel bölgesinde yayılıma mani olan engeller, atmosferik etkiler ve yansımalar ihmal edilirse, serbest uzay yayılım koşulları oluşmaktadır. Birinci Fresnel bölgesi Şekil 2.2'de gösterildiği gibi, odak noktalarındaki antenler ve doğrudan iletim yolu üzerine merkezlenmiş hayali bir küreden oluşmaktadır. İletim yolu üzerindeki herhangi bir P noktasının yarıçapı:

$$r_{Fr,1} = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d}} \quad (2.1)$$

eşitliği ile bulunmaktadır. Burada  $\lambda$  dalga boyunu,  $d_1$  P noktasının verici antene olan uzaklığını,  $d_2$  P noktasının alıcı antene olan uzaklığını ve  $d = d_1 + d_2$  verici anten ile alıcı anten arasındaki uzaklığı belirtmektedir.



Şekil 2.2. Birinci Fresnel bölgesi.

İletim yolunun tam ortası yarıçapın maksimum olduğu noktadır ( $d_1 = d_2 = \frac{d}{2}$ ):

$$r_{Fr,1,max} = \frac{\sqrt{\lambda d}}{2} \quad (2.2)$$

Bu nedenle, sabit bir bağlantı mesafesi için, maksimum yarıçap dalga boyunun kare kökü ile ölçeklendirilmektedir. Örneğin 100 m mesafe için 1, 5, 32 ve 300 GHz taşıyıcı frekanslarında maksimum yarıçap olarak 2.7, 1.2, 0.48 ve 0.16 m değerleri ortaya çıkmaktadır. Birinci Fresnel bölgesinin yarıçapı mm dalga frekanslarında oldukça küçüktür. 32 GHz iç mekan senaryoları için ( $d \leq 20$  m koşulu altında) birinci Fresnel bölgesinin yarıçapı 22 cm'nin altında kalmaktadır.

Serbest uzay yayılım koşulları altında, alıcı antende alınan güç Friis denkleminde hesaplanmaktadır [72,73]:

$$P_R = P_T G_T G_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.3)$$

burada  $P_T$ ,  $G_T$  ve  $G_R$  sırasıyla iletim gücünü, verici antenin (alıcı anten yönündeki) kazancını ve alıcı antenin (verici anten yönündeki) kazancını belirtmektedir. Eşitlik 2.3 aynı zamanda verici antenin uzak alanında Fraunhofer bölgesi olarak ifade edilmektedir [7].

Verici anten ile alıcı anten arasındaki kaybı tanımlayan serbest uzay yol kaybı  $L_{FS}$ ,

$$L_{FS} = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 = \left( \frac{4\pi d f_c}{c} \right)^2 \quad (2.4)$$

eşitliği ile tanımlanmaktadır. Burada  $f_c$ , taşıyıcı frekansını ve  $c$  ışığın boşluktaki hızını belirtmektedir. Eşitlik 2.4 dB ölçeğinde şu şekilde ifade edilmektedir:

$$\begin{aligned} L_{FS|dB} &= 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi d f_c}{c} \right) \\ &= 20 \log_{10} d + 20 \log_{10} f_c + 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi}{c} \right) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Buna göre, serbest uzay yol kaybı, bağlantı mesafesi ve taşıyıcı frekansı ile kuadratik olarak değişmektedir. Bağlantı mesafesi veya verici ile alıcı arasındaki uzaklık iki katına çıkarsa, yol kaybı değeri 6 dB artmaktadır. 32 GHz'de iletilen bir sinyal, aynı koşullarda 1 GHz'de iletilen bir sinyal ile kıyaslandığında 30 dB daha yüksek zayıflamaya uğramaktadır. Prensip olarak, anten kazancını artırarak mm dalga frekanslarında yüksek yol kaybını telafi etmek mümkündür. Yüksek kazançlı yönlü antenler sabit, noktadan noktaya bağlantılar için kolayca uygulanabilmektedir, ancak noktadan çok noktaya bağlantılar veya mobil bağlantılar için, yalnızca sınırlı bir ölçüde kullanılabilir. Kurulacak sistemlerde, iyi bir bağlantı bütçesi için yönlendirilebilir antenlerle uyarlanabilir kazançlar elde edilmelidir.

### 2.1.2. Atmosferik Etkiler

Mm dalga frekans bandında göz önünde bulundurulması gereken en önemli atmosferik etkiler oksijen Emilimi, su buharı Emilimi, sis ve yağmurdur. Atmosferik

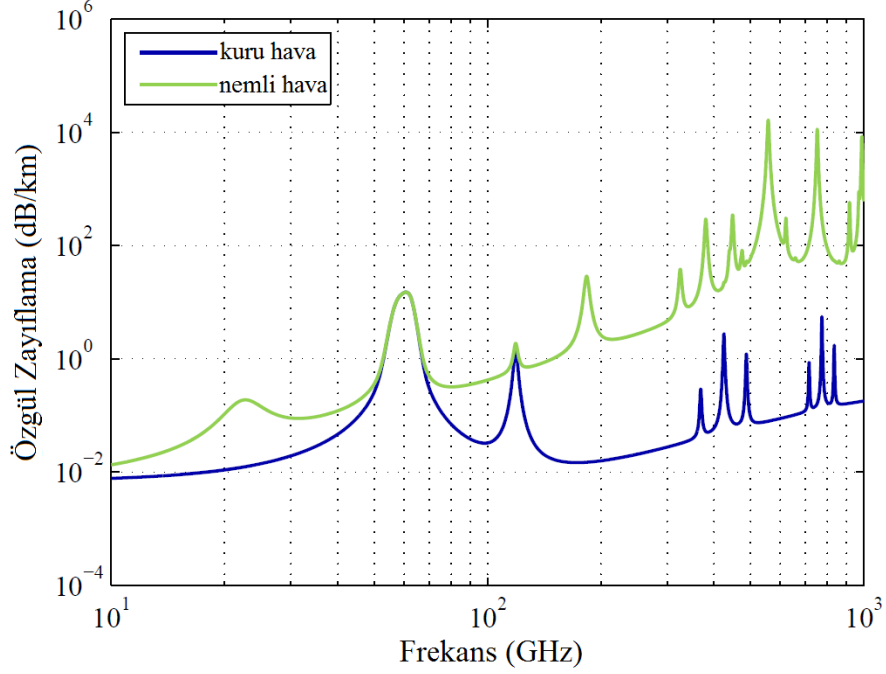
etkiler serbest uzay yol kaybından daha fazla zayıflamaya neden olmaktadır. Aynı zamanda depolarizasyon veya çok yönlü yayılıma da neden olmaktadır. 1 ila 1000 GHz arasındaki sinyallerin kuru hava ve nemli hava nedeniyle uğradıkları zayıflamanın frekans ile değişimi Şekil 2.3'te verilmiştir [74]. 1 km'nin altındaki mesafelerde, atmosferik etkilerin neden olduğu zayıflama (0.5 dB'nin altında kalmaktadır) 50 GHz'e kadar ihmal edilebilir, ancak 50 ila 70 GHz arasında oksijen emilimi etkili olmaktadır. Oksijen emilimi maksimum değerine 60 GHz'de ulaşmaktadır ve zayıflama standart koşullar altında km başına 15 dB değerini bulmaktadır. Mm dalga bandı içerisinde oksijen emiliminin maksimum olduğu ikinci nokta ise 183 GHz'dir ve su buharı rezonansından kaynaklanmaktadır. Standart koşullar altında bağıl nemin % 44 olduğu durumda zayıflama km başına yaklaşık 29 dB değerini bulmaktadır. Rezonans katkılarının yanı sıra, su buharının süreklilik spektrumu nedeniyle nemli havada zayıflama frekansla artma eğilimi göstermektedir. Bu da esas olarak 100 GHz'nin üzerindeki frekanslarda ve yüksek nemli havalarda yayılımı etkilemektedir.

Bağlantı mesafesinin artmasıyla birlikte sis veya yağıştan kaynaklanan kayıplar da artmaktadır. Sis ve yağmurun neden olduğu spesifik zayıflama değerlerinin [74], 1 km'nin altındaki bağlantı mesafelerinde 5 GHz'nin altındaki frekanslar için geçerli olmadığı gözlemlenmiştir. Sis bulutunun olduğu yani görüş mesafesinin 70 m'nin altına düştüğü havalarda 80 GHz'de km başına 3 dB'nin üzerinde bir zayıflama değeri gözlemlenirken, bu değer 200 GHz'de km başına 10 dB'nin üzerine çıkmaktadır. Çiseleyen yağmurlu veya sürekli yağmurlu hava da 30 GHz'de km başına 1 dB'nin altında, hatta 1 km'ye kadar olan mesafelerde 70 GHz'nin üzerindeki frekanslarda km başına 3 ila 4.4 dB zayıflama değerleri gözlemlenmiştir ki bu da önemli bir sorun değildir. Buna karşılık, şiddetli yağmurlu havada km başına 11 dB ve sağanak yağışlı hava da km başına 40 dB zayıflama değerleri elde edilmiştir. Bu tür koşulların her zaman meydana gelme olasılığının çok küçük olduğu unutulmamalıdır.

Özetle, kötü hava koşulları ve oksijen emilimi, 100 m'ye kadar olan bağlantı mesafelerinde dış mekan mm dalga kanalları üzerinde küçük bir etkiye sahiptir [75]. 1 km



gibi daha uzun bağlantı mesafelerinde bu etki önemli olmaktadır. İç mekan mm dalga kanalları üzerinde, atmosferik etkiler göz ardı edilmektedir.



Şekil 2.3. Standart koşullar altında (su buharı konsantrasyonu: 7,5 g / m<sup>3</sup>, bağıl nem: % 44) kuru hava ve nemli havaya bağlı spesifik zayıflama değerleri [74].

### 2.1.3. Penetrasyon Kayıpları

Elektromanyetik dalgalar nesnelere üzerinde yayılırken kuvvetli bir zayıflamaya uğramaktadır. Spesifik zayıflama faktörü dB / m olarak tanımlanmaktadır ve malzemenin iletkenliği de  $\sigma$  ile tanımlanmaktadır.  $\sigma$  genellikle frekansın bir fonksiyonu olarak modellenmektedir  $\sigma = c' f_c^d$  [75,76]. Birçok tipik yapı malzemesi için  $d'$  1'e yakındır, bu sayede  $\sigma$  frekans ile doğrusal olarak artmaktadır [76].

6 GHz'nin altındaki frekans bandında, birkaç dB ila yaklaşık 20 dB arasında olan tipik penetrasyon kayıpları ile bir baz istasyonu yardımıyla binaların içinde kapsama alanı elde etmek mümkündür [77]. 8 GHz'ye kadar, frekans bağımlılığı pratikte daha az sorun olmaktadır [78]. Ancak, dış duvar malzemelerinin neden olduğu zayıflama mm dalga bandında oldukça yüksektir [75,79,80]. Örnek vermek gerekirse 15 cm kalınlığında bir beton duvar, 5 GHz'de 10 dB'lik bir penetrasyon kaybına neden

olurken, 60 GHz'de 100 dB'nin üzerinde bir penetrasyon kaybına neden olmaktadır [79].

Bir binanın girişinde oluşan penetrasyon kaybı büyük ölçüde bina tipine, pencere tipine ve özellikle pencere alanının yüzdesine bağlıdır. Geleneksel pencere camı çok düşük bir penetrasyon kaybına sebep olmaktadır [80,81]. Öte yandan, metalik renk tonlarına ve kaplamaya sahip camların yol açtığı kayıplar, düşük GHz frekans bantlarında bile 30 dB'ye kadar yükselmektedir [82].

Bina yapısına bağlı olarak, duvarlar çok farklı özellikler göstermektedir. Tipik hafif yapılar, düşük frekanslar ve mm dalga frekansları için küçük zayıflatmalara neden olan alçıpan duvarlar içermektedir. 10 ve 14 mm kalınlığındaki alçıpan duvarların 60 GHz'de 2.1 ila 2.8 dB arasında penetrasyon kaybına sebep olduğu gözlemlenmiştir [80]. İçi boş, iki katmanlı bir alçıpan duvar yine aynı frekansta 5.1 ila 8.1 dB arasında penetrasyon kaybına sebep olmuştur [83]. Kumaş kaplı kontrplaktan yapılmış hareketli bölmeler ise 60 GHz'de 3.4 ila 10.1 dB arasında penetrasyon kaybına yol açmaktadır [83].

İç mekan kanalları ile ilgili olarak, odalar arasındaki izolasyonun iç duvar türlerine bağlı olduğu sonucuna varılmaktadır. Bitişik odalardaki kanallar arasında herhangi bir parazit olmadığı kabul edilmektedir. Bununla birlikte, bu kabul sadece fabrika tuğlasından inşa edilmiş iç duvarlar veya beton iç duvarlar için geçerli olmaktadır. Hafif yapıların duvarları sadece sınırlı izolasyon sağlamaktadır. Bina girişinde penetrasyon kayıplarını değerlendirmek için pencere alanlarının doğru bir şekilde modellenmesi gerekmektedir [81]. Mm dalga dış mekan kanalları binalar üzerinden yayılırken kuvvetli zayıflamaya maruz kalmaktadır. Cam cepheler söz konusu olduğunda yalıtım garanti edilmemektedir ve girişim bir sorun haline gelmektedir.

#### **2.1.4 Yansıma**

Dalga boyundan daha büyük bir yüzeye çarpan dalganın oluşturduğu yansıma çok yönlü yayılımın da ana nedenidir [84,85]. Yüzey düz ve pürüzsüz ise aynasal bir yansıma meydana gelmektedir. Yansıtılan enerji miktarı, malzemenin özelliklerine,

dalganın geliş açısına ve polarizasyonuna bağlı olarak değişmektedir. Yansıtılan enerji miktarı Fresnel yansıma katsayılarından [80,86,87] hesaplanmaktadır. Havada yayılan ve düzlem yüzeye çarpan bir düzlem dalgasının paralel polarizasyon durumunda yansıma katsayısı:

$$r_{\parallel} = \frac{\varepsilon_r \cos \alpha - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \alpha}}{\varepsilon_r \cos \alpha + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \alpha}} \quad (2.6)$$

eşitliğinden hesaplanmaktadır. Burada  $\varepsilon_r$ , ortamın karmaşık dielektrik geçirgenliğini ve  $\alpha$ , yüzeyin normaline göre geliş açısını belirtmektedir. Dikey polarizasyon durumunda yansıma katsayısı:

$$r_{\perp} = \frac{\cos \alpha - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \alpha}}{\cos \alpha + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \alpha}} \quad (2.7)$$

eşitliğinden hesaplanmaktadır. Eşitlik 2.6 ve 2.7'ye göre,  $\varepsilon_r$  frekansın bir fonksiyonu olmadığı sürece yansıma katsayıları frekanstan bağımsızdır. Duvarların ve nesnelerin kalınlığı sınırlı olduğundan, malzeme içerisinde iki sınır tabakası arasında bir dizi yansıma meydana gelmektedir [76,79,80]. Kanal modellenirken bu yansımalara dikkat edilmelidir. Elektromanyetik dalgalar, çarptığı malzemenin kalınlığının, geliş açısının ve frekansının bir fonksiyonu olarak yansıyan enerjinin dalgalanmasına neden olmaktadır. Dalgalanmalar, malzemelerin düşük kayıplar sergilediği ve malzemenin kalınlığının dalga boyuna göre uygun olduğu durumlarda belirginleşmektedir. Ayrıca, malzeme dalga boyuna göre ince ise, dalganın taşıdığı gücün büyük bir kısmı ortama penetre olmaktadır ve yansıyan güç zayıflamaktadır.

Yüzey pürüzlülüğü yansıma davranışının frekans bağımlılığına neden olmaktadır. Yüzey pürüzlü ise, enerjiyi tek bir yöne yansıtmak yerine birçok yöne yaymaktadır ve yansımayı dağıtmaktadır. Pürüzlü yüzeyin gösterdiği bu etki aynı zamanda düzgün olmayan yüzeylerde saçılma olarak da ifade edilmektedir [88]. Rayleigh

kriteri, yansımanın düzlemsel mi yoksa dağınık mı oluşacağını belirlemek için kullanılmaktadır. Pürüzlü bir yüzey için aşağıdaki gibi formüle edilmektedir [86]:

$$C = \frac{4\pi\sigma \cos \alpha}{\lambda} \quad (2.8)$$

burada  $\sigma$ , yüzey pürüzlülüğünün standart sapmasını ifade etmektedir. Eğer  $C < 0.1$  ise düzlemsel yansıma,  $C > 10$  ise dağınık yansıma gerçekleşmektedir [86] ve eğer  $\sigma$  dalga boyuna eşit ise, bu yüzeyin kesinlikle pürüzlü olduğu anlamına gelmektedir. Ölçümler göstermektedir ki, yüzey  $\lambda/10$  büyüklüğündeyse, pürüzlülük düzlemsel yönde yansıyan güç üzerinde belirgin bir etkiye sahiptir [80]. Kayıplar, hem yansıma katsayılarını hem de saçılmayı azaltan faktörler dikkate alınarak hesaplanmalıdır [80,87].

İç mekanlardaki tipik malzemeler 6 GHz'nin altındaki frekanslarda pürüzsüz özellik sergilemektedir. Mm dalga bandında, yüzey pürüzlülüğü etkili olmaktadır, ancak dağınık güç miktarı genellikle küçüktür. Dış mekan senaryolarında, fabrika tuğlasından inşa edilen duvarların pürüzlülüğü çok daha büyüktür ve düzlemsel olmayan yönlere yansıtılan bileşenler, düzlemsel yöne yansıtılan bileşenlerden daha güçlü olmaktadır [80].

### 2.1.5. Saçılma

Saçılma terimi, ya bir önceki bölümde bahsedildiği gibi düzgün olmayan yüzeyler üzerindeki dağınık yansımaları [88] ya da elektromanyetik dalganın, boyutları dalga boyuna eşit nesnelere etkileşimini belirtmek için kullanılmaktadır. Gelen dalga nesnelere şekline bağlı olarak birçok yöne yayılmaktadır ve etkilerini kesin bir şekilde tahmin etmek neredeyse imkansızdır. Örneğin ağaç yaprakları gibi çok sayıda ve düzensiz şekilde engeli olan yayılım senaryolarında saçılmanın etkisini öngörmek çok zordur [89]. Yol kaybı modellerinde, yeşilliklerden kaynaklanan kayıplar sadece toplam şeklinde dikkate alınmaktadır (Bölüm 2.1.7.'de bahsedilmiştir). Geometri temelli kanal modelleri ile birlikte saçılma, yansıyan çoklu yolların üzerine ilaveten rastgele model bileşeni olarak kabul edilmektedir [90,91].

### 2.1.6. Kırınım

Bir radyo dalgası, dalga boyundan daha büyük boyutlara sahip bir nesnenin kenarlarına veya köşelerine çarptığında kırınım meydana gelmektedir, diğer bir deyişle dalganın kenarın veya köşenin etrafında belirgin bir şekilde bükülmesiyle kırınım oluşmaktadır [86]. Kırınıma uğrayan radyo sinyalinin tamamı engelin arkasına geçemese de küçük bir kısmı alıcıya iletilebilmektedir. Kırınımın sebep olduğu zayıflama değeri, nesnenin özelliklerine, dalganın geliş açısına, polarizasyonuna ve frekansına bağlı olarak değişmektedir. Birkaç GHz'ye kadar olan frekanslarda, dış mekan yayılımında kırınımın neden olduğu kaybı doğru bir şekilde tahmin etmek önemlidir, çünkü nesnelerin kenarları ve bina kenarları etrafında kırınıma uğrayan dalgalar alınan toplam güce önemli ölçüde katkıda bulunmaktadır. Frekans arttıkça kırınım azalmaktadır. Mm dalga frekanslarında kırınımın etkisi, insan vücudunun gölgelemesi etkisi ile birlikte düşünülmelidir [44,92]. Aynı durum, ağaç gövdeleri veya lamba direkleri tarafından yayılım yollarının engellendiği senaryolar için de geçerli olmaktadır [93].

### 2.1.7. Bitki Örtüsü Kayıpları

Bitki örtüsü dış mekan kanalları için önemli bir faktördür. Bitkilerin yaprakları, zayıflama, saçılma ve depolarizasyona neden olmaktadır [89,94]. Rüzgar nedeniyle ağaç yapraklarının hareketi de zamanla değişen sönümlenmeye sebep olmaktadır [95]. Bir dış mekan yayılım kanalında bitki örtüsünün neden olduğu kayıplar; bitki yaprakları boyunca yol uzunluğu, bitki örtüsü tipi, bitki örtüsü yoğunluğu, mevsimsel koşullar, nem ve frekans gibi birçok faktörden oluşmaktadır [89,96,97].

Frekans arttıkça bitki örtüsü kayıpları ve varyansları artma eğilimindedir. Tek bir ağacın neden olduğu zayıflama, 3.5 GHz'de 11 dB olarak 57.6 GHz'de 30 dB'den büyük olarak ölçülmüştür [89,98]. 9.6 GHz ve 28.8 GHz arasında bitki örtüsü kaybında net bir artma gözlemlenirken, 28.8 GHz ve 57.6 GHz arasında daha az bir artma gözlemlenmiştir [89]. Daha yüksek frekanslardaki büyük varyans değerleri daha küçük Fresnel bölgesi ile açıklanmaktadır, çünkü bitki yaprakları ve boşluk grupları ya sinyali engellemektedir ya da göreceli olarak engellemeden geçmesine

izin vermektedir [98]. Nemli havalarda, bitki örtüsünün neden olduğu zayıflama tipik olarak 4 ila 7 dB artmaktadır [96,98].

## **2.2. KANAL MODELLEME YAKLAŞIMLARI**

Bir kanal modeli, bir önceki bölümde açıklanan yayılım mekanizmalarının üst üste binmesi ile oluşan kanalın matematiksel ve fiziksel davranışını incelemeyi amaçlamaktadır. Kanalın genel davranışı çok karmaşık olabileceğinden, anlaşılabilir karmaşıklığa sahip bir model elde etmek için bazı basitleştirme işlemleri yapılmaktadır. Bu basitleştirme işlemleri deterministik modelleme ve stokastik modelleme olmak üzere ikiye ayrılmaktadır.

### **2.2.1. Deterministik Modelleme**

Temel olarak, kanalın ve dalga yayılımının tüm detayları, Maxwell denklemlerinin ortamdaki duvarlar ve nesnelere için belirlenen sınır koşulları çerçevesinde çözülmesiyle elde edilmektedir. Bu yaklaşım çok sayıda hesaplama işlemi gerektirdiği için pek fazla tercih edilmemektedir. Bu nedenle, iç ve dış mekan senaryolarında yayılımın modellenmesi için ışın izleme yöntemi önerilmektedir [99–101]. Işın izleme yönteminin temeli geometrik optiğe dayanmaktadır ve az sayıda hesaplama işlemi gerektirdiği için daha fazla tercih edilmektedir [102]. Yayılım, her biri bir yayılım yoluna karşılık gelen ışın adı verilen düz çizgilerle modellenmektedir. Işın izleme yönteminin hedefi, verici ve alıcı arasındaki tüm geçerli ışınları bulmak ve çevre ile etkileşimlerini hesaplamaktır. İki bitişik ortam arasındaki sınırdaki bir ışın bir duvara veya herhangi bir engelle çarptığında, yansıyan ışın ve iletilen ışın olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Bu basitleştirilmiş yöntemde, yüzey pürüzlülükleri ve saçılma genellikle ihmal edilmektedir. Bu sebeple, yayılım ortamında bulunan tüm nesnelere dalga boyuna kıyasla büyükse ve nesnelere yüzeyleri pürüzsüzse elde edilen sonuçlar yüksek doğrulukta olacaktır. Kırınım, tekdüze geometrik kırınım teorisine göre hesaplanmaktadır [103]. Işın izleme yöntemi, belirli bir senaryo için tekrarlanabilir sonuçlar sağlamaktadır ve bu sayede alana özgü bir deterministik kanal modelini temsil etmektedir.

Bu çalışmada, mm dalga bandında bir iç mekan kanalı için ışın izleme yöntemi kullanılarak yapılan ölçümler Bölüm 4'te sunulmuştur. Elde edilen ölçüm verileri ile kanalın geniş ölçekli özellikleri analiz edilmiştir.

### **2.2.2. Stokastik Modelleme**

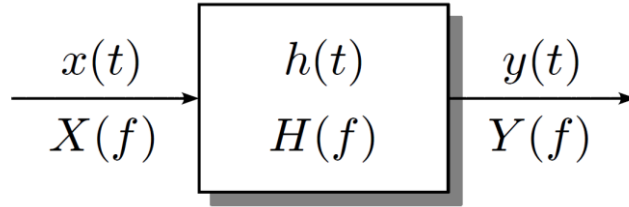
Stokastik kanal modelleri, kanalın rastgele olarak kabul edilebilecek kadar çok nesneden ve bilinmeyen faktörden etkilendiği varsayımına dayanmaktadır. Dolayısıyla istatistiksel olarak olasılık dağılımları, stokastik süreçler ve karakteristik parametrelerden oluşmaktadır. Parametreler çoğunlukla ölçüm verilerinden elde edilmektedir.

Stokastik bir kanal modelinin en temel bileşeni yol kaybıdır. Yol kaybı ölçüm yapılan alanda alınan gücü belirlemektedir (Bölüm 2.4'te bahsedilmiştir). Frekans bandının geniş olduğu stokastik modellerde kanalın çok yollu yapısı da incelenmektedir. Çok yollu yapı, en yaygın şekilde güç gecikme profili ve açısal güç spektrumu ile karakterize edilmektedir [70]. Kılavuzlu gecikme hattı modeli, en basit çok yollu kanal modeli olarak görülmektedir. Kanalı, zamanla değişen doğrusal bir filtre olarak tanımlamaktadır; burada rastgele filtrenin uçları artan gecikmeyle azalma eğilimindedir. Rastgele filtrenin beklenen değerleri güç gecikme profili tarafından tanımlanmaktadır ve şekli doğrudan ölçüm verilerinden [104] türetilmektedir. Üstel azalan bir fonksiyon ile modellenmektedir. Uç genliklerinin varyasyonları örneğin Rayleigh dağılımı veya Rice dağılımı gibi rastgele bir süreçle tanımlanmaktadır [73,105,106].

Popüler Saleh-Valenzuela modeli, güç gecikme profilini çok sayıda üstel azalan fonksiyonun tekli veya üst üste binmesi olarak tanımlamaktadır ki bu aynı zamanda küme kavramını ifade etmektedir [16,107–109]. Bu yaklaşım, standartlaştırılmış 60 GHz iç mekan kanal modellerinin geliştirilmesi sırasında, küme tepelerine karşılık gelen her iki gecikme yönünde de üstel azalan bir fonksiyon şeklinde değiştirilmiştir [110–112].

Gecikme yayılımı, güç gecikme profilinden türetilmektedir ve kanalın zaman alanındaki dağılımını açıklamaktadır (Bölüm 2.3.5'te bahsedilmiştir). Ayrıca frekans tutarlılığını, tek taşıyıcılı bir kanalda semboller arası etkileşimi ve çok taşıyıcılı bir kanalda alt taşıyıcıların frekans düzlüğünü belirlemektedir [7,70]. Açısal yayılım ise uzamsal alana karşılık gelen bir parametredir. Açısal güç spektrumundan hesaplanmaktadır ve çok antenli sistemlerde uzamsal çeşitliliğin, açısal çeşitliliğin ve uzamsal çoğullamanın etkisini değerlendirmek için kullanılmaktadır.

Hücresele ağlarda ve 5N standardizasyon çalışmalarında kullanılan geometri temelli stokastik kanal modelleri farklı bir yaklaşıma dayanmaktadır. Bu yaklaşımda güç gecikme profili ve kanalı karakterize eden diğer fonksiyonlar doğrudan tanımlanmak yerine, koordinatları, gecikmeleri ve açıları ile tanımlanan elektromanyetik alan dağılımları rastgele süreçlerle modellenmektedir [113–118]. Bu yaklaşım alana özgü modellemeye benzer, ancak anlaşılabilir karmaşıklığa sahip, hayali bir yayılım senaryosuna dayanmaktadır. Model, gecikme yayılımı, açısal yayılım, küme sayısı gibi bir dizi karakteristik parametre ile tanımlanmaktadır. Uygun bir parametrelendirmeyle, modelden elde edilen sonuçlar ile hedef değerlerin eşleştiğinden emin olunmalıdır.



Şekil 2.4. Doğrusal zamanla değişmeyen sistem olarak modellenmiş kanal.

Bu tez çalışmasında, yol kaybı, RMS gecikme yayılımı, RMS açısal yayılım, açısal güç spektrumu, küme sayısı ve Ricean K-faktörü gibi geniş ölçekli istatistikler analiz edilmiştir. Bir iç mekan çok yollu mm dalga kanalının karakterizasyonu ve modellemesi yapılmıştır. Teorik altyapı ve tanımlar Bölüm 2.3'te açıklanmıştır.



## 2.3. ÇOK YOLLU KANALLARIN KARAKTERİZASYONU

Bu bölümde, zamanla değişmeyen kanaldan, zamanla değişen yönlü kanala kadar tüm çok yollu kanalların matematiksel gösteriminden bahsedilmektedir. Kanal karakterizasyonunun ve kanal modellemenin temelini teşkil eden rastgele zamanla değişen kanal, yaygın kullanılan sadeleştirici varsayımlarla birlikte Bölüm 2.3.3'te açıklanmaktadır. Çok yollu kanalları karakterize etmek için kullanılan varış zamanı parametreleri ise Bölüm 2.3.5'te ele alınmaktadır.

### 2.3.1. Zamanla Değişmeyen Kanal

Çok yollu bir yayılım senaryosunda, alınan sinyal, iletilen sinyalin gecikmeli ve yayıflatılmış versiyonlarının üst üste binmesi ile oluşmaktadır. Yayılım ortamındaki verici, alıcı ve nesnelere hareket etmediği sürece, kanal doğrusal zamanla değişmeyen bir sistemi temsil etmektedir.

#### 2.3.1.1. Sistem Fonksiyonları

Sistem teorisinden, zamanla değişmeyen bir sistemin, darbe yanıtının  $h(t)$  veya transfer fonksiyonunun  $H(f)$  ile karakterize edildiği bilinmektedir. Kablosuz bir kanalı karakterize etmek için ise kolaylık sağlaması açısından eşdeğer temel bant gösterimi kullanılmaktadır [105,119]. Zaman alanındaki giriş-çıkış ilişkisi:

$$\begin{aligned} y(t) &= h(t) * x(t) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t-\tau)d\tau \end{aligned} \quad (2.9)$$

eşitliği ile verilmektedir. Burada  $y(t)$  alınan sinyali,  $h(t)$  kanalın darbe yanıtını ve  $x(t)$  iletilen sinyali belirtmektedir [105,119]. Benzer şekilde frekans alanındaki giriş-çıkış ilişkisi:

$$Y(f) = H(f)X(f) \quad (2.10)$$

eşitliği ile verilmektedir. Fourier çiftleri aşağıdaki gibidir:

$$x(t) \Leftrightarrow X(f) \quad (2.11)$$

$$y(t) \Leftrightarrow Y(f) \quad (2.12)$$

$$h(t) \Leftrightarrow H(f) \quad (2.13)$$

$X(f)$  giriş sinyalinin frekans domenindeki karşılığını ve  $Y(f)$  çıkış sinyalinin frekans domenindeki karşılığını belirtmektedir.  $H(f)$  ise kanalın transfer fonksiyonunu ya da kanalın frekans yanıtını belirtmektedir.

### 2.3.1.2. Sonsuz Çözünürlük Modeli

Kanalın darbe yanıtı, çok yollu bileşenlerin üst üste bindirilmesiyle oluşmaktadır ve zamanda kaydırılan kompleks dürtülerin  $\delta(t)$  toplamı olarak ifade edilmektedir [73]:

$$h_p(t) = \sum_{k=0}^{K-1} a_k e^{j\psi k} \delta(t - \tau_k) \quad (2.14)$$

burada  $K$ ,  $a_k$ ,  $\psi k$  ve  $\tau_k$ , sırasıyla çoklu yolların sayısını,  $k$ . çoklu yolun genliğini, fazını ve gecikme süresini belirtmektedir. Her bir fiziksel yayılım yolunun veya ışının (Bölüm 2.2.1’de bahsedilmişti) gecikme süresi ekseninde analiz edilebileceği varsayılmaktadır. Kanalın darbe yanıtındaki her bir çoklu yol bileşeni bir yayılım yoluna karşılık gelmektedir. Bu sonsuz çözünürlüklü durumda,  $K$  çok büyük olabilir.

Çok yollu bir kanal, sinyali, gecikme süresi ekseninde genişletip dağıttığı için zamanda dağıtıcı olarak adlandırılmaktadır. Eşitlik 2.14’ün frekans domenindeki karşılığı aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned}
H_p(f) &= F\{h(t)\} \\
&= \sum_{k=0}^{K-1} a_k e^{j\psi k} e^{-j2\pi f \tau_k}
\end{aligned} \tag{2.15}$$

Buna göre,  $H_p(f)$ , her frekansta ilgili Fourier katsayısı ile çarpılan tüm karmaşık yol ağırlıklarının toplamından oluşmaktadır. Frekans domeninde  $|H_p(f)|$ 'nin bu dalgalanmaları, frekans seçiciliği olarak adlandırılmaktadır.

### 2.3.1.3. Sınırlı Bant Genişliği ve Örnekleme

Herhangi bir radyo sistemi veya kablosuz kanal sınırsız bir bant genişliğine sahiptir, bu nedenle  $h_p(t)$  doğrudan gözlemlenemez. Bant genişliği  $B$  ile sınırlanan karmaşık bir temel bant kanal sinyalinin  $s(t)$  olduğu varsayılırsa, (yani  $|f| > \frac{B}{2}$  için  $S(f) = 0$  'dır),  $h_p(t)$  'nin aynı bant genişliği ile sınırlı versiyonu olan  $h_b(t)$  gözlemlenebilmektedir. Bununla birlikte, rastgele bir giriş sinyali  $x(t)$  (eğer  $|f| > \frac{B}{2}$  için  $X(f) = 0$  ise) için, herhangi bir kayıp olmadan,  $h_p(t)$  yerine  $h_b(t)$  kullanılabilir [120].

Dijital bir alıcı sisteminde, gecikme süresi ile çıkış sinyalinin ayrık versiyonu elde edilmektedir. Bu nedenle ölçülen kanalın darbe yanıtı da ayrık olmaktadır. Örnekleme frekansı  $f_s = \frac{1}{T}$ ,  $f_s \geq B$  (örnekleme teoremi) koşulunu karşılıyorsa,  $h_b(t)$ , örnekleme periyodu olan  $h_b(nT)$ ,  $n \in \mathbb{Z}$  örnekleri ile tanımlanmaktadır. Daha sonra  $h_b(t)$ , ideal alçak geçiren enterpolasyonu ile  $h_b(nT)$  örneklerinden tekrar elde edilmektedir.

$$h_b(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_b(nT) \text{sinc}(f_s(t - nT)) \tag{2.16}$$

Burada  $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$  tir.  $h_b(t)$  nedensel, sınırlı gecikmeli ve  $\tau_{\max}$  maksimum gecikmesine sahipse, toplamın  $N = \left\lceil \frac{\tau_{\max}}{T} \right\rceil + 1$ ,  $n \in [0, N-1]$  ile sınırlı olduğu unutulmamalıdır.

Eşitlik 2.16'nın, Eşitlik 2.9'da yerine yazılmasıyla;

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} h_b(mT) \int_{-\infty}^{\infty} \text{sinc}(f_s(t-mT))x(t-\tau)d\tau \\ &= T \sum_{m=-\infty}^{\infty} h_b(mT)x(t-mT) \end{aligned} \quad (2.17)$$

eşitliği elde edilmektedir. Çıkış sinyali  $y(t)$ ,  $B$  bant genişliği ile sınırlı olduğundan, herhangi bir kayıp olmadan örneklenebilmekte ve aşağıdaki gibi yazılabilmektedir.

$$y(nT) = T \sum_{m=-\infty}^{\infty} h_b(mT)x((n-m)T) \quad (2.18)$$

Kompleks ayırık yapıda gösterimi Eşitlik 2.19'da verilmiştir.

$$y[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h[m]x[n-m] \quad (2.19)$$

Burada  $y[n] = y(nT)$ ,  $x[n] = x(nT)$  ve  $h[n] = Th(nT)$ 'dir.

#### 2.3.1.4. Sonlu Çözünürlük Modeli

Bant genişliği sınırlaması, gecikme süresi domeninde sonlu bir çözünürlük  $\tau_{res}$  anlamına gelmektedir.  $B$  ile ters orantılıdır ve  $\tau_{res} = \frac{1}{B}$  olarak tanımlanmaktadır.

Sistem,  $\tau_{res}$ 'ten daha küçük bir aralıkta gelen yayılım yollarını ayıramamaktadır.

Sonsuz çözünürlük modelinde, yayılım yolları  $K = \sum_{l=0}^{L-1} M_l$  'a göre gruplandırılarak düşünülmektedir [121].

$$h_p(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M_l-1} a_{l,m} e^{j\psi_{l,m}} \delta(t - \tau_{l,m}) \quad (2.20)$$

Burada, tek boyutlu indeks  $k$ ,  $l$  ve  $m$  olmak üzere iki indekse bölünmektedir;  $l$ , ana yolları,  $m$  alt yolları ifade etmektedir. Gecikmeleri çözümlenemeyen aynı ana yola sahip alt yolların gecikmeleri, ortalama gecikme metoduyla hesaplanmaktadır.

$$\tau_l = \frac{1}{M_l} \sum_{m=0}^{M_l-1} \tau_{l,m} \quad (2.21)$$

İlgili alt yolların tutarlı bir şekilde birleştirilmesi kanalın darbe cevabını vermektedir.

$$h_\delta(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \delta(t - \tau_l) \sum_{m=0}^{M_l-1} a_{l,m} e^{j\psi_{l,m}} \quad (2.22)$$

İkinci toplam,  $l$ 'inci ana yolun ağırlık faktörünü temsil etmektedir.

$$c_l = \sum_{m=0}^{M_l-1} a_{l,m} e^{j\psi_{l,m}}, \quad \beta_l = |c_l|, \quad \phi_l = \arg\{c_l\} \quad (2.23)$$

$c_l$ 'nin  $l$ 'inci ana yolun karmaşık kazancı veya ağırlığı olduğu tanımı kullanılarak Eşitlik 2.22 şu şekilde yeniden yazılabilmektedir:

$$\begin{aligned} h_\delta(t) &= \sum_{l=0}^{L-1} c_l \delta(t - \tau_l) \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \beta_l e^{j\phi_l} \delta(t - \tau_l) \end{aligned} \quad (2.24)$$

Görüldüğü üzere Eşitlik 2.24 ile 2.14 aynı forma sahiptir ve modeller yalnızca yorumlarında farklılık göstermektedir. Eşitlik 2.24'teki çözülebilir her çok yollu

bileşeni, farklı genlik ve fazlara sahip çoklu yayılım yollarının üst üste binmesinden kaynaklanmaktadır. Bu durum, özellikle kanal statik değil de, zamana veya mekana göre değişkense önemli olmaktadır.

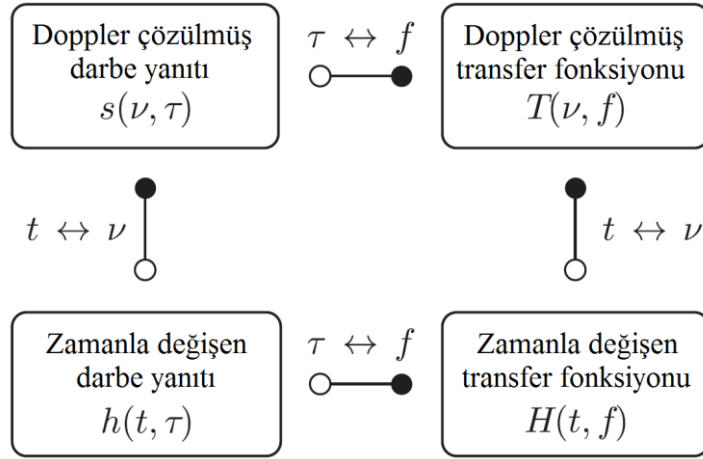
Model, ayrı bir gecikme süresi yaklaşımı eklenerek daha da basitleştirilebilmektedir. Eşitlik 2.14'ten başlayarak gecikme eksenini, bölme adı verilen eşit aralıklara bölünmektedir. Bölme boyutu tipik olarak  $\frac{1}{B}$  seçilmektedir,  $\tau_l = \frac{1}{B}$ ,  $l = 0, 1, \dots, L-1$  bu da ayrı gecikmelere yol açmaktadır. Burada  $[\tau_l, \tau_{l+1})$ ,  $l$ . bölmenin sınırlarını belirtmektedir.  $[\tau_l, \tau_{l+1})$  aralığı içerisinde kalan tüm yayılım yollarının (alt yolların) kompleks ağırlıkları toplanmakta ve  $\tau_l$  gecikmesi atanmaktadır. Kanalın darbe yanıtının yapısı Eşitlik 2.24'te ki ile aynıdır, ancak her bölme bir yol içermeyebilir. Boş bölmelerin kompleks kazancı  $c_l = 0$ 'dır ve üst limit  $L-1$  boş olmayan son bölmeyle temsil etmektedir.

Mobil haberleşme senaryolarında, kanal statik değildir, zamanla değişmektedir. Yine de doğrusal zamanla değişmeyen kanalın açıklaması büyük önem taşımaktadır. Kanalın darbe yanıtını elde edebilmek için gereken zaman içerisinde kanalın statik olduğu varsayılmaktadır.

### 2.3.2. Zamanla Değişen Kanal

Yayılım ortamında saçılmalar oluşuyorsa veya verici-alıcıdan en az biri hareket ediyorsa, kanal zamanla değişmektedir. Doğrusal zamanla değişen bir sistem, dört sistem fonksiyonundan biri ile tanımlanmaktadır [122,123]. En sık kullanılan sistem fonksiyonu, zamanla değişen kanalın darbe yanıtı  $h(t, \tau)$ 'dir [124]. Aşağıda giriş-çıkış ilişkisi verilmektedir.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau)x(t - \tau)d\tau \quad (2.25)$$



Şekil 2.5. Doğrusal zamanla değişen kanalın sistem fonksiyonları ve Fourier dönüşümleri.

Frekans domeni gösterimi, gecikme süresi değişkeni  $\tau$ 'ye göre Fourier dönüşümü yapılarak elde edilmektedir. Zamanla değişen kanalın transfer fonksiyonu  $H(f, t)$ 'yi vermektedir. Giriş-çıkış ilişkisi:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(t, f) X(f) e^{j2\pi ft} df \quad (2.26)$$

eşitliği ile bulunmaktadır. Geri kalan iki sistem fonksiyonu, yani Doppler-çözülmüş transfer fonksiyonu  $T(f, \nu)$  ve Doppler-çözülmüş darbe yanıtı  $s(\nu, \tau)$ , zaman değişkeni  $t$ 'ye göre Fourier dönüşümü yapılarak elde edilmektedir ki bu spektral alanda Doppler kayması (Doppler frekansı)  $\nu$  anlamına gelmektedir. Şekil 2.5'te dört sistem fonksiyonunun Fourier dönüşümü yoluyla birbirleriyle olan ilişkileri verilmiştir. Zamanla değişen kanalda,  $f$  frekans ve  $t$  zaman dönüşüm çiftlerinin artık geçerli olmadığına dikkat edilmelidir.

Eşitlik 2.24'e benzer şekilde, zamanla değişen kanal darbe yanıtı aşağıdaki gibi modellenmektedir [73]:

$$\begin{aligned}
h_{\delta}(t, \tau) &= \sum_{l=0}^{L(t)-1} c_l(t) \delta(\tau - \tau_l(t)) \\
&= \sum_{l=0}^{L(t)-1} \beta_l(t) e^{j\phi_l(t)} \delta(\tau - \tau_l(t))
\end{aligned} \tag{2.27}$$

Burada  $c_l(t)$  katsayıları zamanın fonksiyonudur. Her bir çok yollu bileşenin birden fazla korelasyonsuz yoldan oluştuğu varsayılırsa,  $\beta_l(t)$ ,  $\phi_l(t)$  ve dolayısıyla  $c(t)$  tipik bir mobil senaryoda hızlı dalgalanmalara maruz kalmaktadır. Bir kullanıcının hareketi bile dalga boyunun bir kısmında önemli değişikliklere neden olmaktadır. Bu etkiye, küçük ölçekli sönümlenme denilmektedir. Eşitlik 2.22, 2.23 ve 2.24'te  $a_{l,m}$ ,  $\psi_{l,m}$  ve  $M_l$  zamanın fonksiyonudur. Fazlar  $\psi_{l,m}(t)$  hızla değiştiğinden ve her bir  $c_l(t)$ 'nin ağırlığı, fazör toplamı  $\sum_{m=0}^{M_l(t)-1} a_{l,m}(t) e^{j\psi_{l,m}(t)}$ 'den elde edildiği için  $c_l(t)$  hızlı dalgalanmalara maruz kalmaktadır. Genlikler  $a_{l,m}(t)$  ve gecikmeler  $\tau_l(t)$  zaman içinde daha yavaş değişmektedir. Bir ana yol engellenmediği veya yeni bir yol oluşmadığı sürece çoklu yol bileşenlerinin sayısı  $L(t)$  sabittir. Kanaldaki bu tür değişimler, gölgeleme sönümlenmesine neden olmaktadır ki bu da orta veya geniş ölçekli sönümlenme olarak tanımlanmaktadır [7,73].

Zamanla değişen kanalın transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi modellenmektedir.

$$H_{\delta}(t, f) = \sum_{l=0}^{L(t)-1} c_l(t) e^{-j2\pi f \tau_l(t)} \tag{2.28}$$

Buna göre, her bir frekanstaki  $H(t, f)$  değeri, rotasyon operatörü ile çarpılan tüm  $c_l(t)$ 'lerin tutarlı bir toplamından oluşmaktadır. Bu nedenle,  $|H(t, f)|$  her frekansta hızlı dalgalanmaya uğramaktadır ve bu birden fazla çok yollu bileşen olması şartıyla, her çok yollu bileşenin sadece bir yayılım yolundan oluştuğu anlamına gelmektedir. Dolayısıyla  $\beta_l(t)$  genlikleri neredeyse sabittir, sadece  $\phi_l(t)$  fazları değişmektedir.

Bant sınırlaması durumunda, lineer zamanla değişmeyen sistem için zaman ayrıklaştırması konusunda benzer değerlendirmeler yapılabilmektedir ve giriş-çıkış ilişkisi [120]:



$$y[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h[n, m]x[n - m] \quad (2.29)$$

$y[n] = y(nT)$ ,  $x[n] = x(nT)$  ve  $h[n, m] = Th[nT, mT]$  eşitliği ile bulunmaktadır. Örneklem frekansı  $f_s = \frac{1}{T}$ ,  $f_s \geq B + 2v_{\max}$  şartını sağlamalıdır; burada  $v_{\max}$  maksimum Doppler kaymasını belirtmektedir.

### 2.3.3. Rastgele Zamanla Değişen Kanal

Bir önceki bölümde bahsedildiği üzere bir mobil senaryoda kanal zamanla değişmektedir. Kullanıcının ve saçılmaların davranışı rastgele kabul edilirse, sistem fonksiyonları stokastik süreçler haline gelmektedir. Kanalin tam bir karakterizasyonu için sistem parametrelerinin çok boyutlu olasılık yoğunluk fonksiyonlarının tanımlanması gerekmektedir. Pratik durumlarda bu pek mümkün olmamaktadır. Bu nedenle, sistem parametreleri genellikle basitleştirici varsayımlar kullanılarak korelasyon fonksiyonları ile tanımlanmaktadır [122,125].

#### 2.3.3.1. Korelasyon Fonksiyonları

Her sistem parametresi için ilgili korelasyon fonksiyonu grup ortalaması alınarak hesaplanmaktadır [67,122]:

$$R_h(t, t'; \tau, \tau') = E\{h(t, \tau)h^*(t', \tau')\} \quad (2.30)$$

$$R_H(f, f'; t, t') = E\{H(f, t)H^*(f', t')\} \quad (2.31)$$

$$R_T(f, f'; \nu, \nu') = E\{T(f, \nu)T^*(f', \nu')\} \quad (2.32)$$

$$R_s(\tau, \tau'; \nu, \nu') = E\{s(\tau, \nu)s^*(\tau', \nu')\} \quad (2.33)$$

Mobil radyo kanallarının kısa süreli periyotlarda veya küçük uzamsal mesafelerde geniş anlamda durağan olduğu varsayılmaktadır. Bir geniş anlamda durağan kanalın korelasyon fonksiyonları sadece belirli zaman örneklerine değil aynı zamanda otokorelasyon durağanlığı olarak bilinen  $\Delta t = t - t'$  zaman farklarına da bağlı olmaktadır. Ayrıca geniş anlamda durağanlık, ortalama durağanlık manasına da gelmektedir ki bu da olasılıkların zamanın fonksiyonu olmadığını ifade etmektedir [67].

$$E\{h(t, \tau)\} = \mu_h(t, \tau) = \mu_h(t + \Delta t, \tau) \quad \forall \Delta t \in \mathbb{R} \quad (2.34)$$

$$E\{H(t, f)\} = \mu_H(t, \tau) = \mu_H(t + \Delta t, \tau) \quad \forall \Delta t \in \mathbb{R} \quad (2.35)$$

Farklı yayılım yollarından geçen sinyallerin korelasyonsuz zayıflamalar, faz kaymaları ve gecikme süreleri sergilemesine korelasyonsuz saçılma denilmektedir. Korelasyonsuz saçılmada, frekans korelasyon fonksiyonları, artık belirli frekanslara bağlı değildir, sadece  $\Delta f = f - f'$  frekans farklarına bağlıdır. Korelasyonsuz saçılma kanalları ve geniş anlamda durağan kanallar birbirlerinin zaman-frekans çiftleridir [122]. Korelasyonsuz saçılma kanalı,  $f$  frekans değişkeninde, geniş anlamda durağan bir kanal olarak kabul edilmektedir. Korelasyonsuz saçılma kanalının ve geniş anlamda durağan kanalın karakteristiklerini birleştirmek, hem zaman  $t$ 'ye hem de frekans  $f$ 'ye göre geniş anlamda durağanlığa eşdeğer olan geniş anlamda durağan korelasyonsuz saçılmaya yol açmaktadır. Bir geniş anlamda durağan korelasyonsuz saçılma kanalının dört korelasyon fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılmaktadır [67].

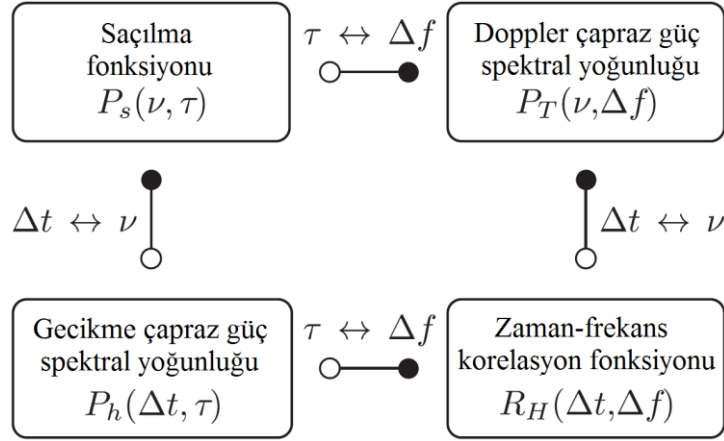
$$R_h(t, t + \Delta t; \tau, \tau') = P_h(\Delta t, \tau) \delta(\tau - \tau') \quad (2.36)$$

$$R_H(t, t + \Delta t; f, f + \Delta f) = R_H(\Delta t, \Delta f) \quad (2.37)$$

$$R_T(\nu, \nu'; f, f') = P_T(\nu, \Delta f) \delta(\nu - \nu') \quad (2.38)$$

$$R_s(\tau, \tau'; \nu, \nu') = P_s(\nu, \tau) \delta(\nu - \nu') \delta(\tau - \tau') \quad (2.39)$$

Korelasyon fonksiyonlarının Fourier dönüşümü vasıtasıyla birbirleriyle olan ilişkileri Şekil 2.6'da gösterilmiştir [106].



Şekil 2.6. Rastgele zamanla değişen kanalın korelasyon fonksiyonları ve Fourier dönüşümleri.

Kanalı karakterize etmek ve kanal parametrelerini elde etmek için yaygın olarak kullanılan çeşitli alt fonksiyonlar bulunmaktadır. Bunlar aşağıda tanıtılmaktadır.

### 2.3.3.2. Frekans ve Zaman Tutarlılığı

Frekans korelasyon fonksiyonu, zaman farkı sıfıra ayarlanarak  $R_H(\Delta f, \Delta t)$ 'den elde edilmektedir.

$$R_H(\Delta f) = R_H(\Delta f, \Delta t) \Big|_{\Delta t=0} \quad (2.40)$$

Frekans korelasyon fonksiyonu kanalın frekans tutarlılığını karakterize etmektedir. Kantitatif bir ölçümde, tutarlı bant genişliği  $B_{\text{coh}}$  ile belirtilmektedir. Tutarlı bant genişliği, normalize frekans korelasyon fonksiyonunun, belirli bir seviyeye, tipik olarak 0.9 veya 0.5'e düştüğü frekans ayrımı olarak tanımlanmaktadır [126].

$$\rho(\Delta f) = \frac{R_H(\Delta f)}{\sqrt{E\{|H(f,t)|^2\} E\{|H(f+\Delta f,t)|^2\}}} \quad (2.41)$$

$B_{\text{coh},0.9}$  korelasyonun güçlü olduğu frekans ayrımı olarak tanımlanmaktadır. Bu bağlamda,  $B_{\text{coh},0.9}$  iletim için kanal eşitlemenin gerekli olup olmadığını değerlendirmek ve çok taşıyıcılı bir sistemde minimum taşıyıcı aralığını bulmak için kullanılmaktadır.  $B_{\text{coh},0.5}$  korelasyonun düştüğü ve 0.5'in altında kaldığı frekans ayrımı olarak tanımlanmaktadır.  $\Delta f$  ile ayrılmış iki frekans noktası, eğer  $\Delta f \geq B_{\text{coh},0.5}$  ise, zayıf veya orta derecede ilişkilidir. Çok taşıyıcılı bir sistem göz önüne alındığında, frekans çeşitliliğinden faydalanmak için korelasyonsuz alt taşıyıcıların kullanılması arzu edilmektedir.

Benzer şekilde, zaman korelasyon fonksiyonu zaman tutarlılığını karakterize etmek için kullanılmaktadır ve frekans farkı sıfıra ayarlanarak elde edilmektedir.

$$R_H(\Delta t) = R_H(\Delta f, \Delta t) \Big|_{\Delta f=0} \quad (2.42)$$

Normalize fonksiyonun 0.9 veya 0.5 gibi belirli bir seviyeye düştüğü zaman ayırımına, tutarlılık süresi  $T_{\text{coh}}$  denilmektedir.

$$\rho(\Delta t) = \frac{R_H(\Delta t)}{\sqrt{E\{|H(f,t)|^2\} E\{|H(f,t+\Delta t)|^2\}}} \quad (2.43)$$

### 2.3.3.3. Güç Gecikme Profili

Güç gecikme profili  $P_h(\tau)$ , zaman farkını sıfıra eşitleyerek veya  $P_s(\nu, \tau)$ 'yi  $\nu$  üzerinden integre ederek  $P_h(\Delta t, \tau)$ 'den elde edilmektedir. Kanalın darbe yanıtının grup ortalaması ile hesaplanmaktadır [67,127]:

$$P_h(\tau) = E \left\{ |h(t, \tau)|^2 \right\} = E \left\{ |h(\tau)|^2 \right\} \quad (2.44)$$

Güç gecikme profili, gecikmeye göre çok yollu gücün uğradığı zayıflamayı göstermektedir ve küçük ölçekli sönümlenmenin etkilerini azaltmaktadır. Kanalin karakteristik parametrelerinin tanımlanması için kullanılan en temel fonksiyondur. Literatürdeki yaygın gösterime uygun olması açısından bu tez çalışmasında güç gecikme profili  $P(\tau)$  olarak belirtilmiştir.

Daha önce yapılmış kanal ölçümlerine dayanarak, güç gecikme profili genellikle ergodik varsayılmaktadır, ki bu grup ortalamasının bir zaman ortalamasıyla yer değiştirmesine izin vermektedir. Bir dizi kanal gözlemini (kanalın darbe yanıtının anlık görüntüleri) temel alarak güç gecikme profili şu şekilde hesaplanmaktadır.

$$P(\tau) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |h(t_k, \tau)|^2 \quad (2.45)$$

Burada  $K$ , ortalama almak için dikkate alınan anlık görüntü sayısını belirtmektedir ve  $t_k$ ,  $k$ . anlık görüntünün zaman değeridir.

Literatürde güç gecikme profilinin çok çeşitli tanımları bulunmaktadır. Sıklıkla  $|h(\tau)|^2$  güç gecikme profili olarak belirtilmektedir, ancak bu ifade için “çok yollu yoğunluk profili” ve “anlık güç gecikme profili” tanımları da kullanılmaktadır [128,129]. Bir diğer görüşe göre güç gecikme profili, “çok yollu yoğunluk profilleri” nin uzamsal ortalaması alınarak elde edilmektedir [7]. Yine bir başka çalışmada ise ölçüm ortamındaki herhangi bir noktada ölçülen güç gecikme profili ( $|h(\tau)|^2$ ) “lokal güç gecikme profili” olarak belirtilmiştir ve ölçüm ortamındaki çeşitli noktalarda ölçülen güç gecikme profillerinin ortalaması “küçük ölçekli ortalama güç gecikme profili” olarak belirtilmiştir [130].

Bu tez çalışmasında, ortalama güç gecikme profili terimi kullanılmıştır ve güç gecikme profilini hesaplamak için Eşitlik 2.45 veya 2.49 kullanılmıştır.  $\bar{p}(\tau)$  ile

sembolize edilmiştir. İster zamanla değişen bir kanal olsun ister uzamsal olarak değişen bir kanal (Bölüm 2.3.4'te bahsedilmektedir) olsun anlık güç gecikme profili  $p(\tau) = |h(\tau)|^2$  olarak belirtilmiştir. Ergodisitenin olduğu istisnai durum hariç genel anlamda anlık güç gecikme profili güç gecikme profili değildir.

Güç gecikme profili, kanalın zamanda dağılımını karakterize etmektedir. İlgili parametreler Bölüm 2.3.5'te tanımlanmıştır.

### 2.3.4. Yönlü Zamanla Değişen Kanal

Son on yılda, akıllı anten ve çoklu giriş çoklu çıkış sistemleri, geleneksel sistemlere kıyasla büyük kapasite kazanımları sebebiyle önem kazanmaktadır. Kanalın yönlülüğü ve mekansal özelliklerini kullanmak için hüzmleme teknikleri ve uzay-zaman kodlama tekniklerinden faydalanılmaktadır. Bu tür sistemlerin performansını değerlendirmek için, iletilen ve alınan sinyallerin yönlerini belirten bir kanal yapısının açıklanması gerekmektedir.

#### 2.3.4.1. Sistem Fonksiyonları

Zamanla değişen kanalın darbe yanıtı, yönlü bir bileşen ile genişletilmektedir.

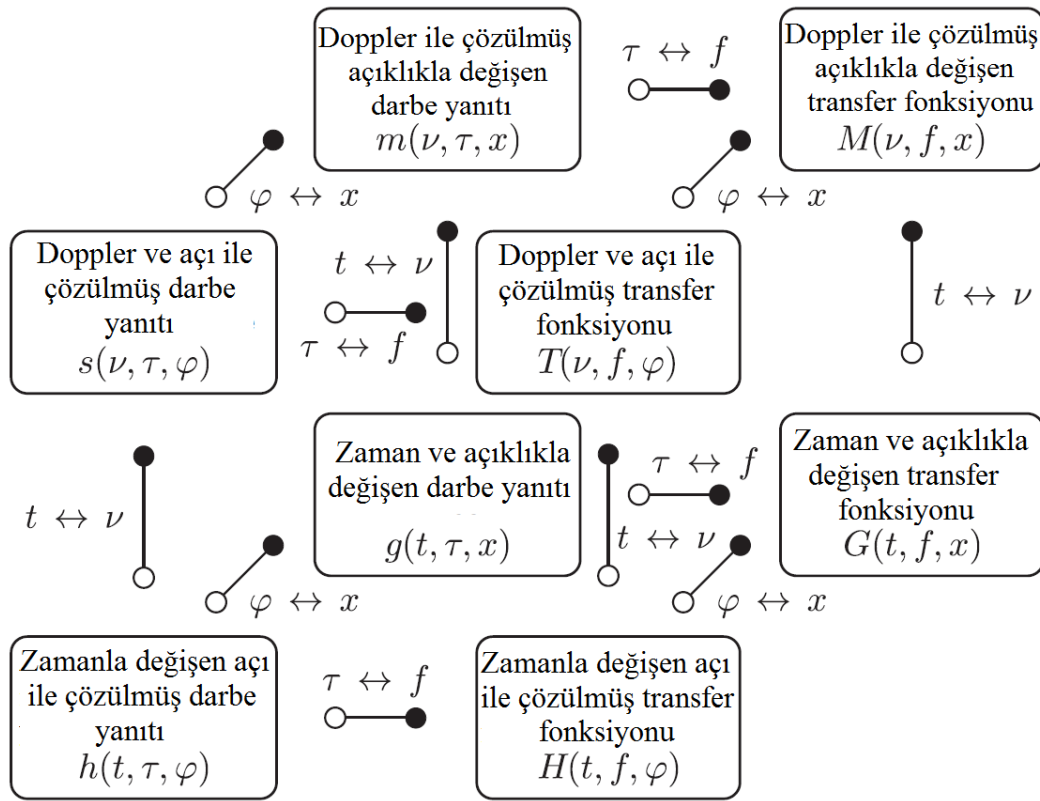
$$h(t, \tau) \rightarrow h(t, \tau, \varphi) \quad (2.46)$$

Burada  $h(t, \tau, \varphi)$  zamanla değişen açılı darbe yanıtını belirtmektedir.  $\varphi$  açısı (örneğin) alıcı kısımdaki azimut açısını göstermektedir. Benzer şekilde, kanalın darbe yanıtı, elevasyon açısı ve verici tarafındaki açılarla genişletilmektedir. Polarizasyonun da bir parametre olarak eklenmesiyle, yayılım kanalının tam çift yönlü polarimetrik gösterimi elde edilmektedir [68]. Bu tez çalışmasında yapılan ölçümlerde ve analizlerde, yukarıda bahsedilen uzantılar ihmal edilmiştir.

$h(t, \tau, \varphi)$ 'nin  $\varphi$  açısına göre Fourier dönüşümü, uzay alanında bulunan  $x$  açıklığına bağlı olarak sistem fonksiyonlarıyla hesaplanmaktadır.

$$g(t, \tau, x) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau, \varphi) e^{-j2\pi(x/\lambda)\sin\varphi} d(\sin\varphi) \quad (2.47)$$

Burada  $g(t, \tau, x)$  zaman ve açıklık değişkenine göre darbe yanıtını belirtmektedir. Eşitlik 2.47, farklı açılarla gelen çok yollu bileşenlerin uzay alanında tutarlı bir şekilde üst üste bindirildiğini ve  $x$ 'e göre  $g(t, \tau, x)$ 'nin dalgalanmalara yol açtığını ifade etmektedir. Kanalın uzay alanında sergilediği bu karakteristik, zaman alanında ve frekans alanında sergilediği karakteristiğin iki katıdır.



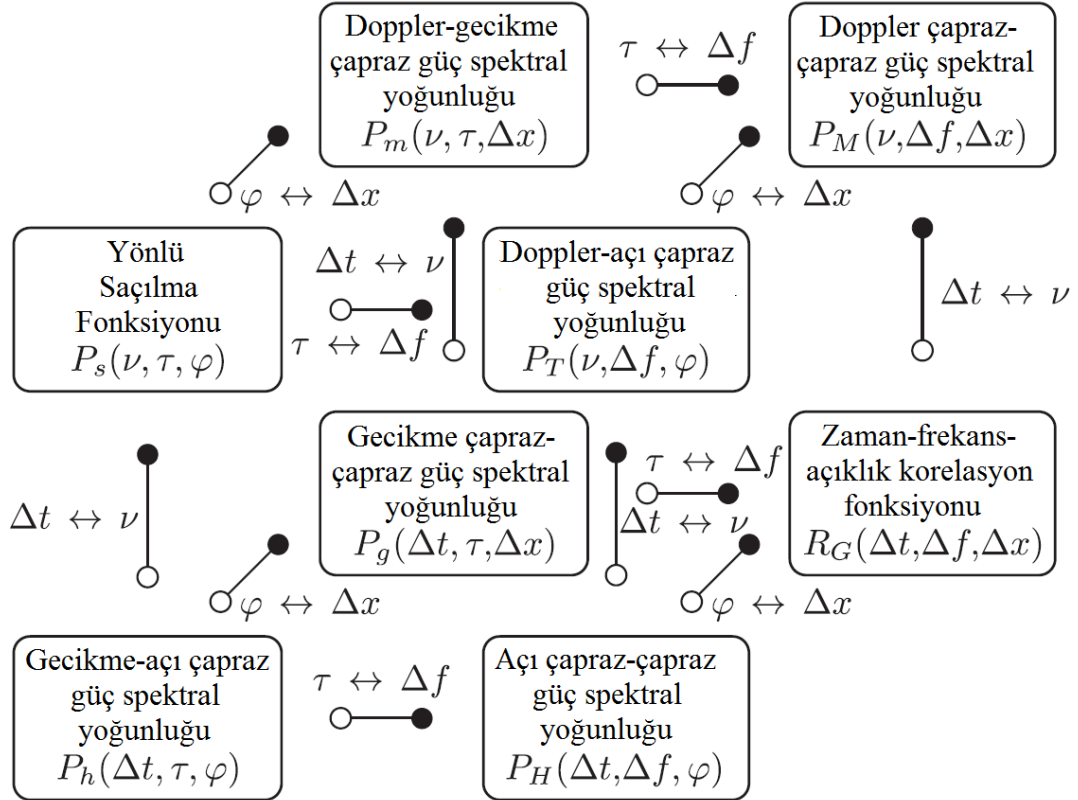
Şekil 2.7. Yönlü zamanla değişen kanalın sistem fonksiyonları ve Fourier dönüşümleri [106].

Yönlü zamanla değişen kanal üç değişkene bağlıdır. Bu nedenle Şekil 2.7'de gösterildiği gibi Fourier dönüşümü birbiriyle ilişkili sekiz sistem fonksiyonu aracılığıyla açıklanabilmektedir.

Çoğu durumda, kanal zaman veya uzay değişkeni olarak kabul edilmektedir. Açıklık değişkenine göre darbe cevabı  $g(\tau, x)$  ve açıklık değişkenine göre transfer fonksiyonu  $G(f, x)$  ile statik bir kanal uzay üzerinde gözlemlenebilmektedir.

### 2.3.4.2. Korelasyon Fonksiyonları

Rastgele yönlü zamanla değişen kanal, Şekil 2.8'de gösterilen sekiz korelasyon fonksiyonundan biri ile karakterize edilmektedir. Kanalın korelasyon fonksiyonunun  $\varphi$ 'ye göre korelasyonsuz saçılmaya uğradığı varsayılmaktadır ki bu da  $x$ 'e göre geniş anlamda durağanlığa karşılık gelmektedir.



Şekil 2.8. Yönlü zamanla değişen kanalın korelasyon fonksiyonları ve Fourier dönüşümleri [106].



Korelasyon fonksiyonu  $g(\tau, x)$ :

$$\begin{aligned} R_g(\tau, \tau'; \Delta x) &= E\{h^*(\tau, x)h(\tau', x + \Delta x)\} \\ &= P_g(\tau, \Delta x)\delta(\tau' - \tau) \end{aligned} \quad (2.48)$$

eşitliği ile bulunmaktadır. Burada  $P_g(\tau, \Delta x)$ , uzaysal değişen kanalın gecikme çapraz güç spektral yoğunluğunu belirtmektedir.  $x$ 'e göre ergodisite olduğu varsayılırsa,  $P_g(\tau)$ , bir dizi gözlemden hesaplanmaktadır:

$$P_g(\tau) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |g(\tau, x_k)|^2 \quad (2.49)$$

burada  $x_k$ ,  $k$ . anlık görüntünün gözlem noktasının konumunu belirtmektedir.

### 2.3.5. Variş Zamanı Parametreleri

Gecikme süresi domenindeki çok yollu kanalların özelliklerini ölçmek için, variş zamanı parametreleri olarak belirtilen bir ölçüm ailesi kullanılmaktadır. Variş zamanı parametreleri güç gecikme profilinden türetilmektedir. Güç gecikme profili  $P(\tau)$ 'nin belirli bir eşik değeri  $X$ 'i aştığı ilk nokta aşırı gecikmeyi belirtmektedir.

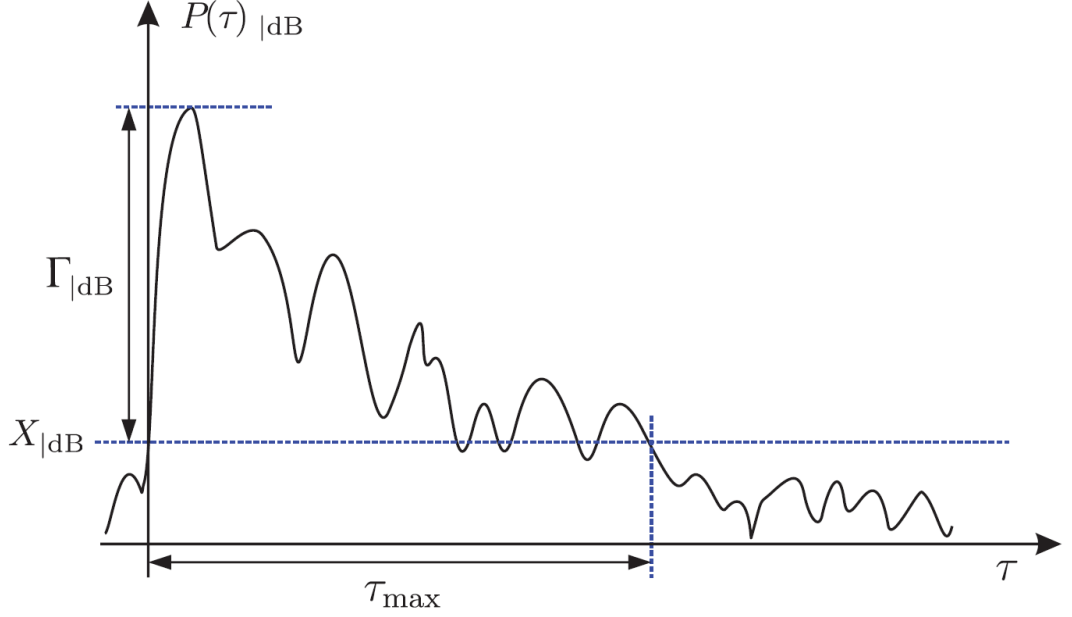
Güç gecikme profili süresinin sınırlı olduğu varsayımına dayanarak, maksimum aşırı gecikme şu şekilde tanımlanmaktadır:

$$\tau_{\max} = \max\{\tau | P(\tau) \geq X\} \quad (2.50)$$

Güç gecikme profilinin,  $X$ 'i aştığı ilk değeri ile  $X$ 'in altına düştüğü son değeri arasındaki farkın, zaman eksenindeki karşılığı gecikme aralığı olarak ifade edilmektedir. Eşik değeri güç gecikme profilinin maksimum değerine göre belirlenmektedir:

$$X_{|dB} = 10 \log_{10} \max \{P(\tau)\} - \Gamma_{|dB} \quad (2.51)$$

burada  $\Gamma$ , nispi değerlendirme eşiğini belirtmektedir.  $\Gamma$ , tipik olarak 10 ila 40 dB arasında değerler almaktadır, çoğu durumda 20 dB veya 30 dB değerini almaktadır. Yukarıda bahsedilen tanımlar Şekil 2.9'da gösterilmektedir.



Şekil 2.9. Güç gecikme profilinin ve uygulanan  $\Gamma$  eşiğinin gösterimi.

Ortalama aşırı gecikme  $\tau_m$ , güç gecikme profilinin birinci dereceden momenti alınarak hesaplanmaktadır:

$$\tau_m = \frac{\int_0^{\tau_{max}} \tau P(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_{max}} P(\tau) d\tau} \quad (2.52)$$

Ayrık durumda ise şu şekilde hesaplanmaktadır:

$$\tau_m = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} \tau_l P(\tau_l)}{\sum_{l=0}^{L-1} P(\tau_l)} \quad (2.53)$$

Kanalın zamanda dağılımını incelemek için kullanılan en yaygın ölçüt RMS gecikme yayılımıdır. Güç gecikme profilinin ikinci momenti alınarak hesaplanmaktadır.

$$\begin{aligned}\tau_{\text{rms}} &= \sqrt{\frac{\int_0^{\tau_{\text{max}}} (\tau - \tau_m)^2 P(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_{\text{max}}} P(\tau) d\tau}} \\ &= \sqrt{\frac{\int_0^{\tau_{\text{max}}} \tau^2 P(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_{\text{max}}} P(\tau) d\tau} - \tau_m^2}\end{aligned}\quad (2.54)$$

$$\begin{aligned}\tau_{\text{rms}} &= \sqrt{\frac{\sum_{l=0}^{L-1} (\tau_l - \tau_m)^2 P(\tau_l)}{\sum_{l=0}^{L-1} P(\tau_l)}} \\ &= \sqrt{\frac{\sum_{l=0}^{L-1} \tau_l^2 P(\tau_l)}{\sum_{l=0}^{L-1} P(\tau_l)} - \tau_m^2}\end{aligned}\quad (2.55)$$

Variş zamanı parametreleri, özellikle de RMS gecikme yayılımı, çok yollu kanalları karakterize ederken ve karşılaştırırken hem bu çalışmada hem de literatürde önemli bir rol oynamaktadır. Ölçüm verilerinden elde edilen RMS gecikme yayılımı Bölüm 4.1’de ele alınmaktadır.

Benzer şekilde açısal dağılım da açısal güç profiline veya açısal güç spektrumuna  $P(\varphi)$  bağlı olarak tanımlanabilmektedir. Açısal dağılım parametreleri, açısal güç spektrumunu  $\nu$  ve  $\tau$ ’ye göre integre ederek elde edilen yönlü saçılma fonksiyonundan türetilmektedir (Bölüm 2.3.4’te bahsedilmiştir).

## 2.4. GENİŞ ÖLÇEKLİ SÖNÜMLENME VE YOL KAYBI

### 2.4.1. Geniş Ölçekli Sönümlenme

Mobil çok yollu yayılım senaryosunda, alınan sinyalin zarfı dalgalanmalara maruz kalmaktadır. Bu dalgalanmalara bir önceki bölümde açıklanan çoklu yolların üst üste binmesi neden olmaktadır. Alınan sinyalin dalga boyunun belirli bir mesafeden

geçmesi durumunda kısa bir zaman aralığında meydana gelen bu dalgalanmalar, çok yollu sönümlenme veya küçük ölçekli sönümlenme olarak ifade edilmektedir [7,86].

Küçük ölçekli sönümlenmenin tersi geniş ölçekli sönümlenmedir. Geniş ölçekli sönümlenme, gönderilen sinyal, dalga boyundan daha büyük bir mesafe boyunca hareket ettiğinde, ortalama alınan güçteki dalgalanmaları ifade etmektedir. Bu dalgalanmalar, sinyalin gücüne etki eden yayılım yollarından kaynaklanmaktadır. Ortalama alınan güç, direkt olarak yol kaybı ile modellenemez. Yol kaybı, verici ve alıcı arasındaki kanalda oluşan zayıflamayı temsil etmektedir. Mesafenin bir fonksiyonu olarak modellenmektedir ve kanalı makro düzeyde tanımlamaktadır. Yol kaybı modelleri kanal modellerinin önemli bir parçası olmasının dışında, bir haberleşme sisteminin kapsama alanını belirlemek ve aynı frekansı kullanan komşu hücrelerden gelen paraziti belirlemek için faydalıdır.

#### 2.4.2. Yol Kaybı

Yol kaybı, iletilen etkin gücün alınan güce oranı olarak tanımlanmaktadır [7]. Verici ile alıcı arasındaki yol kaybı hesaplanırken anten kazançları hesaba katılabilir de katılmayabilir de, bu nedenle yol kaybı parametresi hem radyo kanalında hem de yayılım kanalında kullanılmaktadır. Bu çalışmada, yol kaybı hesaplanırken anten kazançları dikkate alınmıştır. İletilen güç  $P_T$  ve ortalama alınan güç  $\bar{P}_R$  olmak üzere yol kaybı  $P_L$  ;

$$\begin{aligned}
 L_{PL,dB} &= 10 \log_{10} \left( \frac{P_T}{\bar{P}_R} G_T G_R \right) \\
 &= P_{T|dBm} - \bar{P}_{R|dBm} + G_{T|dBi} + G_{R|dBi}
 \end{aligned} \tag{2.56}$$

eşitliği ile bulunmaktadır. Burada  $G_T$ , verici antenin kazancını ve  $G_R$ , alıcı antenin kazancını belirtmektedir. Hem verici kısımda hem de alıcı kısımda tüm yönlü anten kullanılması durumunda yol kaybı yukarıdaki eşitlikten hesaplanmaktadır. Düşük kazançlı, azimut düzleminde tüm yönlü veya en azından ortamın ilgili yayılım

bölümünü kaplayacak kadar geniş bir paterne sahip antenlerin hizalandığı görüş hattı, baskın yayılım koşullarına sahip kanallar için geçerli olmaktadır.

Görüş hattının, yol kaybının düşük kazançlı antenlerle yapılan ölçümlere dayanarak karakterize edilmesi durumunda, görüş hattı yönünün ana lobdan sapmasına göre Eşitlik 2.56'dan görüleceği üzere  $G_T$  ve  $G_R$  'yi azaltarak hizalama hatalarını telafi etmek gerekmektedir. Bu nedenle  $G_T$ , verici antenin alıcı anten yönündeki kazancı olarak ve  $G_R$ , alıcı antenin verici anten yönündeki kazancı olarak yorumlanmaktadır. Kullanılan antenlerin paternleri ve açısal sapmaları bilinmelidir. Ayrıca, hizalama hataları, görüş hattı yolunun ana lob içinde, örneğin yarı güç hüzmeye genişliği içinde olmasını sağlayacak kadar küçük olmalıdır.

Ölçüm için mekanik veya elektronik olarak yönlendirilebilir yönlü antenler kullanılarak, tüm yönlerin uygun şekilde taranması ve elde edilen sonuçların sentezlenmesiyle tüm yönlü kanal elde edilmektedir [131]. Herhangi bir yönlendirme yapılmayan yönlü antenlerle elde edilen yol kaybı modeli sadece anten paternlerine değil, aynı zamanda *hizalama stratejisine* de bağlı olmaktadır. Görüş hattında baskın koşullarda, verici anten ve alıcı anten hizalandığında alınan güç maksimum olmaktadır. Bu durum görüş hattının olmadığı koşullar için geçerli olmamaktadır. Hizalama stratejisi ile yönlü antenler ve antenleri her yöne yönlendirebilen düzenekler kullanılarak alınan gücün maksimum olduğu yön tayin edilebilmektedir. Elde edilen sonuç tüm yönlü yol kaybı modelinden farklı olmakla birlikte anten kazançlarının artması ve çok yollu yayılım ile bu fark daha da artmaktadır. Yol kaybı modelinin düzgün bir şekilde yorumlanabilmesi için yol kaybının matematiksel alt yapısının bilinmesi gerekmektedir.

Serbest uzay yayılım koşulları altında,  $L_{PL}$  serbest uzay kaybı  $L_{FS}$  'ye eşittir (Bölüm 2.1.1.'de bahsedilmiştir):

$$L_{FS|dB} = 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (2.57)$$

burada  $d$  verici ile alıcı arasındaki mesafeyi ve  $\lambda$  dalga boyunu belirtmektedir. Kolaylık sağlanması için ifadeye bir referans mesafesi  $d_0$  eklenmektedir ve verilen bir dalga boyu için toplam yol kaybı,  $d_0$ 'daki toplam yol kaybı ve  $d_0$ 'a göre  $d$ 'nin bir fonksiyonu olarak aşırı kayıp ile ifade edilmektedir:

$$L_{FS}(d)_{dB} = L_{FS}(d_0)_{dB} + 20 \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) \quad (2.58)$$

Referans mesafe, verici ile alıcı arasındaki mesafeden daha küçük ( $d_0 < d$ ) olacak şekilde uzak alanda seçilmelidir. Mm dalga frekansları için karakteristik referans mesafe değeri  $d_0 = 1 \text{ m}$ 'dir.

Çok yollu senaryolar için, serbest uzay denklemi uygulanamamaktadır. Log mesafe yasası olarak da bilinen yol kaybı üssü modeli şu şekilde ifade edilmektedir [132]:

$$L_{PL}(d)_{dB} = \bar{L}_{PL}(d_0)_{dB} + 10n \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (2.59)$$

burada kesme noktası  $\bar{L}_{PL}(d_0)$  referans mesafedeki ortalama yol kaybını ve  $n$ , yol kaybının, verici ile alıcı arasındaki mesafeye göre ne kadar hızlı arttığını karakterize eden yol kaybı üssünü belirtmektedir.  $X_\sigma$ , standart sapması  $\sigma$  olan dB cinsinden sıfır ortalamalı Gauss rastgele değişkenini belirtmektedir ve gölgeleme sönümlenmesi olarak isimlendirilmektedir. Yol kaybının sadece mesafeye değil, aynı zamanda yayılım ortamına ve verici ile alıcının konumlarına da bağlı olduğu görülmektedir. Bu çalışma da yol kaybını elde etmek için, gölgeleme sönümlenmesinin de dahil edildiği Eşitlik 2.59'da belirtilen yol kaybı üssü modeli kullanılmıştır.

Literatürde, özellikle NLoS kanal senaryoları için daha karmaşık yol kaybı modelleri de bulunmaktadır. Mesafeye bağlı güç üssü birkaç geçerli aralık tanımlamaktadır ve her aralık için farklı yol kaybı üsleri uygulanmaktadır. Bir bina içindeki 1900 MHz

kanalı ölçüm verilerinden dört aralıklı bir model türetilmiştir [133]. Duvarlar ve zeminler penetrasyon kayıplarına neden olmaktadır. Bölme temelli yol kaybı modellerinde, duvarlar, mobilyalar veya ağaçlar gibi engellerin sayısı ve türü göz önüne alınarak penetrasyon kayıpları açık bir şekilde belirtilmektedir [7,134]. Bu modeller alana özgü sonuçlar sağlamaktadır, ancak farklı geometrilere sahip senaryolar için de uygulanmaktadırlar.

İç mekan yayılımına etki etmeyen ancak dış mekan yayılımları için etkili olan atmosferik faktörlerden Bölüm 2.1.2’de bahsedilmiştir. Mm dalga frekanslarındaki dış mekan senaryolarında, kabaca 100 m’nin üzerindeki bağlantı mesafelerinde yol kaybı etkili olmaya başlamaktadır. Mm dalga küçük hücre senaryolarında hücre yarıçapı yaklaşık 100 m olduğu için yol kaybı çok etkili olmamaktadır. Bununla birlikte, daha büyük mesafeler için, Eşitlik 2.59’a ek terimler ilave etmek gerekir, çünkü etkiler mesafe ile üstel olarak ölçeklenmektedir ve logaritmik mesafe yasası geçerli olmamaktadır.

## **2.5. SONUÇ**

Bu bölümde mm dalga bandının yayılım özellikleri konusundan bahsedilmiştir. Serbest uzay yayılımı, penetrasyon, yansıma, saçılma, kırınım ve atmosferik gazların neden olduğu emilim, sis ve yağış gibi yayılım mekanizmaları ve dalga yayılımına etki eden faktörler anlatılmıştır. Kanalın genel davranışı hakkında bilgi veren, anlaşılabilir karmaşıklığa sahip model elde etmede kullanılan, deterministik modelleme ve stokastik modelleme yöntemleri sunulmuştur. Kanal modellemenin temelini teşkil eden çok yollu kanalların matematiksel gösterimi verilmiştir. Dalga boyundan daha büyük bir mesafe kateden sinyalin uğradığı geniş ölçekli sönümlenme ve yol kaybından bahsedilmiştir. Yol kaybı hesaplanırken dikkat edilmesi gereken parametreler açıklanmıştır.

## BÖLÜM 3

### IŞIN İZLEME TEKNİKLERİYLE KANAL YAYILIM SİMÜLASYONU

Bilgi teknolojilerinin gelişimiyle birlikte, kablosuz haberleşme, esneklik, kolay kurulum, zaman ve maliyet gibi avantajlı özellikleri nedeniyle modern haberleşme de kullanılan en yaygın teknoloji haline gelmiştir. Yüksek çözünürlüklü video akışı, çevrimiçi kayıpsız ve gecikmesiz müzik dinleyebilme ve oyun oynayabilme gibi gittikçe daha popüler hale gelen multimedya uygulamaları kablosuz haberleşme de veri hızına olan talebi artırmaktadır.

Son yıllarda geliştirilen WLAN standardı IEEE 802.11ac ile önceki nesil standart IEEE 802.11n [135]'den çok daha hızlı, Gbps mertebelerinde, veri hızlarına ulaşmıştır [136]. Günümüzde, mevcut kablosuz teknolojiler ve protokoller tarafından sağlanan bant genişliği kullanıcıların gereksinimlerini karşılayamamaktadır. Bu nedenle, kablosuz sinyalin bant genişliğini ve veri hızını artırmak, kablosuz haberleşme de güncel bir araştırma konusudur.

Mm düzeyinde dalga boyuna sahip elektromanyetik dalgaların frekansları 30 ila 300 GHz arasındadır [137]. Günümüzde kullanılan 2,4 ila 5 GHz frekans bandına kıyasla, mm dalga bandının birçok avantajı bulunmaktadır. Bu avantajların en önemlisi, birkaç GHz veya daha fazla bir bant genişliği sağlayabilmektedir ki, bu da birkaç gigabit veriyi sadece bir saniye içinde aktarabilmek manasına gelmektedir. Mm dalga bandının bir diğer avantajı, atmosferde (su buharı ve oksijen sebebiyle) büyük zayıflamalara maruz kalmasıdır. Dolayısıyla kapsama alanı sınırlıdır. Kapsama alanının sınırlı olması bu bandı bina içi ortamlar için daha güvenli hale getirmektedir. Bina dışı ortamlarda uğradığı zayıflamalar sebebiyle duvarlardan veya diğer engellerden geçmesi kolay değildir. Tüm bunların yanı sıra dalga boyu kısa olduğu için anten boyutları da çok kısadır. Bu nedenle mm dalga bandı taşınabilir cihazlar için daha uygundur.



Mm dalga bandında bir kablosuz haberleşme sistemi geliştirmek için mm dalga yayılım kanalının özellikleri detaylı bir şekilde modellenmelidir. Halihazırda yaygın olarak kullanılan kanal modellerinin çoğu düşük frekanslardaki mikrodalga bantları için geçerlidir [7,138]. Mm dalga bandının, yüksek frekansı ve kısa dalga boyu nedeniyle küçük ölçekli sönümlenme karakteristikleri daha karmaşıktır. Bu nedenle var olan kanal modelleri doğrudan burada uygulanamaz. Mm dalga kanalı modellemesi için daha çok çalışma yapılması gerekmektedir.

Bir kablosuz kanal modeli, geniş ölçekli sönümlenme ve küçük ölçekli sönümlenme olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır. Geniş ölçekli sönümlenme, yol kaybı modeli olarak da bilinmektedir. Yol kaybı modeli, sinyal zayıflamasının verici ile alıcı arasındaki mesafeye ve frekansa bağımlılığını açıklamaktadır. Çok yollu etki küçük ölçekli sönümlenmeye neden olmaktadır. Bina içi yayılım ortamında bulunan nesnelere, alınan sinyalde farklı fazlara ve farklı sönümlenmelere sebep olmaktadır. Alınan sinyal direkt gelen sinyal, yansıma yolundan gelen sinyal ve kırınım yolundan gelen sinyal bileşenlerini içermektedir.

Yansıma, kırınım ve saçılma üç temel yayılım fenomeni olarak bilinmektedir [139]. Yansıma; dalga boyu  $\lambda$  olan bir düzlem dalgası, dalga boyuna göre çok daha büyük boyuttaki bir nesneyle karşılaştığında ortaya çıkmaktadır. Yansıma yasasına göre, gelen düzlem dalgasının yönü ve yansıyan düzlem dalgasının yönü yüzeye göre normal ile aynı açıyı yapmaktadır. Kırınım, bir düzlem dalgasının, dalga boyu ile aynı büyüklüğe sahip bir nesneye çarptığında ortaya çıkmaktadır. Saçılma, bir düzlem dalgası, dalga boyuna göre çok daha küçük boyuttaki bir cisme çarptığında oluşmaktadır. Saçılma gelen düzlem dalgasının enerjisini birçok farklı yöne yönlendirmektedir.

Deterministik modelleme ve stokastik modelleme olmak üzere iki tür kanal modelleme yöntemi vardır [140].

Stokastik kanal modelleme yöntemleri, istatistiksel modelleme yöntemleri olarak da adlandırılmaktadır [141,142]. Öncelikle kanalın yanıt verilerini almak için birçok ölçüm yapılması gerekmektedir. Daha sonra istatistiksel yöntemler ile kanal

parametrelerini elde etmek için genel modeller kullanılmaktadır. S-V (Saleh-Valenzuela) modeli [16] ve Suzuki modeli [12] en sık kullanılan temel istatistiksel modeller arasındadır. Doğruluğu ve hassasiyeti artırmak için temel modeller, ölçülen verilerle desteklenmelidir.

Deterministik kanal modelleme yöntemleri, diğer yöntemlerden farklı olarak, kanalın fiziki şartları ile ilgilenmektedir [143]. Yayılım ortamı eksiksiz bir biçimde modellenmektedir ve vericiden her yöne yayılan yollar alıcıya kadar takip edilmektedir. Bir binanın içinde belirli bir yerde alıcıya ulaşan yolların genlik, gecikme, polarizasyon ve faz bilgileri elde edilmektedir ve elde edilen bu bilgiler aynı konum için karmaşık bir darbe yanıtına dönüştürülmektedir.

### **3.1. IŞIN İZLEMENİN KURAMSAL TEMELLERİ**

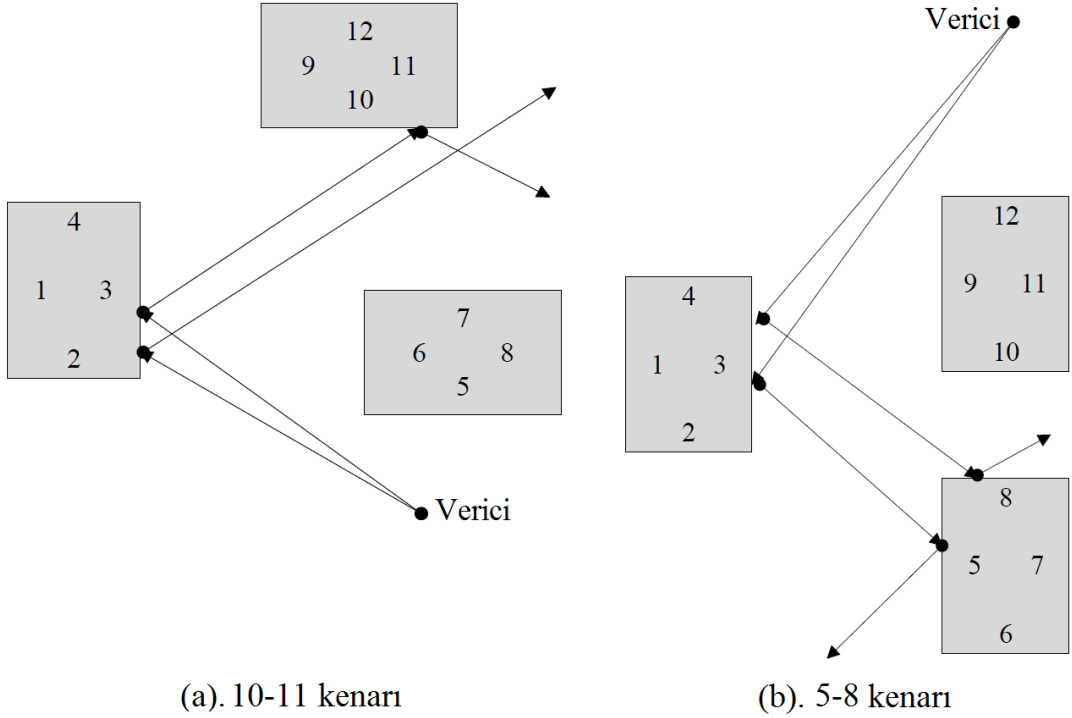
Tam 3 boyutlu ışın izleme modeli, yansımaların, iletimlerin (kırılmaların) ve kırınımların elektrik alan üzerindeki etkilerini içermektedir. Tam 3 boyutlu model, nesne şekli üzerine herhangi bir kısıtlama getirmemektedir. Bu model aynı zamanda hem binaların çatısının eğimli olmasına hem de iç mekanlarda nesnelerin üzerindeki iletimin modellenmesine imkan sağlamaktadır [144].

#### **3.1.1. Işın İzleme Metodları**

İç mekan mm dalga kanal modellemesinin ışın izleme simülasyonunda Gönderilen ve Yansıyan Işın (GYI) yöntemi kullanılmıştır. GYI yöntemi, konumlarına bakılmaksızın iki boyutlu bina geometrisi boyunca belirli alan noktalarının ışın yollarını izlemek için kullanılmaktadır [145,146]. Işınlardan kaynak noktasından izlenmektedir ve bina duvarlarından yansıtılmaktadır. Bina duvarlarına çarpan ışınlar özellikle yansıtılmaktadır ve maksimum yansıma sayısına kadar veya ışınlar çalışma alanı sınırına ulaşana kadar izlenmeye devam edilmektedir.

Vericiden alıcıya ulaşan geometrik yayılım yollarını bulmak için GYI metodunun nasıl kullanıldığından bahsetmeden önce, kırınım kenarlarının oluşumundan bahsetmek gerekmektedir. Geometrik Kırınım Teorisinde, kırınımlar alanın süreksiz

hale geldiği noktalarda meydana gelmektedir. Birinci dereceden kırınım kenarları, geometri boyunca farklı yolları takip eden bitişik ışınlar aranarak bulunmaktadır. Çünkü birinci dereceden kırınım kenarları, Geometrik Optik alanlardaki süreksizlikleri tanımlamaktadır. Bu bitişik ışınlar arasına bir kırınım kenarı yerleştirilmektedir.



Şekil 3.1. Kırınım kenarlarını tanımlayan bitişik ışınlar.

Şekil 3.1’de, vericiden gönderilen ışınların kırınım kenarlarını tanımlamak için nasıl kullanıldığına dair örnekler gösterilmektedir. Örneğin, Şekil 3.1 (a)’daki iki bitişik GYT’nın her ikisi de 3 no’lu yüzeyden yansımaktadır, ancak sadece bir tanesi 10 no’lu yüzeyden yansımaktadır. Bu, iki ışın arasında bir kırınım kenarı olduğu anlamına gelmektedir. Gelen ışının yönünü takip edecek şekilde, 10 no’lu yüzeyin ve 11 no’lu yüzeyin birleştiği kenar bir kırınım kenarıdır ve kırınımı bulmak oldukça basittir. Şekil 3.1 (b)’de farklı bir kırınım durumu gösterilmektedir. Burada 3 no’lu yüzeyden yansıtılarak gelen ışınlar için 8 no’lu yüzeyin ve 5 no’lu yüzeyin birleştiği kenar bir kırınım kenarı olarak tanımlanmaktadır. İki durum, ikinci örnekte bitişik iki ışının iki yüzeyden yansıtılması bakımından farklılık göstermektedir. Önceki örnekte bitişik iki ışından sadece biri iki yüzeyden yansımaktadır. Her iki durumda da görüş

açısı olmayan bir senaryo için güçlü bir yayılım yoluna örnek verilmektedir. Işıklar tüm aktif vericilerden gönderilmektedir ve yüzeylerden yansıyan ışıklar takip edilmektedir. Böylece, tüm kırınım kenarları tespit edilmektedir. Daha sonra, daha yüksek mertebeden kırınımlar hesap edilecekse bu prosedür tekrarlanmaktadır [144].

### 3.1.2. Elektrik Alan Hesabı

Elektrik alanı hesaplamasının ilk adımı, verici antenin uzak alan bölgesindeki elektrik alanını bulmaktır. Işın izleme yöntemi ile yapılan simülasyonlarda herhangi bir yakın alan bölgesi dikkate alınmamaktadır. Serbest uzayda bir  $r$  mesafesi için verici antenin uzak alan bölgesinde  $(\theta, \phi)$  yönündeki elektrik alanı aşağıdaki gibi yazılmaktadır [144]:

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = \left( A_\theta(\theta, \phi) \vec{e}_\theta + A_\phi(\theta, \phi) \vec{e}_\phi \right) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \quad (3.1)$$

burada

$$A_\theta(\theta, \phi) = \sqrt{\frac{\overline{P_T} \eta_0}{2\pi}} \sqrt{|G_\theta(\theta, \phi)|} e^{j\psi_\theta} \quad (3.2)$$

$$A_\phi(\theta, \phi) = \sqrt{\frac{\overline{P_T} \eta_0}{2\pi}} \sqrt{|G_\phi(\theta, \phi)|} e^{j\psi_\phi} \quad (3.3)$$

$$\beta = \omega / c = 2\pi f / c = 2\pi / \lambda \quad (3.4)$$

belirtmektedir.  $G_\theta(\theta, \phi)$  ve  $G_\phi(\theta, \phi)$  sırasıyla verici antenin kazancının  $\theta$  ve  $\phi$  bileşenleridir.  $\overline{P_T}$  vericinin zaman domeninde ortalama gücüdür.  $\psi_\theta$  ve  $\psi_\phi$  sırasıyla uzak alan bölgesindeki elektrik alanının  $\theta$  ve  $\phi$  bileşenlerinin bağıl fazıdır.  $\beta$  dalga sayısını,  $f$  frekansı,  $c$  ışık hızını ve  $\lambda$  dalga boyunu belirtmektedir. Küresel koordinatlarda  $r$ , vericiden uzak alan noktasına olan mesafedir,  $\phi$  ve  $\theta$  sırasıyla azimut ve elevasyon açılarıdır.

Vericiden alıcıya iletilen her geometrik ışın, yayılım ortamından geçerken tipik olarak yansıma, kırılma iletimi veya kırınım etkileşimlerine uğramaktadır.

### 3.1.3. Yansıma ve Kırılma

Tam üç boyutlu bir hesaplamada, elektrik alan genlikleri için denklemler biraz karmaşık hale gelmektedir. Bunun başlıca nedeni, her bir yansımada gelen elektrik alanın polarizasyonu, geliş düzlemine tamamen paralel ya da tamamen dik değildir. Bu iki ihtimalin bir kombinasyonudur. Bu sebeple her yansımada ışına sabitlenmiş bir koordinat sistemi kullanılarak, polarizasyonun bileşenlere ayrılması gerekmektedir. Daha sonra yansıyan alan, ikili yansıma katsayısından hesaplanmaktadır ki burada ikili yansıma katsayısı elektrik alanın, yansıma düzlemine paralel ve dik bileşenlerini belirtmektedir [144]:

$$\vec{E}^r = R_{\parallel} E_{\parallel}^i \vec{e}_{\parallel}^r + R_{\perp} E_{\perp}^i \vec{e}_{\perp}^r \quad (3.5)$$

$$\vec{E}^t = T_{\parallel} E_{\parallel}^i \vec{e}_{\parallel}^t + T_{\perp} E_{\perp}^i \vec{e}_{\perp}^t \quad (3.6)$$

burada

$$E_{\perp}^i = \vec{e}_{\perp}^i \cdot \vec{E}^i, \quad E_{\parallel}^i = \vec{e}_{\parallel}^i \cdot \vec{E}^i \quad (3.7)$$

$$\vec{e}_{\perp}^i = \vec{k}^i \times \vec{n} / |\vec{k}^i \times \vec{n}|, \quad \vec{e}_{\parallel}^i = \vec{k}^i \times \vec{e}_{\perp}^i / |\vec{k}^i \times \vec{e}_{\perp}^i| \quad (3.8)$$

$$\vec{e}_{\perp}^r = \vec{k}^r \times \vec{n} / |\vec{k}^r \times \vec{n}|, \quad \vec{e}_{\parallel}^r = \vec{k}^r \times \vec{e}_{\perp}^r / |\vec{k}^r \times \vec{e}_{\perp}^r| \quad (3.9)$$

$$\vec{e}_{\perp}^t = \vec{k}^t \times \vec{n} / |\vec{k}^t \times \vec{n}|, \quad \vec{e}_{\parallel}^t = \vec{k}^t \times \vec{e}_{\perp}^t / |\vec{k}^t \times \vec{e}_{\perp}^t| \quad (3.10)$$

$$\vec{e}_{\perp}^t = \vec{e}_{\perp}^r = \vec{e}_{\perp}^i \quad (3.11)$$

$\vec{k}^i$ ,  $\vec{k}^r$  ve  $\vec{k}^t$  vektörleri, sırasıyla gelen alanın, yansıyan alanın ve kırılma alanının yayılım yönlerini belirtmektedir.  $\vec{n}$  vektörü, yansıtıcı yüzeye dik birim vektördür. Elektriksel geçirgenliği  $\epsilon_r$  olan, yarı sonsuz kayıplı dielektrik yarım boşluk için, gelen alanın serbest uzayda yayıldığı varsayılarak, yansıma ve kırılma yüzeyindeki Fresnel katsayıları,

$$R_{\perp} = \frac{\cos(\theta_i) - \sqrt{\epsilon_r} \cos(\theta_t)}{\cos(\theta_i) + \sqrt{\epsilon_r} \cos(\theta_t)} \quad (3.12)$$

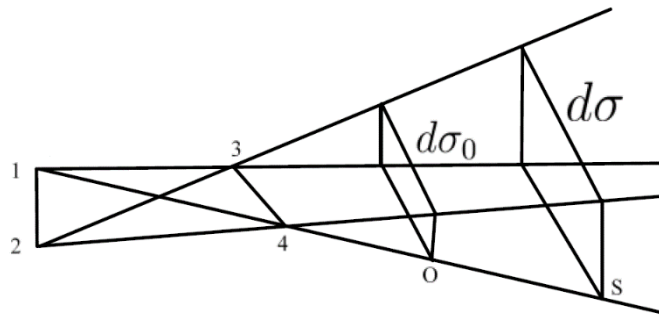
$$R_{\parallel} = \frac{\sqrt{\epsilon_r} \cos(\theta_i) - \cos(\theta_t)}{\sqrt{\epsilon_r} \cos(\theta_i) + \cos(\theta_t)} \quad (3.13)$$

$$T_{\perp} = \frac{2 \cos(\theta_i)}{\cos(\theta_i) + \sqrt{\epsilon_r} \cos(\theta_t)} \quad (3.14)$$

$$T_{\parallel} = \frac{2 \cos(\theta_i)}{\sqrt{\epsilon_r} \cos(\theta_i) + \cos(\theta_t)} \quad (3.15)$$

eşitliklerinden hesaplanmaktadır. Birden fazla yansımaya maruz kalan ışınlar için, genlik artık sadece yansıma katsayılarına bağlı değildir. Her yansımada, yeni ışına sabitlenmiş çerçeveye dönüştürülerek değerlendirilmelidir.

### 3.1.4. Kırınım Katsayıları



Şekil 3.2. Astigmatik ışın tüpü.

Alanların yansıma sınırları içinde sürekli olması için, Burnside [8]'nin sonuçlarını kullanarak Luebbers [147]'in katsayılarını genelleştirmek gerekmektedir. İlk olarak, gelen alanlar ve kırınım alanları, kenara sabitlenmiş bir koordinat sistemi kullanılarak ifade edilmektedir [8].  $\vec{l}$  birim vektörü kırınım kenarına paraleldir.  $\vec{k}^d$  kırınım alanı için yayılım vektörünü ve  $\vec{k}^i$  gelen alan için yayılım vektörünü belirtmektedir. Birim vektörler aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

$$\vec{\phi}^i = \frac{-\vec{l} \times \vec{k}^i}{|\vec{l} \times \vec{k}^i|}, \quad \vec{\beta}^i = \vec{\phi}^i \times \vec{k}^i \quad (3.16)$$

Kenara sabitlenmiş koordinat sisteminde gelen alanın bileşenleri,

$$E_{\phi^i}^i = \vec{E}^i \cdot \vec{\phi}^i, \quad E_{\beta^i}^i = \vec{E}^i \cdot \vec{\beta}^i \quad (3.17)$$

Bu koordinat sisteminde alıcı konumundaki kırınım alan bileşenleri (kırınımdan sonraki yansımalar dahil edilmeden) aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır:

$$\begin{pmatrix} E_{\beta}^d \\ E_{\phi}^d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_{ss} & D_{sh} \\ D_{hs} & D_{hh} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{\beta^i}^i \\ E_{\phi^i}^i \end{pmatrix} \frac{\sqrt{r_{TD}} e^{-j\beta r_{DR}}}{\sqrt{(r_{TD} + r_{DR})r_{DR}}} \quad (3.18)$$

burada  $r_{TD}$  ve  $r_{DR}$  sırasıyla, verici noktası ile kırınım noktası ve kırınım noktası ile alıcı noktası arasındaki mesafedir. Kırınım alanı şu şekilde verilmektedir:

$$\vec{E}^d = E_{\beta}^d \vec{\beta}^d + E_{\phi}^d \vec{\phi}^d \quad (3.19)$$

İki değişkenli denklem, alanların isteğe bağlı olarak polarize edilmesini ve açığa bağlı herhangi bir yansıma katsayısının kullanılmasını sağlamaktadır. Kırınımın iki değişkeni (akustik yumuşak sınırlar ve akustik sert sınırlar) aşağıdaki eşitlikler yardımıyla hesaplanmaktadır:

$$\begin{aligned}
D_{ss} = & D^+(\phi - \phi^i) + D^-(\phi - \phi^i) - \\
& \left[ R_{\parallel}^0 \cos^2 \alpha_1 - R_{\perp}^0 \sin^2 \alpha_1 \right] D^-(\phi + \phi^i) - \\
& \left[ R_{\parallel}^n \cos^2 \alpha_2 - R_{\perp}^n \sin^2 \alpha_2 \right] D^+(\phi + \phi^i)
\end{aligned} \tag{3.20}$$

$$\begin{aligned}
D_{hh} = & D^+(\phi - \phi^i) + D^-(\phi - \phi^i) + \\
& \left[ R_{\parallel}^0 \sin^2 \alpha_1 - R_{\perp}^0 \cos^2 \alpha_1 \right] D^-(\phi + \phi^i) + \\
& \left[ R_{\parallel}^n \sin^2 \alpha_2 - R_{\perp}^n \cos^2 \alpha_2 \right] D^+(\phi + \phi^i)
\end{aligned} \tag{3.21}$$

$$\begin{aligned}
D_{sh} = & - \left[ R_{\parallel}^0 + R_{\perp}^0 \right] \cos \alpha_1 \sin \alpha_1 D^-(\phi + \phi^i) - \\
& \left[ R_{\parallel}^n + R_{\perp}^n \right] \cos \alpha_2 \sin \alpha_2 D^+(\phi + \phi^i)
\end{aligned} \tag{3.22}$$

$$\begin{aligned}
D_{hs} = & \left[ R_{\parallel}^0 + R_{\perp}^0 \right] \cos \alpha_1 \sin \alpha_1 D^-(\phi + \phi^i) + \\
& \left[ R_{\parallel}^n + R_{\perp}^n \right] \cos \alpha_2 \sin \alpha_2 D^+(\phi + \phi^i)
\end{aligned} \tag{3.23}$$

0 ve  $n$  üst indisleri, Luebbers [147,148]'e, Holm [149]'e ve Dallas, Teksas Üniversitesi'nde yapılan diğer çalışmalara göre kamanın iki tarafını belirlemek için kullanılmaktadır.  $\phi$  ve  $\phi^i$  Balanis [139] ve Luebbers [147,148]'in çalışmalarında ölçülen gözlem ve geliş açılarıdır.  $\alpha_1$  ve  $\alpha_2$  açıları,

$$\sin \alpha_1 = e_{\parallel}^{-0} \cdot \vec{\phi}^i, \quad \sin \alpha_2 = e_{\parallel}^{-n} \cdot \vec{\phi}^i \tag{3.24}$$

eşitliği ile bulunmaktadır. Burada  $\vec{e}_{\parallel}^{-0}$  ve  $\vec{e}_{\parallel}^{-n}$  geliş düzlemine paralel ışına sabitlenmiş birim vektörlerdir.  $D^{\pm}(\phi \pm \phi^i)$  fonksiyonları,

$$D^{\pm}(\phi \pm \phi^i) = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k}} \cot \left( \frac{\pi \pm (\phi \pm \phi^i)}{2n} \right) \cdot F(kLa^{\pm}(\phi \pm \phi^i)) \tag{3.25}$$

eşitliği ile bulunmaktadır. Burada Fresnel integrali  $F(kLa^{\pm}(\phi \pm \phi^i))$  şu şekilde tanımlanmaktadır [103,139,147,148]:



$$F(x) = 2j\sqrt{x}e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-j\tau^2} d\tau \quad (3.26)$$

Gelen elektrik alan kırınım kenarının normali ise ( $\alpha_1 = \alpha_2 = 90^\circ$ ), diyagonal olmayan elemanlar kaybolacaktır ( $D_{sh} = D_{hs} = 0$ ) ve diyagonal olan elemanlar ( $D_{hh}$  ve  $D_{ss}$ ) Luebbers [148]'in çalışmasında yer alan kırılma katsayılarına indirgenecektir. Yine diyagonal olmayan elemanlar ( $D_{sh} = D_{hs} = 0$ ) mükemmel iletken şartlarında ( $R_{\parallel} = 1, R_{\perp} = -1$ ) güvenli bileşenlere indirgenecektir [103,139].

Her yansıma veya kırınımdan sonra küresel koordinatlardaki elektrik alan, kartezyen bileşenlere dönüştürülmektedir. Daha sonra alıcı noktasında, koordinat dönüşümü kullanılarak küresel bileşenler kartezyen bileşenlerden elde edilmektedir.

## 3.2. KANAL PARAMETRELERİNİN TÜRETİLMESİ

Bir iç mekan mm dalga kanalını modellemek için, kanal parametreleriyle yayılım tahminleri üretmemiz gerekmektedir. Yayılım tahminleri, bir önceki bölümde bahsedilen elektrik alan hesaplarından elde edilmektedir [144].

### 3.2.1. Alınan Güç

Tüm elektrik alanlar (faz bilgisi ile) tutarlı bir şekilde birleştirilerek, toplam alınan güç:

$$P_R = \sum_{i=1}^{N_p} P_i = \frac{\lambda^2 \rho}{8\pi\eta_0} \sum_{i=1}^{N_p} \left| E_{\theta,i} g_{\theta}(\theta_i, \phi_i) \vec{e}_{\theta} + E_{\phi,i} g_{\phi}(\theta_i, \phi_i) \vec{e}_{\phi} \right|^2 \quad (3.27)$$

eşitliği ile hesaplanmaktadır. Burada  $\lambda$  dalga boyunu,  $\eta_0$  serbest uzay empedansını ( $120\pi$  veya  $377\Omega$ ),  $E_{\theta,i}$  ve  $E_{\phi,i}$  alıcı noktasında  $i$ . yolun elektrik alanının  $\theta$  ve  $\phi$  bileşenlerini,  $\theta_i$  ve  $\phi_i$  alıcı noktasında  $i$ . yolun varış yönünü belirtmektedir. Varış yönü,

$$g_{\theta}(\theta, \phi) = \sqrt{|G_{\theta}(\theta, \phi)|} e^{j\psi_{\theta}}, \quad g_{\phi}(\theta, \phi) = \sqrt{|G_{\phi}(\theta, \phi)|} e^{j\psi_{\phi}} \quad (3.28)$$

eşitlikleri ile bulunmaktadır. Burada  $G_{\theta}(\theta, \phi)$  ve  $G_{\phi}(\theta, \phi)$  alıcı anten kazancının sırasıyla  $\theta$  ve  $\phi$  bileşenlerini,  $\psi_{\theta}$  ve  $\psi_{\phi}$  uzak alan bölgesindeki elektrik alanın sırasıyla  $\theta$  ve  $\phi$  bileşenlerinin bağıl fazını belirtmektedir.

$\rho$  sayısı, iletilen dalga yapısının frekans spektrumu  $S_T(f)$  ile alıcının frekans spektrumu  $S_R(f)$  hassasiyetinin oranını ifade etmektedir.

$$\rho = \frac{\int_{f_0-(B/2)}^{f_0+(B/2)} S_T(f) S_R(f) df}{\int_{f_0-(B/2)}^{f_0+(B/2)} S_T(f) df} \quad (3.29)$$

Burada  $f_0$  ve  $B$  sırasıyla iletilen dalga yapısının merkez frekansı ve bant genişliğini belirtmektedir. Dar bant dalga yapılarının daima düz bir dağılım sergilediği varsayılmaktadır.

$$S(f) = \begin{cases} 1 & f_0 - \frac{B}{2} < f < f_0 + \frac{B}{2} \text{ için} \\ 0 & \text{diğer durumlar için} \end{cases} \quad (3.30)$$

Burada  $f_0$  merkez frekansını,  $B$  bant genişliğini belirtmektedir.

Yolları birleştirmek için bir bağıntı kullanılacak olursa, her bir bağıntılı yol grubunun zaman domenindeki ortalama gücü aşağıdaki eşitlik yardımıyla bulunmaktadır:

$$Q_j = \frac{\lambda^2 \rho}{8\pi\eta_0} \sum_{i=1}^{M_j} |E_{\theta,i} g_{\theta}(\theta_i, \phi_i) \overline{e_{\theta}} + E_{\phi,i} g_{\phi}(\theta_i, \phi_i) \overline{e_{\phi}}|^2 \quad (3.31)$$

burada  $Q_j$ ,  $j$ . yol grubuna bağlı gücü ve  $M_j$  gruptaki yolların sayısını belirtmektedir. Daha sonra toplam güç her bir grubun gücü toplanarak bulunmaktadır:

$$P_R = \sum_{j=1}^{N_c} Q_j \quad (3.32)$$

burada  $N_c$  grup sayısını belirtmektedir.

Anten paternleri dahil edildiğinde, serbest uzayda alınan güç,

$$P_R = \frac{\lambda^2 \overline{P_T} \rho}{(4\pi)^2 d^2} \left| g_{T,\theta}(\theta_D, \phi_D) g_{R,\theta}(\theta_A, \phi_A) + g_{T,\phi}(\theta_D, \phi_D) g_{R,\phi}(\theta_A, \phi_A) \right|^2 \quad (3.33)$$

burada  $\overline{P_T}$  zaman ortalamalı yayılan gücü belirtmektedir.  $g_T$  ve  $g_R$ , Eşitlik 3.28 ve Eşitlik 3.29'da tanımlanmıştır.  $\theta_D$  ve  $\phi_D$  ışının vericiden ayrılış yönünü,  $\theta_A$  ve  $\phi_A$  ışının alıcıya varış yönünü belirtmektedir.  $d$  verici ve alıcı arasındaki mesafeyi ifade etmektedir.

Anten paternleri dahil edilmediğinde, serbest uzayda alınan gücün, izotropik anten polarizasyonuna benzediği varsayılmaktadır ve aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$P_R = \frac{\lambda^2 P_T \rho}{(4\pi)^2 d^2} \quad (3.34)$$

### 3.2.2. Yol Kaybı

Yol kaybının en sık kullanılan tanımı aşağıdaki gibidir:

$$L_{PL}(dB) = P_T(dBm) - P_R(dBm) - L_S(dB) + G_{T,Max}(dBi) + G_{R,Max}(dBi) \quad (3.35)$$

burada  $G_{T,Max}$  ve  $G_{R,Max}$  verici ve alıcı antenlerin maksimum kazançlarını belirtmektedir.  $L_S$  bant genişliği örtüşme faktörü de dahil olmak üzere sistemdeki diğer tüm kayıpların (dB cinsinden) toplamıdır.

Anten paterninin dahil edildiği serbest uzay yol kaybı, yol kaybının (Eşitlik 3.35) ve serbest uzayda alınan gücün (Eşitlik 3.34) yukarıdaki tanımı kullanılarak hesaplanmaktadır. Verici ve alıcı arasında ko-polarizasyon olduğu varsayılırsa, anten paternlerinin dahil edildiği serbest uzay yol kaybı aşağıdaki hale indirgenmektedir:

$$L_{FS}(dB) = -10 \log_{10} \left( \frac{\lambda^2 G_T G_R}{(4\pi)^2 d^2} \right) + G_{T,Max}(dBi) + G_{R,Max}(dBi) \quad (3.36)$$

burada,  $G_T$  verici antenin alıcı yönündeki kazancını,  $G_R$  alıcı antenin verici yönündeki kazancını ve  $d$  verici ve alıcı arasındaki mesafeyi belirtmektedir.

Anten paternleri dahil edilmeyip, antenler izotropik varsayılırsa, serbest uzay yol kaybı aşağıdaki hale indirgenmektedir.

$$L_{FS}(dB) = -10 \log_{10} \left( \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right) \quad (3.37)$$

Aşırı yol kaybı, serbest uzay kaybindan kaynaklanan kayıpların bir ölçüsünü ifade etmektedir:

$$L_X(dB) = L_{PL}(dB) - L_{FS}(dB) \quad (3.38)$$

burada  $L_{FS}(dB)$ , verici ve alıcı anten paternleri arasında hizalama olmadan elde edilen serbest uzay yol kaybını belirtmektedir.

### 3.2.3. Gecikme Yayılımı

Her bir yayılım yolu için varış zamanı aşağıdaki gibidir:

$$t_i = r_i / c \quad (3.39)$$

burada,  $r_i$  toplam geometrik yol uzunluğunu,  $c$  serbest uzaydaki ışık hızını belirtmektedir.

Ortalama varış zamanı:

$$\bar{t} = \left( \sum_{i=1}^{N_p} P_i t_i \right) / P_R \quad (3.40)$$

yukarıdaki eşitlikte yer alan  $P_R$  ve  $P_i$  terimleri Eşitlik 3.27'de tanımlanmıştır.

Gecikme yayılımı, çeşitli çok yollu etkileri gözlemlemek için önemli bir parametredir. Gecikme yayılımı; her ışın yolunun enerjisinin, zamanın tek bir anında ulaştığı değeri temel almaktadır. Sonsuz bant genişliği yaklaşımı kullanılarak hesaplanmaktadır:

$$\sigma = \sqrt{\left( \sum_{i=1}^{N_p} P_i t_i^2 \right) / P_R - \bar{t}^2} \quad (3.41)$$

yukarıdaki eşitlikte yer alan  $t_i$  ve  $\bar{t}$  terimleri sırasıyla Eşitlik 3.40 ve Eşitlik 3.41'de tanımlanmıştır.

### 3.2.4. Karmaşık İmpuls Yanıtı

*i.* yayılım yolu nedeniyle alıcı antenin besleme noktasında elde edilen karmaşık gerilim aşağıdaki gibidir:

$$V_i = E_{\theta,i} g_{\theta}(\theta_i, \phi_i) + E_{\phi,i} g_{\phi}(\theta_i, \phi_i) \quad (3.42)$$

buradaki  $E$  ve  $g$  terimleri Bölüm 3.2.1.'de tanımlanmıştır. Karmaşık darbe yanıtı şu şekilde hesaplanmaktadır:

$$s_i = P_i e^{j\psi_i} \quad (3.43)$$

burada  $P_i$ ,  $i$ . ışın yolunun taşıdığı gücü belirtmektedir. Faz  $\psi_i = \tan^{-1} [\text{Im}(V_i) / \text{Re}(V_i)]$ 'dir.

### 3.2.5. Güç Gecikme Profili

Alınan güç, iletilen güce göre normalize edilirse, güç kaybının negatifi “Güç (Kazanç)” olarak adlandırılmaktadır.

Dispersif dalga yapıları için, sabit bir  $Z_L$  empedansına sahip farazi bir iletim hattındaki  $V_0(f)$  gerilimi aşağıdaki gibidir:

$$V_0(f) = \sqrt{Z_L P_0(f)} \quad (3.44)$$

burada  $P_0(f)$ , zaman domeninde ortalama 1Watt ( $P_T$ ) ile yayılan güç için hesaplanan zaman domeninde ortalama alınan toplam gücü belirtmektedir.  $V_0(f)$ 'nin fazı  $\sum V_i$ 'nin fazına eşittir ki  $V_i$ 'nin fazı Eşitlik 3.43'te verilmiştir. Zamanın bir fonksiyonu olarak iletim hattındaki anlık gerilim aşağıdaki gibidir:

$$V(t) = F^{-1} [V(f)] \quad (3.45)$$

burada  $V(f) = V_0(f)S(f)$ 'dir ve  $S(f)$  vericiden yayılan toplam enerjinin tamamını elde etmek için ölçeklendirilmiş yayılan dalga yapısını ifade etmektedir.  $F^{-1}$  ters Fourier dönüşümünü belirtmektedir.

Son olarak, anlık güç aşağıdaki eşitlik kullanılarak hesaplanmaktadır:

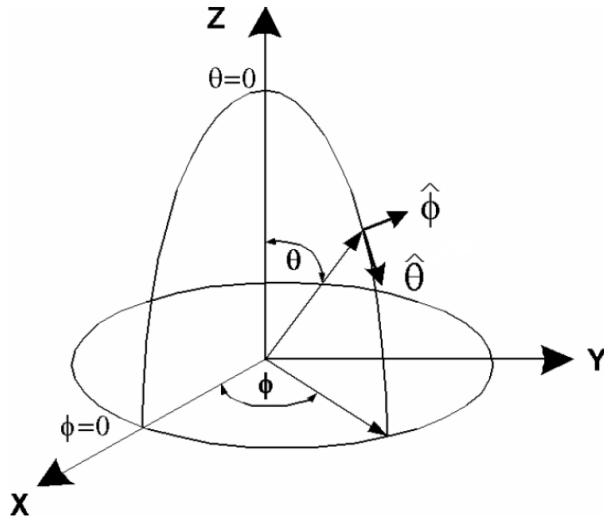
$$P(t) = V(t)^2 / Z_L \quad (3.46)$$

Dispersif olmayan dalga yapıları için, bant genişliğinin taşıyıcı frekansından çok daha küçük olduğu varsayılmaktadır. Güç gecikme profili, zamanın bir fonksiyonu olarak alınan anlık gücün zarfıdır:

$$P(t) = \frac{\lambda^2 \rho}{8\pi\eta_0} \left| \sum_{i=1}^{N_p} V_i e(t-t_i) \right|^2 \quad (3.47)$$

burada  $V_i$  karmaşık gerilimi temsil etmektedir ve Eşitlik 3.43'te tanımlanmıştır.  $e(t)$  iletilen dalga yapısının zarfını ve  $t_i$  varış zamanını belirtmektedir.

### 3.2.6. Varış Yönü



Şekil 3.3. Küresel koordinat sistemi.

Küresel koordinat sisteminde bulunan  $\theta_A$  ve  $\phi_A$  açıları, yayılım yolunun alıcıya geliş yönünü vermektedir. Şekil 3.3'te örnek bir küresel koordinat sistemi gösterilmiştir. Küresel koordinat sisteminde belirtilen yönler, kartezyen koordinat sisteminde yön birim vektörleri ile ifade edilmektedir:

$$\vec{a} = \sin(\theta_A) \cos(\phi_A) \vec{x} + \sin(\theta_A) \sin(\phi_A) \vec{y} + \cos(\theta_A) \vec{z} \quad (3.48)$$

Alıcıya ulaşan enerjinin ortalama varış yönü aşağıdaki gibidir:

$$\bar{\theta}_A = \tan^{-1}\left(\sqrt{A_x^2 + A_y^2}/A_z\right), \quad \bar{\phi}_A = \cos^{-1}(A_y/A_x) \quad (3.49)$$

burada  $\vec{A} = A_x\vec{x} + A_y\vec{y} + A_z\vec{z} = \sum_{i=1}^{N_p} P_i\vec{a}_i$ 'dir.  $P_i$ ,  $i$ . ışın yolunun taşıdığı gücü ve  $\vec{a}_i$ ,  $i$ . yolun alıcıya varış yönündeki birim vektörünü belirtmektedir.

### 3.2.7. Ayrılış Yönü

Küresel koordinat sisteminde bulunan  $\theta_D$  ve  $\phi_D$  açıları, yayılım yolunun vericiden ayrılış yönünü vermektedir. Şekil 3.3'te örnek bir küresel koordinat sistemi gösterilmiştir. Küresel koordinat sisteminde belirtilen yönler, kartezyen koordinat sisteminde yön birim vektörleri ile ifade edilmektedir:

$$\vec{d} = \sin(\theta_D)\cos(\phi_D)\vec{x} + \sin(\theta_D)\sin(\phi_D)\vec{y} + \cos(\theta_D)\vec{z} \quad (3.50)$$

Vericiden gönderilen enerjinin ortalama ayrılış yönü aşağıdaki gibidir:

$$\bar{\theta}_D = \tan^{-1}\left(\sqrt{D_x^2 + D_y^2}/D_z\right), \quad \bar{\phi}_D = \cos^{-1}(D_y/D_x) \quad (3.51)$$

burada  $\vec{D} = D_x\vec{x} + D_y\vec{y} + D_z\vec{z} = \sum_{i=1}^{N_p} P_i\vec{d}_i$ 'dir.  $P_i$ ,  $i$ . ışın yolunun taşıdığı gücü ve  $\vec{d}_i$ ,  $i$ . yolun vericiden ayrılış yönündeki birim vektörünü belirtmektedir.

## 3.3. SONUÇ

Bu bölüm'de, ışın izleme temelli yayılım simülasyonunun temel özellikleri açıklanmıştır. Işın izleme metodlarından özellikle de bu tez çalışmasında kullanılan GYI yönteminden bahsedilmiştir. GYI yöntemine göre kırınım kenarlarının nasıl belirlendiği anlatılmıştır. Vericiden alıcıya gönderilen her ışının yayılım ortamından geçen uğradığı yansıma, kırılma ve kırınım gibi etkileşimlerin elektrik alan



zerindeki etkileri sunulmuŖtur. Elektrik alan üzerinde etkiye sahip olan her bir yayılım mekanizması cebirsel ifadeler eŖlięinde aıklanmıŖtır.

IŖın izleme temelli yazılım ile yayılım tahmini yaparak kanal parametrelerinin nasıl türetildiği ve hangi eŖitliklerin kullanıldığı anlatılmıŖtır. Kanalın geniŖ ölçekli sönümlenme modelini elde edebilmek için gereken; alınan g, yol kaybı, gecikme yayılımı, karmaŖık impuls yanıtı, güç gecikme profili, varıŖ yönü ve ayrılıŖ yönü parametreleri incelenmiŖtir.

## BÖLÜM 4

### BİNA İÇİ OFİS ORTAMINDA 32 GHZ'DE MİLİMETRE DALGA YAYILIMININ MODELLENMESİ VE KARAKTERİZASYONU

2015 ve 2019 yıllarında ITU tarafından düzenlenen Dünya Radyo Haberleşme Konferansı'nda (WRC) 5N mobil haberleşme sistemleri için 24 ila 86 GHz arasında farklı frekans bantları tahsis edilmiş ve 24.25-27.5 GHz bandı ile 31.8 - 33.4 GHz bandı 5N mobil haberleşme için birincil seçenek olarak önerilmiştir [150,151]. Yine ETSI tarafından 2018 yılında yayınlanan ETSI TR 138 900 V15.0.0 no'lu teknik rapora göre, 5N mobil haberleşme için 24.25-27.5 GHz, 31.8-33.4 GHz ve 37-43.5 GHz frekans bantları önerilmiştir [152]. Literatürde 24.25 - 27.5 GHz bandı için yapılan kanal ölçümleri ve modelleme çalışmaları yer almaktadır ancak 31.8-33.4 GHz bandı için yeteri kadar sonuç elde edilememiştir. Bu yüzden bu çalışmada 32 GHz bandına odaklanılmıştır.

#### 4.1. IŞIN İZLEME TEMELLİ ÖLÇÜM ÇALIŞMASI

Işın izleme temelli ölçüm çalışması için REMCOM firmasının Wireless Insite isimli yazılımı kullanılmıştır. Wireless Insite, ışın izleme yöntemini kullanarak karmaşık iç mekan, kentsel ve kırsal ortamları simüle edebilmektedir. Ayrıca, elektromanyetik yayılımın ve haberleşme kanalı özelliklerinin etkili ve doğru tahminini sağlamaktadır.

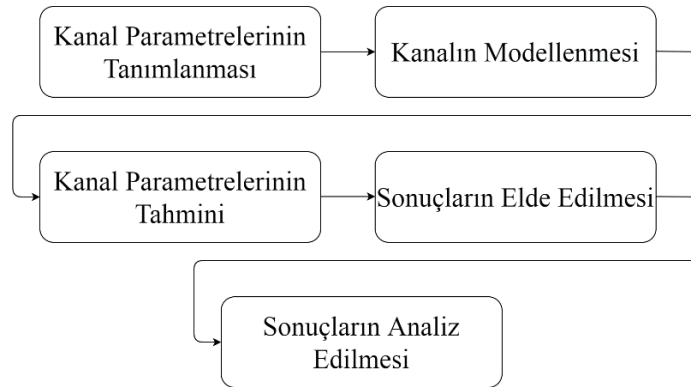
##### 4.1.1. Benzetim Ortamının Özellikleri

Ölçümler Wireless Insite yazılımının 3.3.0.3 versiyonu ile yapılmıştır. Benzetim ortamında dalga yapısı merkez frekansı 32 GHz, bant genişliği 1 GHz ve faz açısı 0°

olan sinüsoidal seçilmiştir. Verici tarafında kazancı 18 dBi, VSWR değeri 1 olan, E-düzleminde 45° yarı güç ışın genişliğine ve 15 dBm çıkış gücüne sahip tüm yönlü anten kullanılmıştır. Alıcı tarafında ise kazancı 15 dBi, VSWR değeri 1 olan, E-düzleminde 3 dB ışın genişliği 23° ve H-düzleminde 3 dB ışın genişliği 24° olan yönlü piramidal boynuz anteni kullanılmıştır. Hem verici tarafta kullanılan anten hem de alıcı tarafta kullanılan anten dikey olarak kutuplanmıştır. Benzetim ortamında ışın izleme metodu olarak GYI metodu, yayılım modeli olarak Tam 3 Boyutlu Model seçilmiştir. Çizelge 4.1’de benzetim ortamının özellikleri listelenmiştir. Işın izleme temelli ölçüm çalışmasının akış diyagramı Şekil 4.1’de verilmiştir.

Çizelge 4.1. Benzetim ortamının özellikleri.

Parametre	Konfigürasyon	Birim
Merkez frekans	32	GHz
Bant genişliği	1	GHz
Maksimum gecikme	0.326	us
Gecikme çözünürlüğü	1	ns
İletilen sinyal	Sürekli dalga	---
Verici ve alıcı anten	Tüm yönlü anten ve yönlü piramidal boynuz anten	---
Verici antenin çıkış gücü	15	dBm
Verici anten kazancı	18	dBi
Alıcı anten kazancı	15	dBi
Verici ve alıcı anten polarizasyonu	Dikey	---



Şekil 4.1. Işın izleme temelli ölçüm çalışmasının akış diyagramı.

#### 4.1.2. Benzetim Ortamında Kullanılan Malzemelerin Dielektrik Özellikleri

Benzetim ortamındaki geometrik yapılar ve bu yapıların dielektrik geçirgenlik, iletkenlik gibi elektromanyetik özellikleri, yayılım yollarını ve alınan gücü etkilemektedir. Dahası, ortamın nem ve sıcaklığı dahi yayılım yollarını ve alınan gücü etkileyebilmektedir. Bazı yaygın ofis malzemelerinin elektromanyetik özellikleri, yüksek frekanslarda yapılan malzeme ölçümleri sonucunda belirlenmiştir [76,153–156]. Benzetim ortamında kullanılan malzemelerin dielektrik geçirgenliği, gerçek dünyada yapılan ölçümlerle iyi bir eşleşme sağlayacak şekilde seçilmiştir. Başka bir deyişle, gerçek dünyadaki bir ofis, benzetim ortamında bire bir modellenmiştir. Benzetim ortamında kullanılan malzemelerin dielektrik özellikleri Çizelge 4.2’de özetlenmiştir.

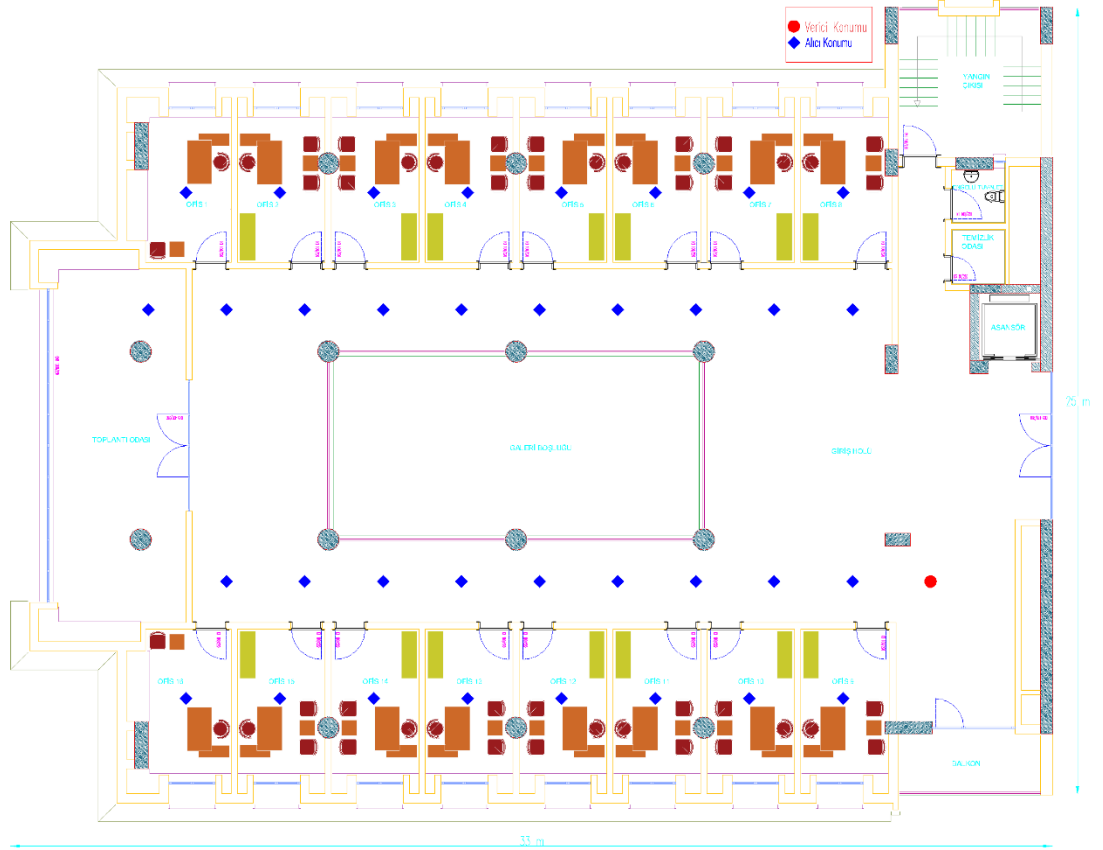
Çizelge 4.2. Benzetim ortamında kullanılan malzemelerin dielektrik özellikleri.

Malzeme	Dielektrik sabiti (F/m)	İletkenlik (S/m)	Kalınlık (m)
Alçıpan duvar	2.8	0.001	0.115
Beton	15	0.015	0.200
Tavan	15	0.015	0.300
Cam	2.4	0.000	0.003
Ahşap	5	0.000	0.030

#### 4.1.3. Ölçüm Senaryosu

Ölçüm çalışmaları Karabük Üniversitesi Mühendislik Fakültesi binasının 4. Katında gerçekleştirilmiştir. Verici anteni, karakteristik iç mekân vericilerinde olduğu gibi yerden 2.3 m yükseğe monte edilmiştir. Alıcı anteni ise karakteristik el terminallerinde olduğu gibi yerden 1.6 m yükseğe monte edilmiştir. Verici antenin konumu sabit tutulmuştur. Alıcı anten LoS durumu için 9 farklı yere, NLoS durumu için 27 farklı yere yerleştirilmiştir. Alıcı tarafındaki yönlü boynuz anten, tüm konumlarda azimut düzlemi üzerinde 10°’lik adımlarla döndürülmüştür. Tüm simülasyon testlerinde verici ve alıcı anten dikey olarak kutuplanmıştır. Simülasyonlar, verici ile alıcı arasındaki mesafe LoS koşulu altında 2.5 m’lik adımlarla 2.5 ila 20 m arasında, NLoS koşulu altında yaklaşık 3 m’lik adımlarla 3 ila

27 m arasında değiştirilmiştir. Simülasyonlar boyutları 33 x 25 x 3.30 (uzunluk x genişlik x yükseklik) m<sup>3</sup> olan bina içi ortamda gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.2’de kat planı üzerinde, Şekil 4.5’te benzetim ortamı üzerinde vericinin konumu ve alıcının konumları görülmektedir. Verici ve alıcı kombinasyonlarının her birinde, alıcı 10°’lik adımlarla tüm azimut düzlemi üzerinde döndürülmüş, elevasyon düzleminde 0°’de sabit tutulmuştur. Böylece 36 farklı varış açısı elde edilmiştir. Verici anteni hem azimut düzleminde hem de elevasyon düzleminde 0°’de sabit tutulmuştur. Şekil 4.3’te ölçüm ortamının panoramik görünümü, Şekil 4.4’te ölçüm ortamının önden görünümü verilmiştir. Benzetim ortamında kurulan ölçüm düzeneğinin blok şeması Şekil 4.6’da verilmiştir.



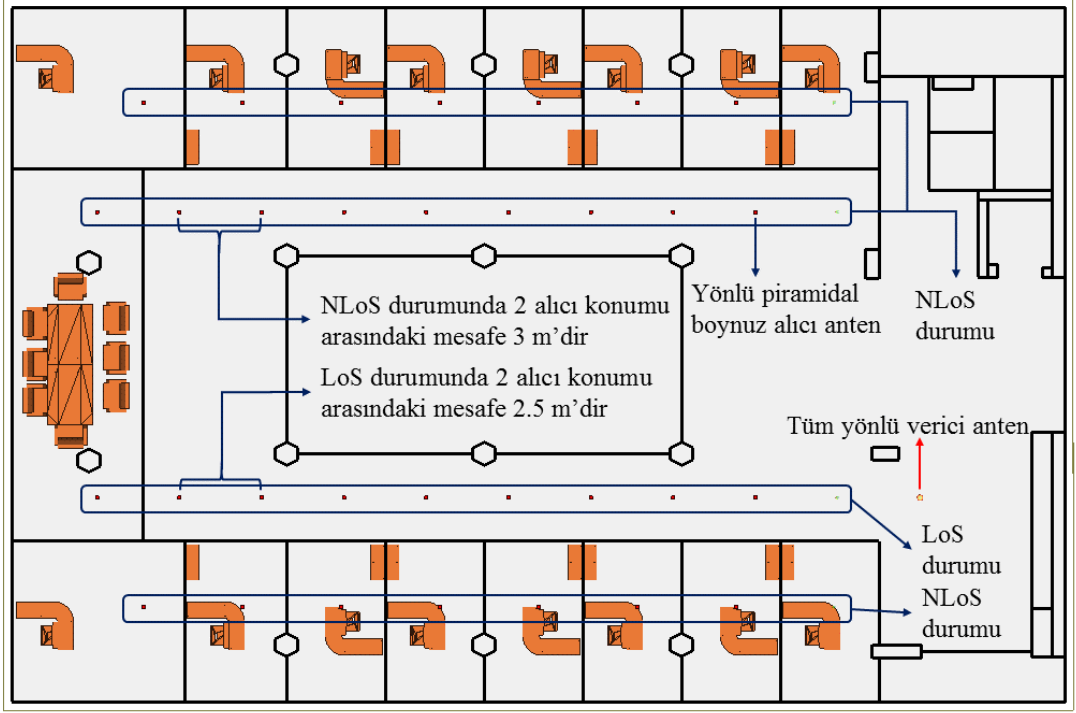
Şekil 4.2. Ölçüm ortamının kat planının üstten görünümü.



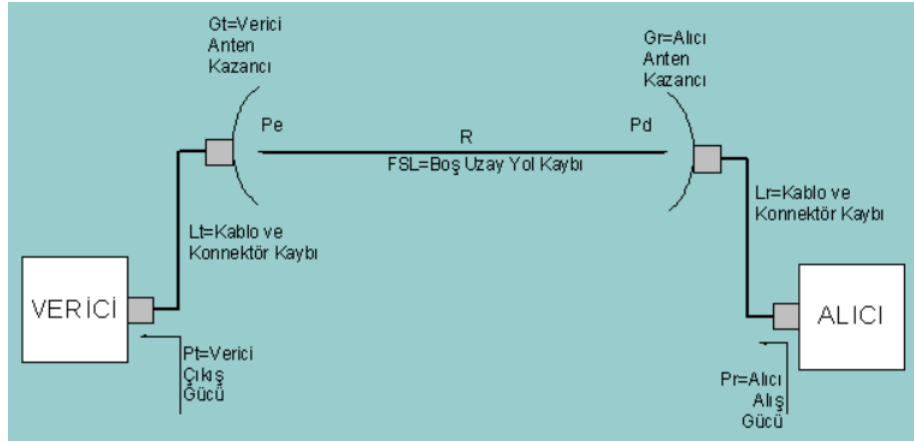
Şekil 4.3. Ölçüm ortamının panoramik görünümü.



Şekil 4.4. Ölçüm ortamının önden görünümü.



Şekil 4.5. Benzetim ortamında kat planının üstten görünümü.



Şekil 4.6. Benzetim ortamında kurulan ölçüm düzeneğinin blok şeması.

## 4.2. ÖLÇÜM SONUÇLARI

Ölçüm sonuçları analiz edilmiş ve değerlendirilmiştir. Geniş ölçekli yol kaybı, RMS gecikme yayılımı, RMS açısız yayılım, açısız güç spektrumu, küme sayısı ve Ricean K-faktörü gibi geniş ölçekli istatistikler elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar ışığında, yayılım mekanizması incelenmiştir.

#### 4.2.1. Yol Kaybı

Geniş ölçekli yol kaybı modeli, yeni nesil haberleşme sistemlerinin tasarımı için oldukça önemlidir. Bu tez çalışması kapsamında, birincisi yakın referans mesafe (YRM) yol kaybı modeli, ikincisi kayan kesme (KK) (diğer bir deyişle alfa-beta) yol kaybı modeli olmak üzere iki adet yol kaybı modeli incelenmiştir. YRM yol kaybı modeline ait eşitlik aşağıdaki gibidir [157];

$$L_{PL}^{YRM} [\text{dB}] = L_{FS} [\text{dB}] + 10n \log_{10}(d) + X_{\sigma}^{YRM} \quad (4.1)$$

burada,  $n$  yol kaybı üssünü belirtmektedir,  $d$  verici ve alıcı arasındaki 3 boyutlu mesafeyi belirtmektedir,  $X_{\sigma}^{YRM}$   $\sigma$  standart sapmasına sahip 0 ortalamalı Gauss rastgele değişkenini belirtmektedir ve  $L_{FS}$  verici ve alıcı arasındaki mesafenin 1 m olduğu durumda dB cinsinden serbest uzay yol kaybını belirtmektedir.

$$L_{FS} [\text{dB}] = 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi f_c}{c} \right) \quad (4.2)$$

Burada,  $f_c$  taşıyıcı frekansı ve  $c$  ışık hızını temsil etmektedir. Yukarıda verilen eşitliklerden, YRM yol kaybı modelinin sadece bir parametre kullandığı (yol kaybı üssü) ve serbest uzay yol kaybı değerinin frekansa bağlı olduğu görülmektedir. KK yol kaybı modeline ait eşitlik aşağıda verilmiştir [114,158]:

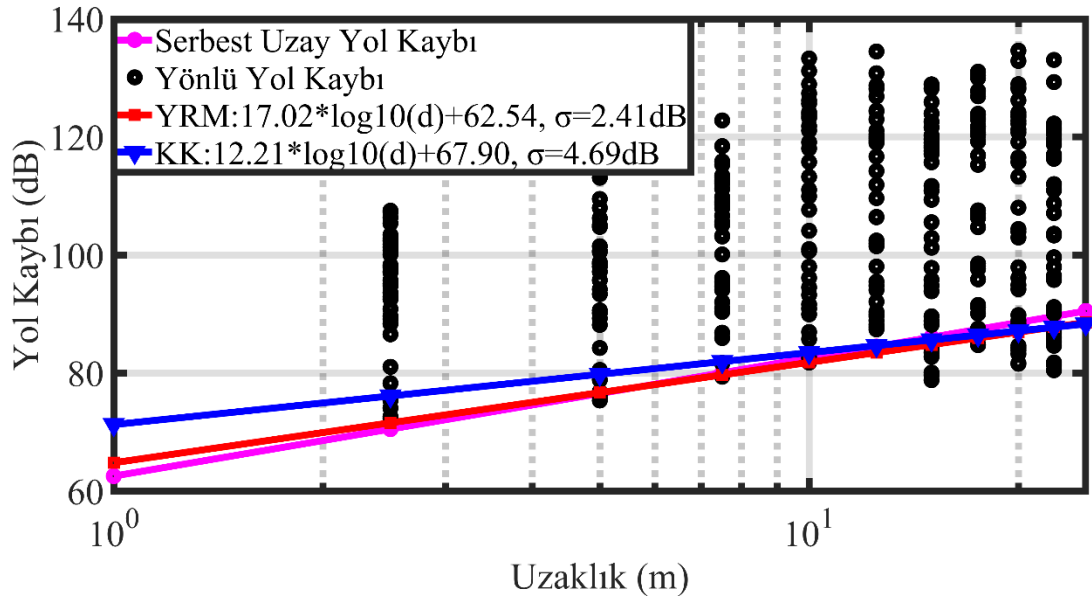
$$L_{PL}^{KK} [\text{dB}] = \alpha + 10\beta \log_{10}(d) + X_{\sigma}^{KK} \quad (4.3)$$

burada,  $\alpha$  yol kaybının mesafeye bağımlılığını ifade etmektedir,  $\beta$  yol kaybı için optimize edilmiş ofset değerini ifade etmektedir,  $d$  verici ve alıcı arasındaki 3 boyutlu mesafeyi ifade etmektedir ve  $X_{\sigma}^{KK}$  ise  $\sigma$  standart sapmasına sahip 0 ortalamalı Gauss rastgele değişkenini belirtmektedir. KK yol kaybı modelinde yer alan  $\alpha$  ve  $\beta$  katsayıları ölçüm sonuçlarından elde edilmiştir.

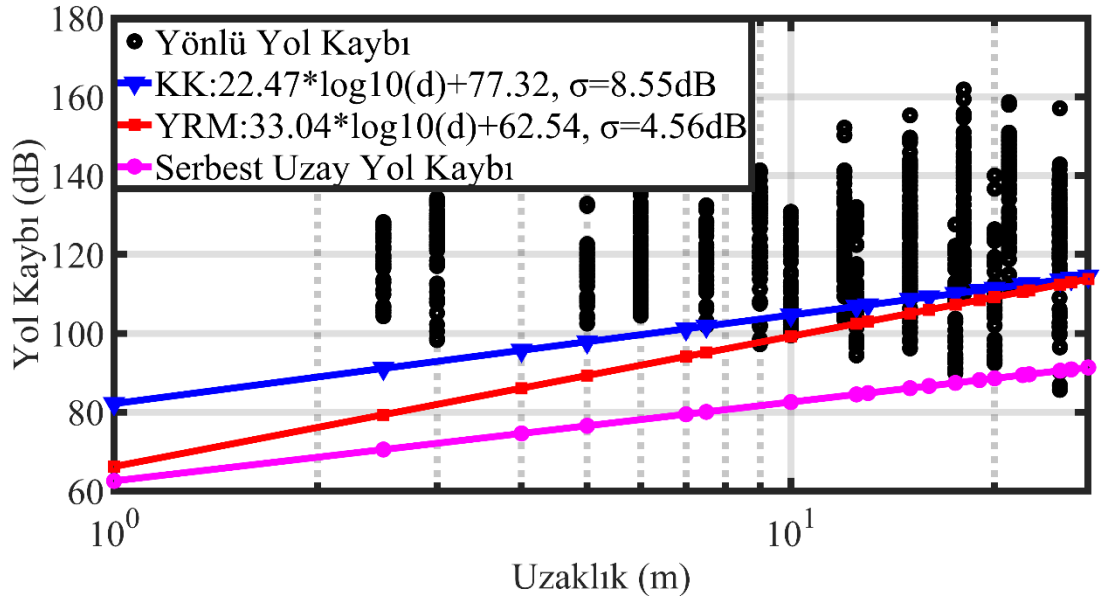


Ölçümlerde alıcı kısımdaki boynuz anteni, elevasyon açısı  $0^\circ$  iken tüm azimut düzleminde  $10^\circ$ 'lik adımlarla döndürüldüğü için 36 adet yol kaybı değeri elde edilmiştir. Böylece yönlü yol kaybı modelleri elde edilmiştir. Şekil 4.7'de, LoS durumunda, kırmızı hat YRM yöntemine göre yol kaybını temsil etmekte, mavi hat ise KK yöntemine göre yol kaybını temsil etmektedir. Her sütundaki 36 adet siyah renkli daire 36 adet azimut açısındaki yol kaybı değerini temsil etmektedir. Benzer şekilde Şekil 4.8'de NLoS durumunda, kırmızı hat YRM yöntemine göre yol kaybını temsil etmekte, mavi hat ise KK yöntemine göre yol kaybını temsil etmektedir.

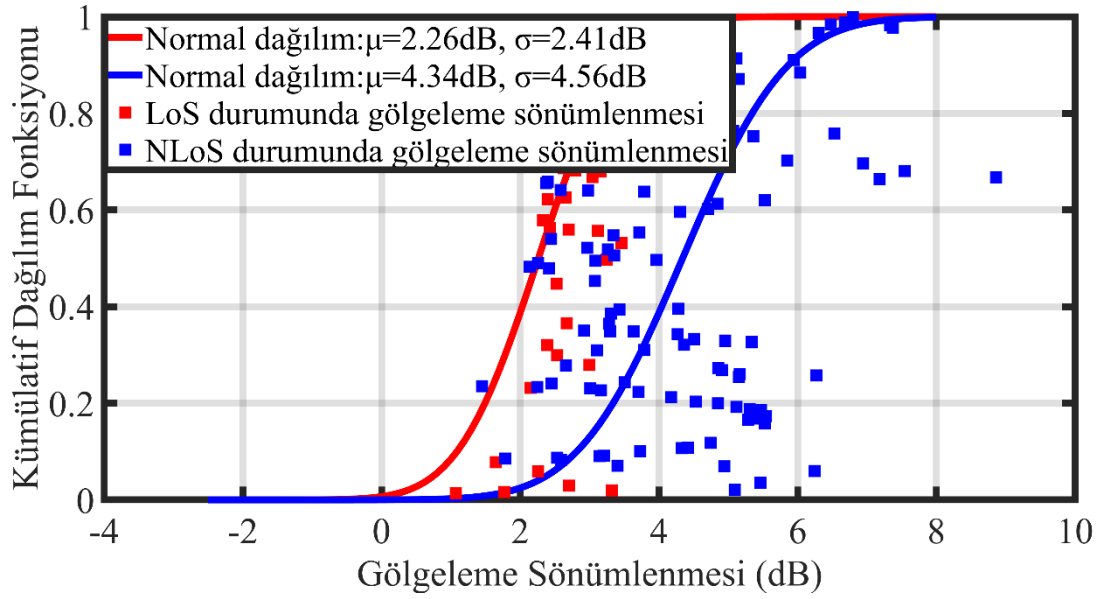
Hem LoS hem de NLoS durumunda YRM yöntemine göre gölgeleme sönümlenmesinin kümülatif dağılımları Şekil 4.9'da verilmiştir. Her iki durumda da, gölgeleme sönümlenmesinin normal dağılımla iyi eşleştiği görülmektedir. Yol kaybı modellerinin parametreleri Çizelge 4.3'te listelenmiştir.



Şekil 4.7. LoS durumunda YRM ve KK yol kaybı modelleri.



Şekil 4.8. NLoS durumunda YRM ve KK yol kaybı modelleri.



Şekil 4.9. LoS ve NLoS durumunda YRM modeli ile elde edilen gölgeleme sönümlenmesi.

Çizelge 4.3. Bu çalışmada elde edilen ve literatürde var olan yol kaybı parametrelerinin karşılaştırılması.

		mmMAGIC [159]				3GPP TR 38.901 [160]	
Parametre		LoS	NLoS	LoS	NLoS	LoS	NLoS
	Yol kaybı üssü	1.702	3.304	1.38	3.69	1.73	3.83
YRM	Yol kaybı kesmesi	62.54	62.54	33.6	15.2	32.4	17.3
	$\sigma$	2.41	4.56	1.18	8.03	3	8.03
	Yol kaybı üssü	1.221	2.247	1.38	3.69	1.73	3.83
KK	Yol kaybı kesmesi	67.90	77.32	33.6	15.2	32.4	17.3
	$\sigma$	4.69	8.55	1.18	8.03	3	8.03

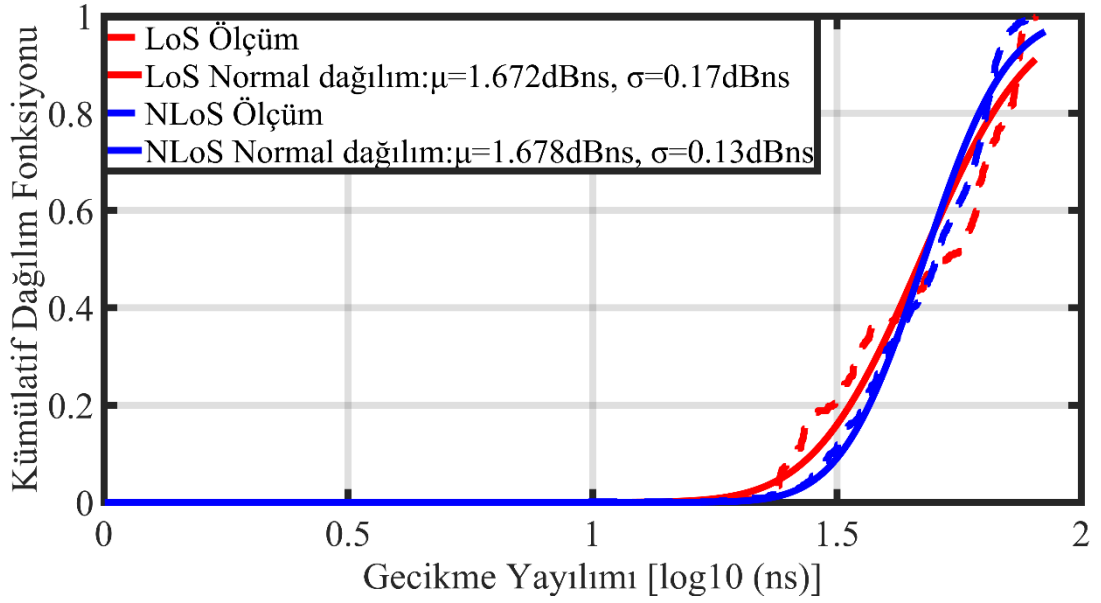
#### 4.2.2. RMS Gecikme Yayılımı

RMS gecikme yayılımı parametresi, bir haberleşme kanalındaki gecikme dağılımını tanımlamak için kullanılmaktadır. Bu nedenle, önemli bir kanal parametresidir ve güç gecikme profilinin ikinci momenti veya varyansı olarak tanımlanmaktadır:

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_i P_i (\tau_i - \tau_{mean})^2}{\sum_i P_i}} \quad (4.4)$$

burada  $\tau_i$ ,  $P_i$  gücü ile alınan  $i$ . çoklu yolun gecikmesidir ve çoklu yolun ortalama gecikmesi  $\tau_{mean}$ 'dir.

LoS ve NLoS koşulları altında RMS gecikme yayılımının kümülatif dağılımı Şekil 4.10'da gösterilmektedir. RMS gecikme yayılımının ortalaması, LoS durumunda 1.672 dBns (46.99 ns) ve NLoS durumunda 1.678 dBns (47.64 ns)'dir. Kümülatif dağılım fonksiyonunun ortalama ve standart sapma değerleri ölçüm verilerinden hesaplanmıştır ve elde edilen sonuçların normal dağılımla iyi eşleştiği görülmektedir.



Şekil 4.10. LoS ve NLoS durumlar için RMS gecikme yayılımının kümülatif dağılımları.

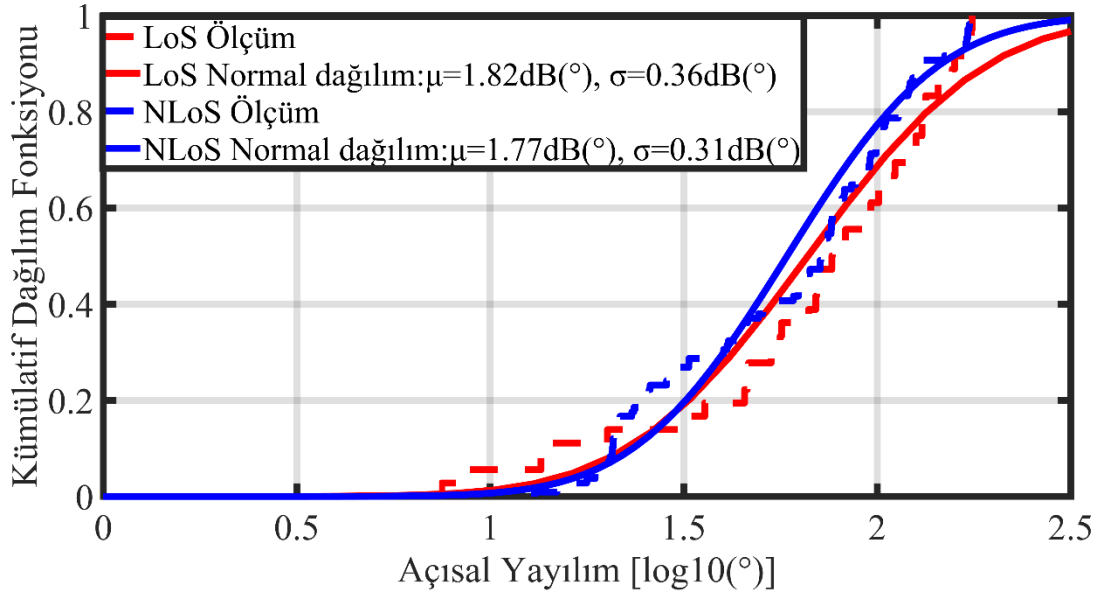
#### 4.2.3. RMS Açısal Yayılım

Başarılı bir haberleşme kanalı tasarımı için bir diğer önemli parametre RMS açısal yayılımdır ve Azimut düzlemindeki varış açısından hesaplanmaktadır:

$$\theta_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_i P(\theta_i)(\theta_i - \theta_{mean})^2}{\sum_i P(\theta_i)}} \quad (4.5)$$

burada  $P(\theta_i)$ ,  $\theta_i$  açısında alınan  $i$ . çoklu yolun gücüdür ve azimut düzleminde ortalama varış açısı  $\theta_{mean}$ 'dir.

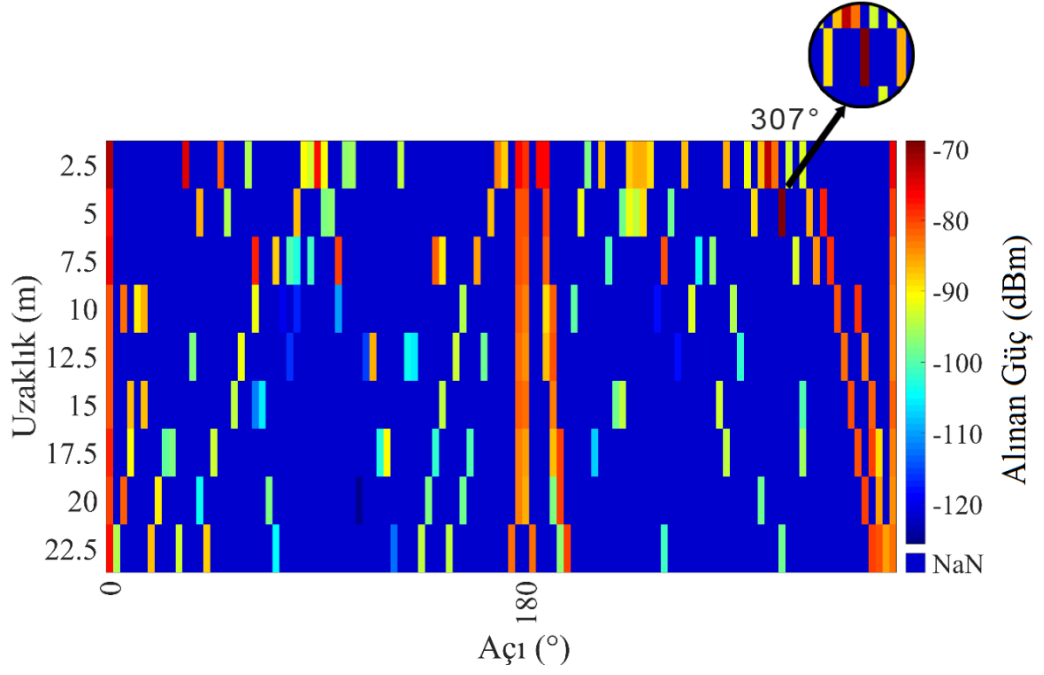
LoS ve NLoS koşulları altında azimut düzleminde RMS açısal yayılımının kümülatif dağılımı Şekil 4.11'de gösterilmektedir. RMS açısal yayılımının ortalaması LoS durumunda, 1.82 dB° ve NLoS durumunda 1.77 dB°'dir. Kümülatif dağılım fonksiyonunun ortalama ve standart sapma değerleri alıcıdaki yönlü antene varış açısından hesaplanmıştır ve elde edilen sonuçların normal dağılımla iyi eşleştiği görülmektedir.



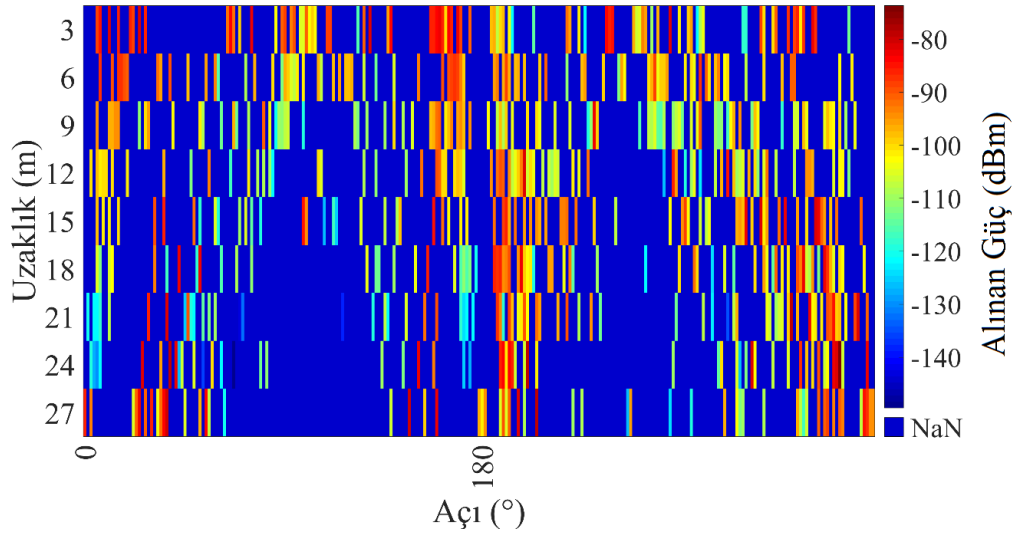
Şekil 4.11. LoS ve NLoS için RMS açısal yayılımın kümülatif dağılımları.

#### 4.2.4. Açısal Güç Spektrumu

Açısal güç spektrumu, bir haberleşme kanalındaki yayılım mekanizmasını kavrayabilmek için önemli bir parametredir. Aynı zamanda bu parametre sinyalin alıcıya hangi güç değeri ile ve hangi açı değeri ile ulaştığını göstermektedir. Verici ile alıcı arasındaki mesafe, azimut düzlemindeki varış açısı ve alınan güç değerlerinin oluşturduğu spektrumlar Şekil 4.12 ve Şekil 4.13'te verilmiştir. Şekil 4.12 LoS durumu ve Şekil 4.13 NLoS durumu ifade etmektedir. LoS durumda, sinyal iletiminin sadece  $\theta = 0^\circ$ 'de veya  $\theta = 360^\circ$ 'de güçlü olmadığı, farklı açılarda da (örneğin  $\theta = 307^\circ$ ) sinyal iletiminin güçlü olduğu açıkça görülmektedir. Benzer şekilde, NLoS koşulu altında da birçok farklı açıda güçlü sinyal iletiminin olduğu görülmektedir.



Şekil 4.12. LoS durum için açısal güç spektrumu.



Şekil 4.13. NLoS durum için açısal güç spektrumu.

#### 4.2.5. Küme Sayısı

Kümeleme, bir haberleşme kanalındaki baskın çok yollu bileşenlerin varlığını ve bu bileşenlere karşılık gelen saçılmayı gözlemlemeyi sağlamaktadır. Ayrıca kanalın fiziksel ortamının, kanalın yayılım özellikleri üzerine olan etkisinin anlaşılmasını da

sağlamaktadır. Bu yönüyle, küme sayısı önemli kanal parametrelerinden bir tanesidir.

Bu çalışmada hiyerarşik kümeleme algoritması kullanılmıştır. Hiyerarşik kümelemenin her aşamasında, Öklid uzaklık ölçütü tercih edilmiştir. İki küme arasındaki uzaklığın hesaplanmasında ise Ward yöntemi tercih edilmiştir. Ward yöntemi bir kümenin merkezinde bulunan örneğin, kümenin içinde bulunan diğer örneklerden ortalama uzaklığını dikkate almaktadır. Yani, toplam küme içi varyansı minimize etmeyi hedeflemektedir. Bu amaçla, küme içi kareli sapmalardan yararlanarak hata kareler toplamını hesaplamaktadır:

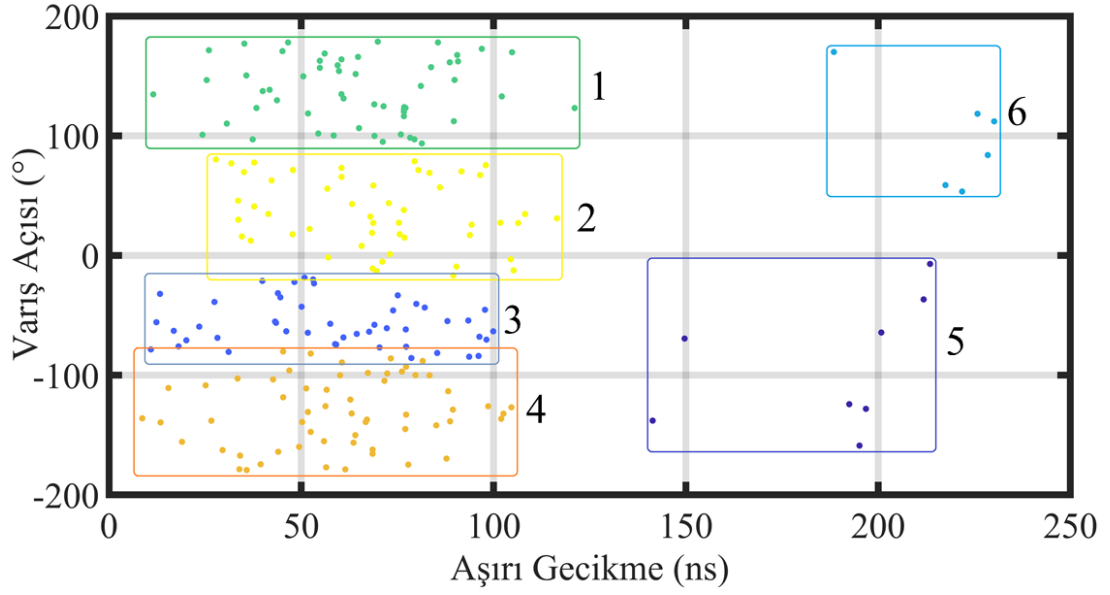
$$\text{Hata kareler toplamı: } HKT = \sum_i \sum_j \sum_k |X_{ijk} - \bar{x}_{i.k}|^2 \quad (4.6)$$

$$\text{Toplam kareler toplamı: } TKT = \sum_i \sum_j \sum_k |X_{ijk} - \bar{x}_{..k}|^2 \quad (4.7)$$

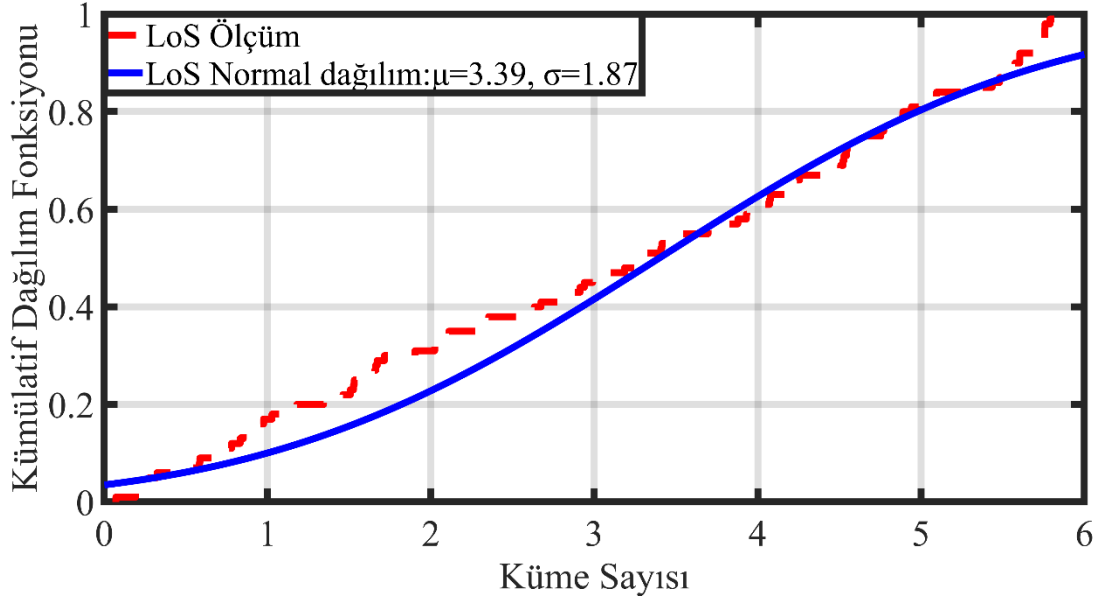
$$\text{R-kare: } r^2 = \frac{TKT - HKT}{TKT} \quad (4.8)$$

burada  $X_{ijk}$ ,  $i$ . kümenin  $j$ . Gözlemindeki  $k$  değerini ifade etmektedir,  $r^2$  belirli bir gözlem kümesinin neden olduğu varyasyon oranını ifade etmektedir.

LoS durum için, aşırı gecikmeye karşı azimut düzleminde geliş açısı grafiği ve küme sayısının kümülatif dağılım grafiği sırasıyla Şekil 4.14 ve Şekil 4.15'te verilmiştir. Benzer şekilde, NLoS durumu için, aşırı gecikmeye karşı azimut düzleminde geliş açısı grafiği ve küme sayısının kümülatif dağılım grafiği sırasıyla Şekil 4.16 ve Şekil 4.17'de verilmiştir. Şekil 4.14 ve Şekil 4.16'da çoklu yolların neden olduğu kümeler gruplandırılmış ve farklı renklerle ifade edilmiştir. Daireler saçılmaları temsil etmektedir. Küme sayısının ortalaması LoS durum için 3.39 ve NLoS durum için 3.27'dir. Hem LoS durumda hem de NLoS durumda, küme sayısının kümülatif dağılımı ile normal dağılımın iyi eşleştiği görülmektedir. Kümülatif dağılım fonksiyonunun ortalama ve standart sapma değerleri elde edilen ölçüm verilerinden hesaplanmıştır.

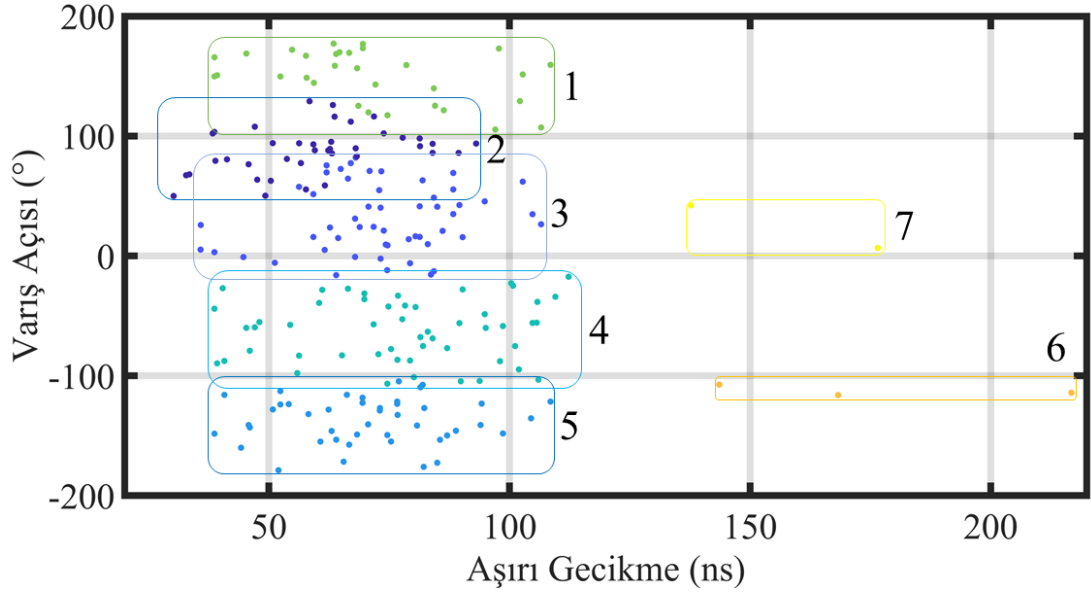


Şekil 4.14. LoS durum için aşırı gecikmeye karşı azimut varış açısı.

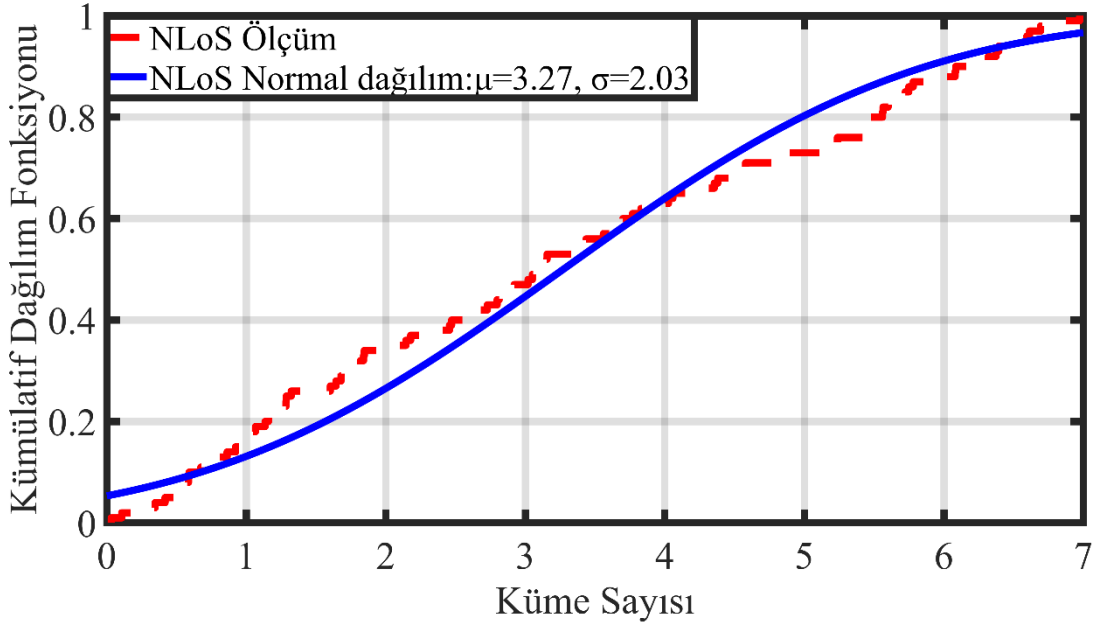


Şekil 4.15. LoS durum için küme sayısının kümülatif dağılımı.





Şekil 4.16. NLoS durum için aşırı gecikmeye karşı azimut varış açısı.

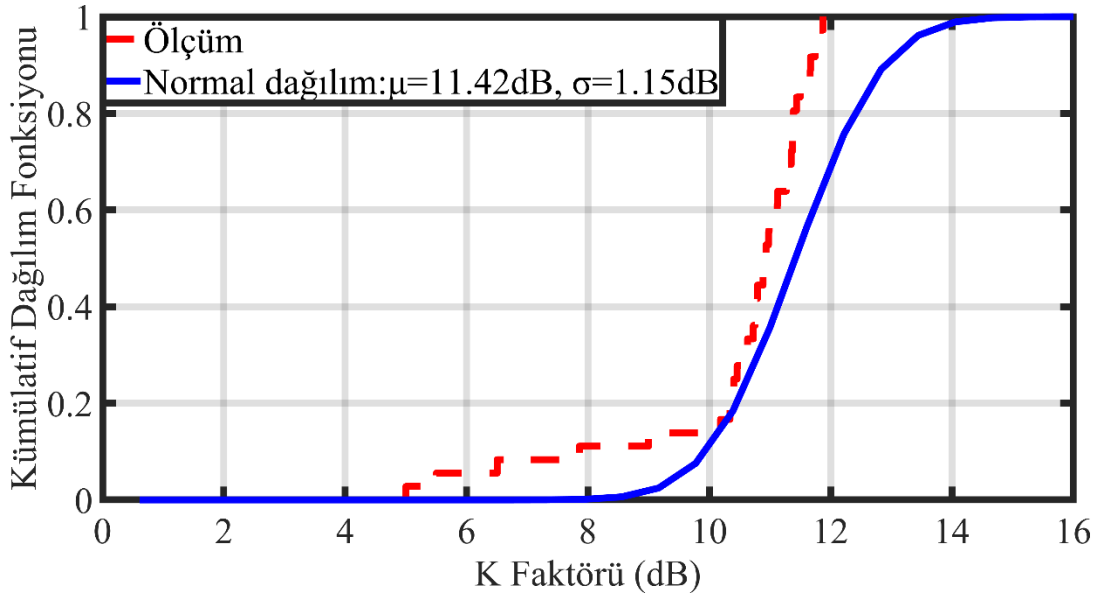


Şekil 4.17. NLoS durum için küme sayısının kümülatif dağılımı.

#### 4.2.6. Ricean K-Faktörü

Ricean K-faktörü, LoS koşulu altında, alınan sinyalin baskın bileşeninin gücünün, saçılmış bileşeninin gücüne oranıdır. K faktörü mesafe ile ters orantılıdır, yani

mesafe arttıkça saçılma nedeniyle K faktörü azalmaktadır. Bir bina içi haberleşme kanalında, LoS durumda, Ricean K-faktörü 4 ila 12 dB arasında olmalıdır. Bu çalışmada ise Ricean K-faktörünün ortalaması 11,42 dB bulunmuştur. Şekil 4.18’de moment yöntemi kullanılarak Ricean K-faktörünün kümülatif dağılım fonksiyonu verilmiştir. Elde edilen sonuçlar, Ricean K faktörünün normal dağılımla iyi eşleştiğini göstermektedir.



Şekil 4.18. Ricean K-faktörünün kümülatif dağılımı.

Bağlantı seviyesi ve sistem seviyesi simülasyonlar için gerekli olan tüm kanal parametreleri incelenmiştir. Tüm kanal parametrelerinin birbirleriyle olan ilişkileri ve korelasyon katsayıları Çizelge 4.4’te listelenmiştir. Gölgeleme sönümlenmesi dB cinsinden, RMS gecikme yayılımı dBns cinsinden, RMS açısall yayılımı dB(°) cinsinden verilmiştir ve bu üç parametrenin de normal dağılımla iyi uyum sağladığı gözlemlenmiştir. LoS durumda en büyük pozitif korelasyon RMS açısall yayılımı ile RMS gecikme yayılımı (0.48’dir) arasında elde edilirken, en büyük negatif korelasyon RMS açısall yayılımı ile Ricean K-faktörü (-0.48) arasında elde edilmiştir. Bu da, daha büyük bir açısall yayılımın daha büyük bir gecikme yayılımına ve daha büyük bir açısall yayılımın daha küçük bir K faktörüne neden olacağı anlamına gelmektedir. NLoS durumda ise, en büyük pozitif korelasyon açısall yayılım ile küme

sayısı arasında elde edilirken, en büyük negatif korelasyon gölgeleme sönümlenmesi ile küme sayısı arasında elde edilmiştir.

Çizelge 4.4. Tüm kanal parametrelerinin birbirleriyle olan korelasyonları.

Parametreler	Sembol	LoS koşulu	NLoS koşulu
Gecikme yayılımı = $\log_{10}$ (Gecikme yayılımı / 1 ns)	$\mu_{GY}$ $\sigma_{GY}$	1.672 0.17	1.678 0.13
Açısal yayılım = $\log_{10}$ (Açısal yayılım / $1^\circ$ )	$\mu_{AY}$ $\sigma_{AY}$	1.82 0.36	1.77 0.31
dB cinsinden K-faktörü	$\mu_{KF}$ $\sigma_{KF}$	11.42 1.15	
Çapraz korelasyonlar			
Açısal yayılım [ $^\circ$ ] ve gölgeleme sönümlenmesi [dB]		-0.37	0.13
Açısal yayılım [ $^\circ$ ] ve K- faktörü [dB]		-0.48	
Açısal yayılım [ $^\circ$ ] ve küme sayısı		0.11	0.15
Açısal yayılım [ $^\circ$ ] ve gecikme yayılımı [ns]		0.48	0.18
Gölgeleme sönümlenmesi [dB] ve K-faktörü [dB]		0.09	
Gölgeleme sönümlenmesi [dB] ve küme sayısı		0.14	-0.15
Gölgeleme sönümlenmesi [dB] ve gecikme yayılımı [ns]		-0.18	0.01
K-faktörü [dB] ve küme sayısı		-0.15	
K-faktörü [dB] ve gecikme yayılımı [ns]		-0.09	
Küme sayısı ve gecikme yayılımı [ns]		-0.05	-0.03
Küme sayısı (ortalama)		3.39	3.27

## BÖLÜM 5

### SONUÇ VE ÖNERİLER

Mobil internet kullanımlarının hızla artması ve kullanıcıların yüksek hızda veriye erişme talepleri mevcut kablosuz haberleşme ağlarını yeni zorluklarla karşı karşıya bırakmaktadır. Gelecekte kullanılması beklenen ağların makineler arası iletişim ve nesnelerin interneti gibi gittikçe artan çeşitlilikte hizmetler, uygulamalar ile yüksek kapasite, yüksek mobilite ve yoğun bağlantıyı desteklemesi beklenmektedir. Ayrıca, tüm spektrumların ve kaynakların esnek ve etkin kullanımı, çok farklı ağ dağıtım senaryolarına uyum sağlamak için gereklidir. Bu gereklilikler 5N kablosuz haberleşme sistemlerinin araştırılmasını ve geliştirilmesini öngörmektedir. Bu zorlukları gidermek için, frekansı, büyük bant genişliklerinin bulunduğu mm dalga bantlarına yükseltme konusunda yoğun çalışmalar bulunmaktadır. Mm dalga teknolojilerinin büyük bant genişlikleri sayesinde basit hava ara yüzleri kullanılarak daha yüksek veri hızları elde edilebilmektedir. Buna ek olarak, mevcut geniş ve lisanssız bant genişliği sebebiyle mm dalga sistemleri, daha yüksek sistem kapasitesi ihtiyacını karşılayabilmektedir. Bu bakımdan, 5N mobil haberleşme sistemleri için mm dalga bandında kanal modellemesi önemli bir çalışma konusudur.

Bir haberleşme kanalı, verici ve alıcı arasındaki fiziksel ortamı temsil etmektedir. Kanal modeli ise kanalın giriş-çıkış ilişkisini matematiksel formda ifade etmektedir. Sistemin iletim hızı, hata olasılığı ve sistemin çalışabileceği mesafe gibi önemli parametreler kanal modeli vasıtasıyla elde edilmektedir. Mm dalga bandında, frekansın yüksek olması ve ölçüm çalışmalarının maliyetli olması bu bantta çalışacak bir haberleşme sisteminin ışın izleme temelli olarak modellenmesini elzem hale getirmektedir. Işın izleme temelli kanal modellemesinde, detaylı bir fiziksel yayılım modelinin benzetim ortamı için uygun forma dönüştürülmesi gerekmektedir.

Mm dalga bandında ışın izleme temelli kanal modellemenin avantajları şunlardır:

1. Büyük sistemlerin performansını analiz etmeye yardımcı olmaktadır.
2. İki veya daha fazla sistemin karşılaştırılmasına izin vermektedir.
3. Sistem hakkındaki temel sorulara (yol kaybı, gecikme yayılımı ve açısız yayılım gibi) yanıt vermektedir.

Bu çalışmada avantajlı özellikleri sebebiyle bina içi ofis ortamında 32 GHz merkez frekansında 1 GHz bant genişliği ile ışın izleme temelli kanal ölçümleri yapılmıştır. 5N mobil haberleşme ağları için ana taşıyıcı ve erişim bağlamında, mm dalga bandında bir kablosuz kanalın yayılım özelliklerini araştırmak amaçlanmıştır. Bu amaç doğrultusunda, çok sayıda alıcı noktasında geniş bant kanal darbe yanıtlarının elde edilmesine imkân tanıyan ışın izleme temelli benzetim ortamı kullanılmıştır. Ölçüm sonuçları, yol kaybı, gölgeleme sönümlenmesi, gecikme yayılımı, açısız yayılım, açısız güç spektrumu, küme sayısı ve Ricean K-faktörü üzerine odaklanılarak değerlendirilmiştir. Tüm bu geniş ölçekli kanal parametreleri ve birbirleriyle olan korelasyonları bir önceki bölümde Çizelge 4.4'te listelenmiştir.

Bina içi ofis ortamındaki 32 GHz ana taşıyıcılı küçük hücreli kanal, üç ışınli modelden oluşmaktadır. Bu üç ışınli model, alıcıya doğrudan ulaşan, tabandan yansiyarak ulaşan ve tavandan yansiyarak ulaşan yolların üst üste bindirilmesiyle elde edilmektedir. Geniş ölçekli sönümlenme, bina içi ölçümler için oldukça önemli bir konudur. Sistem tasarımı ve kurulumu için dikkate alınmalıdır.

Geniş ölçekli yol kaybı modelini elde etmek için YRM ve KK olmak üzere iki farklı yöntem kullanılmıştır. Yayılım mekanizması, açısız güç spektrumu parametresi kullanılarak incelenmiştir. Yansıma, kırınım ve saçınımın neden olduğu çoklu yollar tetkik edilmiştir. 32 GHz yayılım mekanizması ile 6 GHz ve altındaki bantların yayılım mekanizması arasında büyük bir fark olmadığı gözlemlenmiştir.

Bina içi ofis ortamı için gecikme yayılımı ve gölgeleme sönümlenmesi belirgin bir şekilde mesafeye bağımlılık göstermektedir. Gölgeleme sönümlenmesi mesafe ile artmaktadır. Farklı mesafelerde karşılaştırmalı olarak yapılan ışın izleme temelli

ölçümler bu bağımlılıkları desteklemektedir. Bununla birlikte, ışın izleme temelli ölçümlerle elde edilen tüm kanal karakteristikleri tatmin edici bir doğruluğa sahiptir, ancak fiziksel olarak kurulacak ölçüm düzenekleri bir tamamlayıcı olarak kullanılabilir. Yapılan ölçümler sonucu elde edilen bulgular, literatürdeki benzer çalışmaların sonuçları ile kıyaslanmış ve birbirlerine göre tutarlı oldukları gözlemlenmiştir.

Bu çalışmadan sonra 5N ötesi haberleşme sistemleri için yapılacak kanal modellemelerinde elektromanyetik spektrumun THz bandı ve görünür ışık bandı kullanılmalıdır.

Elektromanyetik spektrumda mm dalga bandı ve kızılötesi dalga bandı arasında yer alan, frekansı 300 GHz ila 10000 GHz arasında değişen elektromanyetik dalgalara THz dalgaları denir. Yarı iletken cihaz teknolojisindeki ilerlemeler ve son kullanıcının yüksek veri hızı talebi nedeniyle THz bandına gösterilen ilgi hızla artmaktadır. THz haberleşmenin büyük bant genişliği sayesinde 100 Gbps'ye kadar yüksek veri hızlarını desteklemesi beklenmektedir. Yüksek frekansları nedeniyle THz bandında yayılan sinyaller, düşük frekans bantlarında yayılan sinyallerden çok daha fazla atmosferik zayıflamaya ve serbest uzay yol kaybına maruz kalmaktadır. Bu nedenle, THz sistemler büyük olasılıkla iç mekân senaryolarında huzmeleme teknikleri ile birlikte kullanılacaktır. THz kanal modelleri başlangıç aşamasındadır.

Görünür ışık bandı, elektromanyetik spektrumda 430 THz ila 790 THz frekansları arasında yer almaktadır ve insan gözü ile görülebilmektedir. Işık yayan diyot, görünür ışık haberleşmesinde bir verici olarak kullanılabilir, böylece aynı anda hem haberleşmeyi hem de aydınlatmayı sağlamaktadır. Mikrodalga bantlarındaki spektrum kıtlığı göz önüne alındığında görünür ışık bandı umut verici çözümlerden biri olarak görülmektedir. Mikrodalga kanallarına kıyasla, görünür ışık haberleşme kanallarının yüksek güvenli, ekonomik, enerji tasarruflu ve çevre dostu gibi özelliklere sahip olması beklenmektedir.

## KAYNAKLAR

1. Panwar, N., Sharma, S., and Singh, A. K., 'A survey on 5G: The next generation of mobile communication', *Physical Communication*, (2016).
2. Shafi, M., Molisch, A. F., Smith, P. J., Haustein, T., Zhu, P., De Silva, P., Tufvesson, F., Benjebbour, A., and Wunder, G., '5G: A tutorial overview of standards, trials, challenges, deployment, and practice', *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, (2017).
3. Luo, F. L. and Zhang, C. J., 'Signal Processing for 5G', Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations, *John Wiley & Sons, Ltd*, Chichester, UK, (2016).
4. Rodriguez, J., 'Fundamentals of 5G Mobile Networks', Fundamentals of 5G Mobile Networks, (2015).
5. Yang Yang, Jing Xu, Guang Shi, C.-X. W., '5G Wireless Systems:Simulation and Evaluation Techniques', A Practical Guide to Television Sound Engineering, (2018).
6. Vannithamby, R. and Talwar, S., 'Towards 5G: Applications, Requirements & Candidate Technologies', *The Charleston Advisor*, (2017).
7. Rappaport, T. S., 'Wireless Communications, Principles and Practice', *Prentice Hall*, 736 (2002).
8. Okumura, Y., Ohmori, E., Kawano, T., and Fukuda, K., 'Field Strength and Its Variability in UHF and VHF Land-Mobile Radio Service', *Review Of The Electrical Communication Laboratory, September-October, 1968*, (1968).
9. Lee, W. and Yu Yeh, 'Polarization Diversity System for Mobile Radio', *IEEE Transactions On Communications*, 20 (5): 912–923 (1972).
10. Schmid, H. F., 'A Prediction Model for Multipath Propagation of Pulse Signals at VHF and UHF Over Irregular Terrain', *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, (1970).
11. Turin, G. L., Clapp, F. D., Johnston, T. L., Fine, S. B., and Lavry, D., 'A Statistical Model of Urban Multipath Propagation', *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, (1972).
12. Suzuki, H., 'A Statistical Model for Urban Radio Propagation', *IEEE Transactions On Communications*, 25 (7): 673–680 (1977).

13. Kozłowski, S., Szumny, R., Kurek, K., and Modelski, J., 'Statistical modelling of a wideband propagation channel in the factory environment', (2008).
14. Rappaport, T. S. and Seidel, S. Y., 'Multipath propagation models for in-building communications', (1989).
15. Rappaport, T. S., Seidel, S. Y., and Takamizawa, K., 'Statistical Channel Impulse Response Models for Factory and Open Plan Building Radio Communication System Design', *IEEE Transactions On Communications*, (1991).
16. Saleh, A. A. M. and Valenzuela, R. A., 'A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation', *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, (1987).
17. Seidel, S. Y., Takamizawa, K., and Rappaport, T. S., 'Application of second-order statistics for an indoor radio channel model', (1989).
18. Yegani, P. and McGillem, C. D., 'Statistical model for Line-Of-Sight (LOS) factory radio channels', (1989).
19. Yegani, P. and McGillem, C. D., 'A statistical model for the obstructed factory radio channel', (1989).
20. Yegani, P. and McGillem, C. D., 'A Statistical Model for the Factory Radio Channel', *IEEE Transactions On Communications*, (1991).
21. Hawbaker, D. A. and Rappaport, T. S., 'INDOOR WIDEBAND RADIO WAVE PROPAGATION MEASUREMENTS AT 1.3GHZ AND 4.0GHZ', *Electronics Letters*, (1990).
22. Cox, D. C. and Leck, R. P., 'Correlation Bandwidth and Delay Spread Multipath Propagation Statistics for 910-MHz Urban Mobile Radio Channels', *IEEE Transactions On Communications*, (1975).
23. Cox, D. C., 'Delay Doppler Characteristics of Multipath Propagation at 910 Mhz in a Suburban Mobile Radio Environment', *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, (1972).
24. Cox, D. C., '910 MHz Urban Mobile Radio Propagation: Multipath Characteristics in New York City', *IEEE Transactions On Communications*, (1973).
25. Andrews, M. R., Mitra, P. P., and Decarvalho, R., 'Tripling the capacity of wireless communications using electromagnetic polarization', *Nature*, (2001).
26. Jeon, K., Hui, B., Chang, K., Park, H., and Park, Y., 'SISO polarized flat fading channel modeling for dual-polarized antenna systems', (2012).



27. 3GPP, ‘Spatial channel model for multiple input multiple output (MIMO) simulations’, (2012).
28. Jämsä, T., Kyösti, P., and Kusume, K., ‘Deliverable D1.2 - Initial channel models based on measurements’, *Seventh Framework Programme*, (2014).
29. Collonge, S., Zaharia, G., and ElZein, G., ‘Influence of the Human Activity on Wide-Band Characteristics of the 60 GHz Indoor Radio Channel’, *IEEE Transactions On Wireless Communications*, 3 (6): 2396–2406 (2004).
30. Correia, L. M. and Françês, P. O., ‘Estimation of materials characteristics from power measurements at 60 GHz’, (1994).
31. Daniels, R. C. and Heath, R. W., ‘60 GHz wireless communications: Emerging requirements and design recommendations’, *IEEE Vehicular Technology Magazine*, (2007).
32. Moraitis, N. and Panagopoulos, A. D., ‘Millimeter wave channel measurements and modeling for indoor femtocell applications’, (2015).
33. Piersanti, S., Annoni, L. A., and Cassioli, D., ‘Millimeter waves channel measurements and path loss models’, (2012).
34. Smulders, P., ‘Statistical Characterization of 60-GHz Indoor Radio Channels’, *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, 57 (10): 2820–2829 (2009).
35. Weiler, R. J., Peter, M., Kühne, T., Wisotzki, M., and Keusgen, W., ‘Simultaneous millimeter-wave multi-band channel sounding in an urban access scenario’, (2015).
36. Yang, H., Smulders, P. F. M., and Herben, M. H. A. J., ‘Frequency selectivity of 60-GHz LOS and NLOS indoor radio channels’, (2006).
37. Fleury, B. H., Tschudin, M., Heddergott, R., Dahlhaus, D., and Pedersen, K. I., ‘Channel parameter estimation in mobile radio environments using the SAGE algorithm’, *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, (1999).
38. Richter, A. and Thomä, R. S., ‘Joint maximum likelihood estimation of specular paths and distributed diffuse scattering’, (2005).
39. Gustafson, C., Haneda, K., Wyne, S., and Tufvesson, F., ‘On mm-wave multipath clustering and channel modeling’, *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, (2014).
40. Gustafson, C., Tufvesson, F., Wyne, S., Haneda, K., and Molisch, A. F., ‘Directional analysis of measured 60 GHz indoor radio channels using SAGE’, (2011).

41. Martinez-Ingles, M. T., Molina-Garcia-Pardo, J. M., Rodriguez, J. V., Pascual-Garcia, J., and Juan-Llacer, L., 'Experimental comparison of UWB against mm-Wave indoor radio channel characterization', (2013).
42. Gustafson, C., Bolin, D., and Tufvesson, F., 'Modeling the cluster decay in mm-wave channels', (2014).
43. Deng, S., MacCartney, G. R., and Rappaport, T. S., 'Indoor and Outdoor 5G Diffraction Measurements and Models at 10, 20, and 26 GHz', (2016).
44. Weiler, R. J., Peter, M., Keusgen, W., Sakaguchi, K., and Undi, F., 'Environment Induced Shadowing of Urban Millimeter-Wave Access Links', *IEEE Wireless Communications Letters*, 5 (4): 440–443 (2016).
45. Belbase, K., Kim, M., and Takada, J. I., 'Study of propagation mechanisms and identification of scattering objects in indoor multipath channels at 11 GHz', (2015).
46. Kim, M., Takada, J. I., Chang, Y., Shen, J., and Oda, Y., 'Large scale characteristics of urban cellular wideband channels at 11 GHz', (2015).
47. Oyie, N. O. and Afullo, T. J. O., 'Measurements and Analysis of Large-Scale Path Loss Model at 14 and 22 GHz in Indoor Corridor', *IEEE Access*, 6: 17205–17214 (2018).
48. Zhao, X., Wang, Q., Li, S., Wang, M., and Sun, S., 'Wideband Millimeter-Wave Channel Characterization in an Open Office at 26 GHz', *Wireless Personal Communications*, 97 (4): 5059–5075 (2017).
49. Zhao, X., Wang, Q., Li, S., Geng, S., Wang, M., Sun, S., and Wen, Z., 'Attenuation by Human Bodies at 26- and 39.5-GHz Millimeter Wavebands', *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters*, 16: 1229–1232 (2017).
50. Hindia, M. N., Al-Samman, A. M., Rahman, T. A., and Yazdani, T. M., 'Outdoor large-scale path loss characterization in an urban environment at 26, 28, 36, and 38 GHz', *Physical Communication*, (2018).
51. Lota, J., Sun, S., Rappaport, T. S., and Demosthenous, A., '5G uniform linear arrays with beamforming and spatial multiplexing at 28, 37, 64, and 71 GHz for outdoor urban communication: A two-level approach', *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, (2017).
52. Samimi, M. K., Maccartney, G. R., Sun, S., and Rappaport, T. S., '28 GHz millimeter-wave ultrawideband small-scale fading models in wireless channels', (2016).
53. Azar, Y., Wong, G. N., Wang, K., Mayzus, R., Schulz, J. K., Zhao, H., Gutierrez, F., Hwang, D., and Rappaport, T. S., '28 GHz propagation

- measurements for outdoor cellular communications using steerable beam antennas in New York city', (2013).
54. Lee, J. H., Choi, J., Lee, J. Y., and Kim, S. C., '28 GHz Millimeter-Wave Channel Models in Urban Microcell Environment Using Three-Dimensional Ray Tracing', *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters*, (2018).
  55. Alabdullah, A. A., Ali, N., Obeidat, H., Abd-Alhmeed, R. A., and Jones, S., 'Indoor millimetre-wave propagation channel simulations at 28, 39, 60 and 73 GHz for 5G wireless networks', (2017).
  56. Rappaport, T. S., Ben-Dor, E., Murdock, J. N., and Qiao, Y., '38 GHz and 60 GHz angle-dependent propagation for cellular & peer-to-peer wireless communications', (2012).
  57. Nie, S., MacCartney, G. R., Sun, S., and Rappaport, T. S., '72 GHz millimeter wave indoor measurements for wireless and backhaul communications', (2013).
  58. Ryan, J., MacCartney, G. R., and Rappaport, T. S., 'Indoor office wideband penetration loss measurements at 73 GHz', (2017).
  59. Maccartney, G. R., Rappaport, T. S., and Ghosh, A., 'Base Station Diversity Propagation Measurements at 73 GHz Millimeter-Wave for 5G Coordinated Multipoint (CoMP) Analysis', (2018).
  60. Maccartney, G. R., Deng, S., Sun, S., and Rappaport, T. S., 'Millimeter-wave human blockage at 73 GHz with a simple double knife-edge diffraction model and extension for directional antennas', (2016).
  61. Xing, Y. and Rappaport, T. S., 'Propagation Measurement System and Approach at 140 GHz-Moving to 6G and above 100 GHz', (2018).
  62. Maccartney, G. R., Zhang, J., Nie, S., and Rappaport, T. S., 'Path loss models for 5G millimeter wave propagation channels in urban microcells', (2013).
  63. Samimi, M., Wang, K., Azar, Y., Wong, G. N., Mayzus, R., Zhao, H., Schulz, J. K., Sun, S., Gutierrez, F., and Rappaport, T. S., '28 GHz angle of arrival and angle of departure analysis for outdoor cellular communications using steerable beam antennas in New York City', (2013).
  64. Zhang, N., Yin, X., Lu, S. X., Du, M., and Cai, X., 'Measurement-based angular characterization for 72 GHz propagation channels in indoor environments', (2014).
  65. Hur, S., Cho, Y. J., Lee, J., Kang, N. G., Park, J., and Benn, H., 'Synchronous channel sounder using horn antenna and indoor measurements on 28 GHz', (2014).

66. Maccartney, G. R. and Rappaport, T. S., '73 GHz millimeter wave propagation measurements for outdoor urban mobile and backhaul communications in New York City', (2014).
67. Steele, R., 'Wireless communications +', *Annales Des Telecommunications/Annals Of Telecommunications*, (2001).
68. Steinbauer, M., Molisch, A. F., and Bonek, E., 'The double-directional radio channel', *IEEE Antennas And Propagation Magazine*, (2001).
69. Gustafson, C., '60 GHz wireless propagation channels: Characterization, modeling and evaluation', (2014).
70. HANEDA, K., 'Channel Models and Beamforming at Millimeter-Wave Frequency Bands', *IEICE Transactions On Communications*, E98.B (5): 755–772 (2015).
71. Liao, S., 'Engineering Applications of Electromagnetic Theory', 455 (1988).
72. Friis, H. T., 'A Note on a Simple Transmission Formula', *Proceedings Of The IRE*, (1946).
73. Hashemi, H., 'The Indoor Radio Propagation Channel', *Proceedings Of The IEEE*, (1993).
74. Liebe, H. J., 'MPM-An atmospheric millimeter-wave propagation model', *International Journal Of Infrared And Millimeter Waves*, (1989).
75. Salous, S., Degli Esposti, V., Fuschini, F., Thomae, R. S., Mueller, R., Dupleich, D., Haneda, K., Molina Garcia-Pardo, J. M., Pascual Garcia, J., Gaillot, D. P., Hur, S., and Nekovee, M., 'Millimeter-Wave Propagation: Characterization and modeling toward fifth-generation systems. [Wireless Corner]', *IEEE Antennas And Propagation Magazine*, (2016).
76. ITU-R - Radiocommunication Sector of ITU, 'Recommendation ITU-R P.2040-1: Effects of building materials and structures on radiowave propagation above about 100 MHz', *Recommendation ITU-R P.2040*, (2015).
77. Durgin, G., Rappaport, T. S., and Hao Xu, 'Measurements and models for radio path loss and penetration loss in and around homes and trees at 5.85 GHz', *IEEE Transactions On Communications*, 46 (11): 1484–1496 (1998).
78. Okamoto, H., Kitao, K., and Ichitsubo, S., 'Outdoor-to-indoor propagation loss prediction in 800-MHz to 8-GHz band for an urban area', *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, (2009).
79. Correia, A. M. C., 'Spread-spectrum to combat multipath induced intersymbol interference', (1995).

80. Langen, B., Lober, G., and Herzig, W., 'Reflection and transmission behaviour of building materials at 60 GHz', (1994).
81. Stavrou, S., 'Review of constitutive parameters of building materials', (2003).
82. Andersen, J. B., Rappaport, T. S., and Yoshida, S., 'Propagation Measurements and Models for Wireless Communications Channels', *IEEE Communications Magazine*, (1995).
83. Sato, K., Manabe, T., Ihara, T., Saito, H., Ito, S., Tanaka, T., Sugai, K., Ohmi, N., Murakami, Y., Shibayama, M., Konishi, Y., and Kimura, T., 'Measurements of reflection and transmission characteristics of interior structures of office building in the 60GHz band', *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, (1997).
84. Yang, C. F., Wu, B. C., and Ko, C. J., 'A ray-tracing method for modeling indoor wave propagation and penetration', *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, (1998).
85. Iskander, M. F. and Zhengqing Yun, 'Propagation prediction models for wireless communication systems', *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 50 (3): 662–673 (2002).
86. Parsons, J. D., 'The Mobile Radio Propagation Channel', The Mobile Radio Propagation Channel, (2001).
87. Landron, O., Feuerstein, M. J., and Rappaport, T. S., 'A comparison of theoretical and empirical reflection coefficients for typical exterior wall surfaces in a mobile radio environment', *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, (1996).
88. McDonnell, J. T. E., 'Characteristics of the indoor wireless propagation environment at microwave and millimetre frequencies', *IEE Colloquium (Digest)*, (1996).
89. Schwering, F. K., Violette, E. J., and Espeland, R. H., 'Millimeter-wave propagation in vegetation: experiments and theory', *IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing*, 26 (3): 355–367 (1988).
90. Czink, N., Richter, A., Bonek, E., Nuutinen, J. P., and Ylitalo, J., 'Including diffuse multipath parameters in MIMO channel models', (2007).
91. Salmi, J., Poutanen, J., Haneda, K., Richter, A., Kolmonen, V. M., Vainikainen, P., and Molisch, A. F., 'Incorporating diffuse scattering in geometry-based stochastic MIMO channel models', (2010).
92. Peter, M., Wisotzki, M., Raceala-Motoc, M., Keusgen, W., Felbecker, R., Jacob, M., Priebe, S., and Kürner, T., 'Analyzing human body shadowing at 60 GHz: Systematic wideband MIMO measurements and modeling

- approaches’, (2012).
93. Göktepe, B., Peter, M., Weiler, R. J., and Keusgen, W., ‘The influence of street furniture, tree trunks, and traffic in urban scenarios on ray tracing simulations in the millimeter wave band’, (2016).
  94. Rogers, N., Seville, A., Richter, J., and Ndzi, D., ‘A generic model of 1-60 GHz radio propagation through vegetation-final report’, (2002).
  95. Cheffena, M. and Ekman, T., ‘Dynamic model of signal fading due to swaying vegetation’, *Eurasip Journal On Wireless Communications And Networking*, (2009).
  96. Dilworth, I. J. and L’Ebraly, B., ‘Propagation effects due to foliage and building scatter at millimetre wavelengths’, (1995).
  97. Seville, A., ‘Vegetation attenuation: Modelling and measurements at millimetric frequencies’, (1997).
  98. Dalley, J. E. J., Smith, M. S., and Adams, D. N., ‘Propagation losses due to foliage at various frequencies’, *IEE Conference Publication*, (1999).
  99. Priebe, S., Jacob, M., and Kürner, T., ‘Calibrated broadband ray tracing for the simulation of wave propagation in mm and sub-mm wave indoor communication channels’, (2012).
  100. Felbecker, R., Raschkowski, L., Keusgen, W., and Peter, M., ‘Electromagnetic wave propagation in the millimeter wave band using the NVIDIA OptiX GPU ray tracing engine’, (2012).
  101. Oestges, C., Hennaux, G., and Gueuning, Q., ‘Centimeter- and millimeter-wave channel modeling using ray-tracing for 5G communications’, (2016).
  102. Huschka, T., ‘Ray tracing models for indoor environments and their computational complexity’, (1994).
  103. Kouyoumjian, R. G. and Pathak, P. H., ‘A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface’, *Proceedings Of The IEEE*, (1974).
  104. Hubner, J., Zeisberg, S., Koora, K., Borowski, J., and Finger, A., ‘Simple channel model for 60 GHz indoor wireless LAN design based on complex wideband measurements’, (1997).
  105. Proakis, J. G., ‘Digital Communications’, *McGraw Hill*, 1024 (2008).
  106. Kattenbach, R., ‘Statistical modeling of small-scale fading in directional radio channels’, *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, (2002).

107. Smulders, P. F. M., 'Broadband Wireless LANs: A Feasibility Study', (1995).
108. Park, J. H., Kim, Y., Hur, Y. S., Lim, K., and Kim, K. H., 'Analysis of 60 GHz band indoor wireless channels with channel configurations', (1998).
109. Kunisch, J., Zollinger, E., Pamp, J., and Winkelmann, A., 'MEDIAN 60 GHz wideband indoor radio channel measurements and model', (1999).
110. Maltsev, A., Maslennikov, R., Sevastyanov, A., Khoryaev, A., and Lomayev, A., 'Experimental investigations of 60 GHz WLAN systems in office environment', *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, 27 (8): 1488–1499 (2009).
111. Maltsev, A., Maslennikov, R., Lomayev, A., Sevastyanov, A., and Khoryaev, A., 'Statistical channel model for 60 GHz WLAN systems in conference room environment', *Radioengineering*, (2011).
112. Maltsev, A. and Hansen, C., 'Wireless LANs Channel Models for 60 GHz WLAN Systems', *IEEE 802.11 TGad*, (2010).
113. WINNER, I.-2003-507581, 'Final Report on Link Level and System Level Channel Models', (2005).
114. Kyösti, P., Meinilä, J., Hentilä, L., Zhao, X., Jämsä, T., Schneider, C., Narandzi, M., Milojevi, M., Hong, A., Ylitalo, J., Holappa, V.-M., Alatossava, M., Bultitude, R., Jong, Y. De, and Rautiainen, T., 'IST-4-027756 WINNER II D1. 1.2 V1. 2 WINNER II Channel Models.pdf', *Projectscelticinitiativeorg*, (2008).
115. Heino, P., Suikkanen, E., Kunnari, E., Meinilä, J., Kyösti, P., Hentilä, L., Jämsä, T., and Narandžić, M., 'WINNER+ Project Deliverable 5.3: Final Channel Models', *Deliverable 5.3 Technical Report*, (2010).
116. Liu, L., Oestges, C., Poutanen, J., Haneda, K., Vainikainen, P., Quitin, F., Tufvesson, F., and Doncker, P., 'The COST 2100 MIMO channel model', *IEEE Wireless Communications*, (2012).
117. 3GPP, 'Technical Specification Group Radio Access Network; Study on 3D channel model for LTE', (2015).
118. 3GPP, '3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on channel model for frequency spectrum above 6 GHz Technical Report (Release 14)', *3GPP TR 38 900*, (2017).
119. Durgin, G. D., 'Theory of Stochastic Local Area Channel Modeling for Wireless Communications', (2000).
120. Artés, H., Matz, G., and Hlawatsch, F., 'Unbiased scattering function estimators for underspread channels and extension to data-driven operation',

- IEEE Transactions On Signal Processing*, (2004).
121. Schönthier, J., ‘The 60 GHz channel and its modelling’, (2003).
  122. Bello, P. A., ‘Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels’, *IEEE Transactions On Communications Systems*, (1963).
  123. Durgin, G. D. and Rappaport, T. S., ‘Theory of multipath shape factors for small-scale fading wireless channels’, *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, (2000).
  124. Zadeh, L. A., ‘Frequency Analysis of Variable Networks’, *Proceedings Of The IRE*, (1950).
  125. Siamarou, A. G., ‘Digital transmission over millimeter-wave radio channels: A review’, *IEEE Antennas And Propagation Magazine*, (2009).
  126. Salous, S., ‘Radio Propagation Measurement and Channel Modelling’, Radio Propagation Measurement and Channel Modelling, *John Wiley & Sons, Ltd*, Chichester, UK, (2013).
  127. Bultitude, R. J. C., ‘Estimating frequency correlation functions from propagation measurements on fading radio channels: a critical review’, *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, 20 (6): 1133–1143 (2002).
  128. Ghassemzadeh, S. S., Greenstein, L. J., Sveinsson, T., Kavčić, A., and Tarokh, V., ‘UWB delay profile models for residential and commercial indoor environments’, *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, (2005).
  129. Karedal, J., Wyne, S., Almers, P., Tufvesson, F., and Molisch, A. F., ‘A measurement-based statistical model for industrial ultra-wideband channels’, *IEEE Transactions On Wireless Communications*, (2007).
  130. Cassioli, D., Win, M. Z., and Molisch, A. F., ‘The ultra-wide bandwidth indoor channel: From statistical model to simulations’, *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, (2002).
  131. Sörgel, W., Schulteis, S., Knörzer, S., and Wiesbeck, W., ‘Deconvolution of the antennas from directional UWB channel measurements’, (2005).
  132. Feuerstein, M. J., Feuerstein, M. J., Blackard, K. L., Blackard, K. L., Rappaport, T. S., Seidel, S. Y., Seidel, S. Y., and Xia, H. H., ‘Path Loss, Delay Spread, and Outage Models as Functions of Antenna Height for Microcellular System Design’, *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, (1994).
  133. Akerberg, D., ‘Properties of a TDMA PICO cellular office communication system’, (1988).



134. Xu, H., ‘Terrestrial Radio Wave Propagation at Millimeter-Wave Frequencies’, (2000).
135. Perahia, E. and Gong, M. X., ‘Gigabit wireless LANs’, *ACM SIGMOBILE Mobile Computing And Communications Review*, 15 (3): 23 (2011).
136. Perahia, E., ‘IEEE 802.11n development: History, process, and technology’, *IEEE Communications Magazine*, (2008).
137. ‘Millimeter Wave Technology in Wireless PAN, LAN, and MAN’, Millimeter Wave Technology in Wireless PAN, LAN, and MAN, *Auerbach Publications*, (2008).
138. Gans, M. J., ‘A power-spectral theory of propagation in the mobile-radio environment’, *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, 21 (1): 27–38 (1972).
139. Balanis, C. A., ‘Advanced Engineering Electromagnetics’, 1040 (2012).
140. Born, M., Wolf, E., and Hecht, E., ‘Principles of Optics: Electromagnetic Theory of Propagation, Interference and Diffraction of Light’, *Physics Today*, (2000).
141. Heermann, D. W., ‘Computer Simulation Methods in Theoretical Physics’, 148 (1990).
142. Breiman, L., ‘Statistical modeling: The two cultures’, *Statistical Science*, (2001).
143. Eyceoz, T., Duel-Hallen, A., and Hallen, H., ‘Deterministic channel modeling and long range prediction of fast fading mobile radio channels’, *IEEE Communications Letters*, (1998).
144. Insite, W. and Models, P., ‘Site-specific Radio Propagation Prediction Software: Wireless InSite Prediction Models Overview’, *INFOTEH-JAHORINA*, (2015).
145. Luebbers, R. J., ‘A Heuristic UTD Slope Diffraction Coefficient for Rough Lossy Wedges’, *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, (1989).
146. Taflove, A., Hagness, S. C., and Picket-May, M., ‘Computational Electromagnetics: The Finite-Difference Time-Domain Method’, The Electrical Engineering Handbook, *Elsevier*, 629–670 (2005).
147. Schuster, J. W. and Luebbers, R. J., ‘Comparison of GTD and FDTD predictions for UHF radio wave propagation in a simple outdoor urban environment’, (1997).
148. Luebbers, R. J., ‘Finite Conductivity Uniform GTD Versus Knife Edge

- Diffraction in Prediction of Propagation Path Loss’, *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, (1984).
149. Holm, P. D., ‘A new heuristic UTD diffraction coefficient for nonperfectly conducting wedges’, *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, 48 (8): 1211–1219 (2000).
  150. ITU, ‘World Radiocommunication Conference (WRC-15)’, (2015).
  151. ITU, ‘World Radiocommunication Conference 2019 (WRC-19)’, (2019).
  152. ETSI, ‘Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Spreading and modulation (FDD) (3GPP TS 25.213 version 15.0.0 Release 15)’, ETSI TS 125 213, (2018).
  153. Ferreira, D., Cuinas, I., Caldeirinha, R. F. S., and Fernandes, T. R., ‘A review on the electromagnetic characterisation of building materials at micro- and millimetre wave frequencies’, (2014).
  154. Ozturk, T., Elhawil, A., Uluer, İ., and Guneser, M. T., ‘Development of extraction techniques for dielectric constant from free-space measured S-parameters between 50 and 170 GHz’, *Journal Of Materials Science: Materials In Electronics*, 28 (15): 11543–11549 (2017).
  155. Korolev, K. A. and Afsar, M. N., ‘Complex dielectric permittivity measurements of materials in millimeter waves’, (2005).
  156. Lu, J., Steinbach, D., Cabrol, P., Pietraski, P., and Pragada, R. V., ‘Propagation characterization of an office building in the 60 GHz band’, (2014).
  157. Rappaport, T. S., MacCartney, G. R., Samimi, M. K., and Sun, S., ‘Wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models for future wireless communication system design’, *IEEE Transactions On Communications*, (2015).
  158. ETSI, ‘Spatial channel model for multiple input multiple output (MIMO) simulations’, (2012).
  159. Peter, M., Sakaguchi, K., Jaekel, S., Wu, S., Nekovee, M., Medbo, J., Haneda, K., H Nguyen, S. L., Naderpour, R., and Vehmas, J., ‘Deliverable D2.1 Measurement Campaigns and Initial Channel Models for Preferred Suitable Frequency Ranges’, *Document Number: H2020-ICT-671650-MmMAGIC/D2.1*, (2016).
  160. 3GPP TR 38.901:, ‘5G; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz’, *Etsi Tr 138 901 V14.1.1 (2017-08)*, (2017).

## ÖZGEÇMİŞ

Cihat ŞEKER 1989 yılında Sivas'ta doğdu; ilk ve orta öğrenimini aynı şehirde tamamladı. Cumhuriyet Anadolu Lisesi Fen Bölümü'nden mezun oldu. 2008 yılında Süleyman Demirel Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nde öğrenimine başlayıp 2012 yılında iyi derece ile mezun oldu. 2013-2014 yılları arasında "Hasta Takip Sistemi" isimli bir KOSGEB projesinde proje koordinatörü olarak çalıştı. 2013 yılında Karabük Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda başlamış olduğu yüksek lisans programını, 2016 yılında tamamladı. 2014 yılında Karabük Üniversitesi Mühendislik Fakültesi'nde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başladı. 2016 yılında Karabük Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda doktora öğrenimine başladı ve halen aynı yerde çalışmaya devam etmektedir.

### **ADRES BİLGİLERİ**

Adres : Karabük Üniversitesi  
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü  
Balıklarkayası Mevkii / KARABÜK  
Tel : (554) 287 8774  
E-posta : cihatseker@karabuk.edu.tr