

**TELSİZ VERİCİ YERELLEŞTİRME TEKNİKLERİ İÇİN  
NLOS/LOS SINIFLANDIRMA ALGORİTMALARININ  
İNCELENMESİ**

**NLOS/LOS CLASSIFICATION ALGORITHMS FOR  
WIRELESS TRANSMITTER LOCATION ESTIMATION**

**ÖMER ÖZDİL**

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim – Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

ELEKTRİK ve ELEKTRONİK Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ

olarak hazırlanmıştır.

2009

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğü'ne,

Bu çalışma jürimiz tarafından ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI 'nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Başkan :  
(Prof. Dr. Mehmet Şafak)

Üye (Danışman) :  
(Yrd. Doç. Dr. Cenk Toker)

Üye :  
(Doç. Dr. Atila Yılmaz)

Üye :  
(Yrd. Doç. Dr. Çağatay Candan)

Üye :  
(Dr. Umut Sezen)

ONAY

Bu tez ...../...../..... tarihinde Enstitü Yönetim Kurulunca kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Erdem YAZGAN  
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

# TELSİZ VERİCİ YERELLEŞTİRME TEKNİKLERİ İÇİN NLOS/LOS SINIFLANDIRMA ALGORİTMALARININ İNCELENMESİ

Ömer Özdil

## ÖZ

Vericinin yerini bulmak için sinyalin alıcılara geliş zamanlarını ölçen TOA ve TDOA gibi algoritmalarda alıcıların görüş hattından gelen bileşenlere sahip olması önemlidir. Eğer alıcı LOS durumunda değilse, ortamdaki engellerden saçılarak alıcıya ulaşan sinyalin geliş zamanında sapmalar oluşacak ve bu yüzden geliş zamanlarını kullanarak vericinin yerini kestirmeye çalışan algoritmalar hatalı sonuçlar üretecektir. Bu sebepten dolayı, NLOS/LOS sınıflandırılması yapılması gerekmektedir. Sınıflandırma sonucunda yeterli sayıda LOS durumunda alıcı varsa NLOS alıcılar elenebilir veya sınıflandırma sonucunda alıcılardan elde edilen sonuçlara ağırlık atanabilir. Hatta NLOS durumunda olan alıcılar bulunduktan sonra onların hatalı çözümlerinde iyileştirmeye gidilebilir. Bu çalışmada LOS ve NLOS durumlarında olan alıcıların kanalları ışın izleme yöntemi ile oluşturulmuştur. Dağınık yerleşim ve şehir içi yerleşim gibi farklı senaryolarda LOS ve NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyaller DSSS ve tek taşıcılı sistemler için oluşturulmuştur. Alıcılara gelen sinyallerin çokyolluluk karakteristikleri incelenerek NLOS/LOS sınıflandırılması yapılmaya çalışılmıştır. İncelenen farklı karakteristik özellikler, genlik dağılımları, kurtosis, ortalama gecikme yayılması, rms gecikme yayılması ve Ricean K faktörüdür. Benzetim sonuçlarında, genlik dağılımlarını kullanan NLOS/LOS sınıflandırma algoritmasının farklı gürültü seviyelerinde ve farklı bant genişliğinde en iyi sonucu verdiği görülmüştür.

**Anahtar Kelimeler:** TDOA, NLOS/LOS sınıflandırma, ışın izleme, çokyolluluk

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Cenk Toker, Hacettepe Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

# **NLOS/LOS CLASSIFICATION ALGORITHMS FOR WIRELESS TRANSMITTER LOCATION ESTIMATION**

**Ömer Özdil**

## **ABSTRACT**

TOA and TDOA need to have measurements from LOS receivers in order to make accurate estimations of the transmitter position. These algorithms use the time of arrival of the signal to the receiver in order to find the distance between the transmitter and the receiver. If the received signal doesn't have a LOS component than the time of arrival of the signal will have a bias because of the extra distance travelled by the radio wave before reaching to the receiver. Therefore, NLOS/LOS classification algorithms are needed in order to identify the NLOS receivers. After, NLOS receivers are identified, these receivers can be eliminated if there are enough LOS receivers, or weights can be assigned to every receiver in order to represent their reliability. Also, some NLOS mitigation algorithms need to know which receivers are NLOS. In this thesis, channel models for the LOS and NLOS receivers are generated by the ray-tracing algorithm. Received signals by the LOS and NLOS receivers for the DSSS and single carrier systems in different scenarios like urban and suburban environments are generated in this manner. Then, the multipath characteristics of the received signal are used in order to make NLOS/LOS classification. Different characteristics of the received signal which are analyzed in this thesis are amplitude, kurtosis, mean delay excess, rms delay spread and Ricean K factor. Simulation results indicate that the NLOS/LOS classification algorithm using amplitude characteristics is the most robust algorithm in different noise levels and signal bandwidths.

**Keywords:** TDOA, NLOS/LOS classification, ray-tracing, multipath

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Cenk Toker, Hacettepe University, Department of Electrical and Electronics Engineering

**TEŞEKKÜR**

Fikir ve yardımları ile bu tezin oluşturulmasında büyük emeği olan tez danışmanım Sayın Yrd. Doç. Dr. Cenk Toker'e teşekkür ederim.

Yardımları için Barış Yüksekaya'ya teşekkür ederim.

Bu uzun süreçte beni destekleyen aileme teşekkür ederim.

TUBITAK ILTAREN'deki çalışma arkadaşlarıma, verdikleri destek ve yardımları için teşekkür ederim.

## İÇİNDEKİLER DİZİNİ

SAYFA

<b>ÖZ</b> .....	<b>ii</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>iii</b>
<b>TEŞEKKÜR</b> .....	<b>iv</b>
<b>İÇİNDEKİLER DİZİNİ</b> .....	<b>v</b>
<b>ŞEKİLLER DİZİNİ</b> .....	<b>vii</b>
<b>KISALTMALAR DİZİNİ</b> .....	<b>x</b>
<b>SÖZLÜK DİZİNİ</b> .....	<b>xi</b>
<b>1 GİRİŞ</b> .....	<b>1</b>
<b>2 TDOA</b> .....	<b>4</b>
2.1 Küresel Aradeğerleme Metodu .....	4
<b>3 KANAL MODELİ</b> .....	<b>7</b>
3.1 Yol Kaybı ve Gölgeleme Kaybı .....	7
3.2 Işın İzleme.....	9
3.2.1 İmge Metodu.....	12
3.2.2 Tezdeki Çalışmalarda Kullanılan Algoritma .....	13
3.3 Işın İzleme Fiziksel Modeli .....	15
3.3.1 Yüzey Yansıması .....	15
3.3.2 İki Işınlı Yayılım .....	18
3.3.3 Kırınım .....	20
3.3.4 Toplanır Kazanç .....	24
3.3.5 Sinyallerin Üstdüşümü.....	25
3.3.6 Dürtü Tepkisi .....	26
3.4 Sistem Modeli.....	27
<b>4 LOS/NLOS SINIFLANDIRMA ALGORİTMALARI</b> .....	<b>30</b>
4.1 Kurtosis.....	31
4.2 Genlik Dağılımı.....	33
4.3 Ortalama Gecikme Yayılması.....	35
4.4 RMS Gecikme Yayılması .....	36
4.5 Ricean K Faktörü.....	37

<b>5</b>	<b>ÖNERİLEN YÖNTEM .....</b>	<b>41</b>
<b>6</b>	<b>SİMÜLASYONLAR VE SONUÇLARI.....</b>	<b>43</b>
6.1	Senaryo 1.....	44
6.1.1	DSSS sistemlerinde -110dbm gürültü seviyesi .....	45
6.1.2	DSSS sistemlerinde -80dbm gürültü seviyesi .....	49
6.1.3	DSSS sistemlerinde -50dbm gürültü seviyesi .....	52
6.1.4	DSSS sistemlerinde -20dbm gürültü seviyesi .....	55
6.1.5	DSSS sistemlerinde 10dbm gürültü seviyesi.....	59
6.1.6	Tek Taşıyıcı sistemlerde 1 $\mu$ s sembol süresi .....	60
6.1.7	Tek Taşıyıcı sistemlerde 2 $\mu$ s sembol süresi .....	62
6.2	Senaryo 2.....	65
6.2.1	DSSS sistemlerinde -110dbm gürültü seviyesi .....	66
6.2.2	DSSS sistemlerinde -80dbm gürültü seviyesi .....	69
6.2.3	DSSS sistemlerinde -50dbm gürültü seviyesi .....	72
6.2.4	DSSS sistemlerinde -20dbm gürültü seviyesi .....	75
6.2.5	DSSS sistemlerinde 10dbm gürültü seviyesi.....	77
6.2.6	Tek Taşıyıcı sistemlerde 1 $\mu$ s sembol süresi .....	78
6.2.7	Tek Taşıyıcı sistemlerde 2 $\mu$ s sembol süresi .....	81
6.3	Senaryo 3.....	83
6.3.1	DSSS sistemlerinde -110dbm gürültü seviyesi .....	85
6.3.2	DSSS sistemlerinde -80dbm gürültü seviyesi .....	87
6.3.3	DSSS sistemlerinde -50dbm gürültü seviyesi .....	90
6.3.4	DSSS sistemlerinde -20dbm gürültü seviyesi .....	93
6.3.5	DSSS sistemlerinde 10dbm gürültü seviyesi.....	95
6.3.6	Tek Taşıyıcı sistemlerde 1 $\mu$ s sembol süresi .....	96
6.3.7	Tek Taşıyıcı sistemlerde 2 $\mu$ s sembol süresi .....	98
<b>7</b>	<b>SONUÇLAR .....</b>	<b>101</b>
	<b>KAYNAKLAR.....</b>	<b>103</b>

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 3.1 Yol Kaybı, Gölge Kaybı ve Çokyol etkileri [1; 25].....	7
Şekil 3.2 Işın izleme algoritması [3] .....	10
Şekil 3.3 2x2B ışın izleme algoritması [4] .....	11
Şekil 3.4 İmge Metodu [3] .....	13
Şekil 3.5 Yansıma modeli.....	16
Şekil 3.6 TE ve TM polarizasyon için yansıma [2] .....	17
Şekil 3.7 2-yollu yayılım [3].....	18
Şekil 3.8 2-yollu yayılım modeli ile oluşturulan yayılım örüntüsü.....	20
Şekil 3.9 Yarı düzlem kırınım modeli .....	21
Şekil 3.10 Dik köşe kırınım modeli.....	22
Şekil 3.11 Radyo dalgalarının yayılımında kırınımın etkisi.....	24
Şekil 3.12 Tek taşıyıcılı sistem modeli .....	28
Şekil 3.13 DSSS Sistem Modeli .....	29
Şekil 4.1 Birbiçim ve normal dağılımlı rastgele süreçler.....	32
Şekil 6.1 Senaryo 1 .....	44
Şekil 6.2 Senaryo 1de LOS ve NLOS konumları.....	44
Şekil 6.3 Algoritmadaki NLOS oranına karşılık gelen yer kestirimi hatası .....	45
Şekil 6.4 Senaryo 1 için NP= -110dbm'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı.....	47
Şekil 6.5 Senaryo 1 için NP= -110dbm'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama genlik yayılması, (d) rms genlik yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları .....	48
Şekil 6.6 Senaryo 1 için NP= -110dbm'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri .....	49
Şekil 6.7 Senaryo 1 için NP= -80dbm'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı.....	50
Şekil 6.8 Senaryo 1 için NP= -80dbm'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama genlik yayılması, (d)rms genlik yayılması ve (e)Ricean Kfaktörü histogramları .....	51
Şekil 6.9 Senaryo 1 için NP= -80dbm'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri .....	52
Şekil 6.10 Senaryo 1 için NP= -50dbm'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı.....	54
Şekil 6.11 Senaryo 1 için NP= -50dbm'de oluşturulan (a)genlik, (b) kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e) Ricean K faktörü histogramları .....	55
Şekil 6.12 Senaryo 1 için NP= -50dbm'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri .....	55
Şekil 6.13 Senaryo 1 için NP= -20dbm'de LOS ve NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı .....	57
Şekil 6.14 Senaryo 1 için NP= -20dbm'de oluşturulan (a)genlik, (b) kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e) Ricean K faktörü histogramları .....	58
Şekil 6.15 Senaryo 1 için NP= -20dbm'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri .....	58
Şekil 6.16 Senaryo 1 için NP= -20dbm'de LOS ve NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı .....	59
Şekil 6.17 Senaryo 1 için NP= 10dbm'de oluşturulan (a)genlik, (b) kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e) Ricean K faktörü histogramları .....	60
Şekil 6.18 Senaryo 1 için NP= 10dbm'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri .....	60



Şekil 6.19 Senaryo 1 için $T_s=1\mu s$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı .....	61
Şekil 6.20 Senaryo 1 için $T_s=1\mu s$ 'de oluşturulan (a)genlik,(b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e)Ricean K faktörü histogramları .....	62
Şekil 6.21 Senaryo 1 için $T_s=1\mu s$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri .....	62
Şekil 6.22 Senaryo 1 için $T_s=2\mu s$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı .....	63
Şekil 6.23 Senaryo 1 için $T_s=2\mu s$ 'de oluşturulan (a)genlik,(b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e)Ricean K faktörü histogramları .....	64
Şekil 6.24 Senaryo 1 için $T_s=2\mu s$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri .....	64
Şekil 6.25 Senaryo 2 .....	65
Şekil 6.26 Senaryo 2 için LOS ve NLOS konumları .....	65
Şekil 6.27 Algoritmadaki NLOS oranına karşılık gelen yer kestirimi hatası .....	66
Şekil 6.28 Senaryo2 için $NP=-110\text{dbm}$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı.....	68
Şekil 6.29 Senaryo 2 için $NP=-110\text{dbm}$ 'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama genlik yayılması, (d) rms genlik yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları .....	69
Şekil 6.30 Senaryo2 için $NP=-110\text{dbm}$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri.....	69
Şekil 6.31 Senaryo2 için $NP=-80\text{dbm}$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı.....	70
Şekil 6.32 Senaryo 2 için $NP=-80\text{dbm}$ 'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama genlik yayılması, (d) rms genlik yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları .....	71
Şekil 6.33 Senaryo2 için $NP=-80\text{dbm}$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri.....	72
Şekil 6.34 Senaryo 2 için $NP=-50\text{dbm}$ 'de LOS ve NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı .....	73
Şekil 6.35 Senaryo 2 için $NP=-50\text{dbm}$ 'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama genlik yayılması, (d) rms genlik yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları .....	74
Şekil 6.36 Senaryo 2 için $NP=-50\text{dbm}$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri .....	74
Şekil 6.37 Senaryo 2 için $NP=-20\text{dbm}$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı.....	75
Şekil 6.38 Senaryo 2 için $NP=-20\text{dbm}$ 'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama genlik yayılması, (d) rms genlik yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları .....	76
Şekil 6.39 Senaryo 2 için $NP=-20\text{dbm}$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri .....	76
Şekil 6.40 Senaryo 2 için $NP=10\text{dbm}$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı.....	77
Şekil 6.41 Senaryo 2 için $NP=10\text{dbm}$ 'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e)K faktörü histogramları .....	78
Şekil 6.42 Senaryo 2 için $NP=10\text{dbm}$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri .....	78
Şekil 6.43 Senaryo 2 için $T_s=1\mu s$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı .....	79
Şekil 6.44 Senaryo 2 için $T_s=1\mu s$ 'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e)K faktörü histogramları .....	80
Şekil 6.45 Senaryo 2 için $T_s=1\mu s$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri.....	80
Şekil 6.46 Senaryo 2 için $T_s=2\mu s$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı .....	81

Şekil 6.47 Senaryo 2 için $T_s=2 \mu s$ 'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e)K faktörü histogramları .....	82
Şekil 6.48 Senaryo 2 için $T_s=2\mu s$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri .....	82
Şekil 6.49 Senaryo 3 .....	83
Şekil 6.50 Senaryo 3 NLOS ve LOS konumları .....	84
Şekil 6.51 Algoritmadaki NLOS oranına karşılık gelen yer kestirimi hatası .....	84
Şekil 6.52 Senaryo3 için $NP= -110dbm$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı.....	86
Şekil 6.53 Senaryo 3 için $NP= -110dbm$ 'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama genlik yayılması, (d) rms genlik yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları .....	87
Şekil 6.54 Senaryo3 için $NP= -110dbm$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri.....	87
Şekil 6.55 Senaryo3 için $NP= -80dbm$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı.....	88
Şekil 6.56 Senaryo 3 için $NP= -80dbm$ 'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama genlik yayılması, (d) rms genlik yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları .....	89
Şekil 6.57 Senaryo3 için $NP= -80dbm$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri .....	90
Şekil 6.58 Senaryo 3 için $NP= -50dbm$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı.....	91
Şekil 6.59 Senaryo 3 için $NP= -50dbm$ 'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama genlik yayılması, (d) rms genlik yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları .....	92
Şekil 6.60 Senaryo 3 için $NP= -50dbm$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri .....	92
Şekil 6.61 Senaryo 3 için $NP= -20dbm$ 'de LOS ve NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı .....	93
Şekil 6.62 Senaryo 3 için $NP= -20dbm$ 'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama genlik yayılması, (d) rms genlik yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları .....	94
Şekil 6.63 Senaryo 3 için $NP= -20dbm$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri .....	94
Şekil 6.64 Senaryo 2 için $NP= 10dbm$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı.....	95
Şekil 6.65 Senaryo 3 için $NP= 10dbm$ 'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama genlik yayılması, (d) rms genlik yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları .....	96
Şekil 6.66 Senaryo 2 için $NP= 10dbm$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri .....	96
Şekil 6.67 Senaryo 3 için $T_s=1\mu s$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı .....	97
Şekil 6.68 Senaryo 3 için $T_s=1 \mu s$ 'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e)K faktörü histogramları .....	98
Şekil 6.69 Senaryo 3 için $T_s=1\mu s$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri.....	98
Şekil 6.70 Senaryo 3 için $T_s=2\mu s$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı .....	99
Şekil 6.71 Senaryo 3 için $T_s=2 \mu s$ 'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e)K faktörü histogramları .....	100
Şekil 6.72 Senaryo 3 için $T_s=2\mu s$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri.....	100

**KISALTMALAR DİZİNİ**

AOA	: Angle of Arrival
CDMA	: Code Division Multiple Access
DSSS	: Direct Sequence Spread Spectrum
GCC	: Generalized Cross Correlation
LOS	: Line Of Sight
NLOS	: Non Line Of Sight
RSS	: Received Signal Strength
SBR	: Shooting and Bouncing Ray
TDOA	: Time Difference of Arrival
TE	: Transverse Electric
TM	: Transverse Magnetic
TOA	: Time of Arrival
UWB	: Ultra Wide Band
VPL	: Vertical Plane Launch

**SÖZLÜK DİZİNİ**

Alçak Geçirgen Süzgeç	: Low Pass Filter
Belirlenimci	: Deterministic
Benzetim	: Simulation
Çokyolluluk	: Multipath
Dik Fazlı Bileşen	: Quadrature Component
En Küçük Kareler	: Least Squares
Eş Fazlı Bileşen	: In-phase Component
Eş-zamanlayıcı	: Synchronizer
Işın izleme	: Ray Tracing
Karşılıklı İlinti	: Cross-correlation
Karar Cihazı	: Decision Device
Küresel Aradeğerleme	: Spherical Interpolation
Özilinti	: Autocorrelation
Uyumlu Süzgeç	: Matched Filter
Yayıcı Kod	: Spreading Code

## 1 GİRİŞ

Kablosuz ağlarda mobil istasyonların yerlerinin bulunması gittikçe daha da önem kazanan bir problem haline gelmiştir. Acil durum çağrıları, konuma bağlı faturalandırma, nakliye araçlarının takibi ve kaynakların en verimli şekilde kullanımı gibi ihtiyaçları karşılamak için hassas bir şekilde mobil istasyonun yerinin bulunması gerekmektedir [1]. Yer bulma problemlerinde alıcıya gelen sinyalin gücünü (RSS), sinyalin alıcıya geliş zamanını (TOA), sinyalin alıcılara geliş zamanları farkını (TDOA) ve sinyalin alıcıya geliş açısını (AOA) kullanan farklı yöntemler kullanılabilir.

RSS, alıcıya gelen sinyalin gücü olarak tanımlanmaktadır. Elde edilmesi en kolay ölçümlerden birisidir, birçok sistemde mevcuttur, donanımda gerçekleştirilmesi kolaydır ve veri transferi sırasında ek bir bant genişliği ve enerji ihtiyacı istemeden ölçülebilir. Fakat basit olmasının yanında büyük ölçekli yayılım etkileri ve küçük ölçekli yayılım etkilerinin hepsinden etkilenmektedir, bu da RSS'in yer bulma algoritmalarında kullanılmasını zorlaştırır. Buna rağmen RSS, yer bulma algoritmalarında önemli ve popüler bir araştırma konusudur.

TOA, sinyalin alıcılara geliş zamanının ölçümüdür. Alıcılar ve verici senkron ise sinyalin alıcıya geliş zamanı ile sinyali gönderim zamanı arasındaki gecikmeden alıcılar ve verici arasındaki yol dolayısıyla vericinin pozisyonu hesaplanabilir.

TDOA yönteminde, vericiden alıcılara gelen sinyalin geliş zamanlarının farkları kullanılır. Alıcı ve vericilerin eşzamanlı olmadığı sistemlerde yaygınlıkla kullanılmaktadır. Tezdeki benzetimlerde TDOA algoritmaları kullanılmıştır ve Bölüm 2'de detaylı bir şekilde anlatılmıştır.

AOA, yöntemi diğer yöntemlerden farklı olarak, alıcı ile verici arasındaki uzaklığı değil de vericinin yönünü yani sinyalin alıcıya geliş açısını ölçer. AOA yönteminin kullanılabilmesi için alıcılarda anten dizisinin bulunması gerekmektedir. Ayrıca, çokyollu yayılımdan etkilenebilir.

TOA ve TDOA gibi geliş zamanlarının ölçümünü yapan yöntemlerin karşılaştıkları en önemli iki problem, gürültünün geliş zamanının kestirimine etkisi ve NLOS hatasıdır. Gürültünün geliş zamanı kestirimine etkisi uzun yıllardır üzerinde çalışılan bir araştırma konusudur. Geliş zamanının kestirimi için alıcıya gelen

sinyal ile vericiden gönderilen sinyalin karşılıklı ilintisi alınmaktadır ve bu ilintinin maksimum noktası da geliş zamanı olarak kestirilmektedir. Gürültünün etkisini azaltmak için Knapp ve Carter genelleştirilmiş karşılıklı ilinti (GCC) fonksiyonunu kullanmıştır [2]. GCC karşılıklı ilinti fonksiyonundan önce sinyallere filtreler uygular. Bu filtreler gürültüsü az olan frekans bileşenlerini güçlendirir ve gürültüsü çok olan frekans bileşenlerini de zayıflatır. Bu işlemin uygulanması için sinyal ve gürültünün güç frekans dağılımlarının bilinmesi gerekmektedir.

Geliş zamanının kestiriminde gürültünün etkisinden çok daha büyük hatalara sebep olan problem, çokyol bileşenlerinin varlığıdır. Çokyol bileşenleri karşılık ilinti fonksiyonunun hesaplanmasında görüş alanından gelen bileşenin sinyal gürültü oranını düşürerek girişim yapan bileşenler olarak düşünülebilir. Çokyol bileşenleri de geliş zamanının kestirimine iki türlü etki ederler [3].

İlk etki, görüş hattından hemen sonra az bir gecikme ile gelen çokyol bileşenlerinin karşılıklı ilinti fonksiyonunun hesaplanmasına olan etkileridir. Bu bileşenlerin etkisiyle kestirilen gecikme zamanı ilk gelen bileşenden sapmaya uğrar. Bu sapmaların etkisi ile oluşan hatalar küçük olsalar da düzeltilmeleri zordur. Bu hataların düzeltilmeleri için zaman çözünürlüğünün artırılması gerekmektedir. Zaman çözünürlüğünün artırılması ise bant genişliğinin artırılması demektir. Özilinti fonksiyonunun ana lobunun genişliği sinyal bant genişliği ile ters orantılıdır ve dar bir özilinti ana lobu görüş hattından gelen bileşeni ve diğer çokyol bileşenlerini birbirinden ayırabilir. Bu sebeplerden dolayı yer bulma uygulamaları için DSSS ve UWB sistemleri çok popülerdir.

Gecikme zamanının kestirimine etki eden ikinci problem NLOS hatasıdır. Vericiden direkt olarak bir sinyalin ulaşmadığı alıcılar NLOS olarak tanımlanmıştır. Görüş hatları üzerinden vericinin sinyalleri kendilerine ulaşan alıcılar da LOS olarak tanımlanmıştır. NLOS hatasında görüş hattından gelen bileşenin gücü gürültü seviyesinin de altına düşebilecek kadar zayıftır, böylece alıcı tarafından fark edilmez ve alıcı ilk gelen bileşeni görüş hattından gelen bileşen olarak değil de başka bir çokyol bileşenini ilk bileşen olarak algılar. Bunun sonucunda da zamana bağlı uzaklık ölçümlerinde büyük sapmalar oluşur. Bu sapmaların, IS-95 CDMA sistemlerinde yapılan ölçümlerde 0.589km'ye kadar çıkabildiği görülmüştür [4].

NLOS etkisi sonucunda sinyalin alıcılara geliş zamanlarının kestirimlerinde büyük hatalar görülebilir. TOA ve TDOA gibi sinyallerin alıcılara geliş zamanlarını kullanan yer kestirimi algoritmalarında, bu hatalı ölçümlerin kullanılması, vericinin yerinin doğru bir şekilde kestirilememesine sebep olacaktır. Bu yüzden yer kestirimi yapmadan önce TDOA/TOA algoritmasında kullanılacak olan alıcıların NLOS/LOS sınıflandırılmasına sokulup NLOS durumunda olanlarının atılması yer kestirim algoritmasının hatasını azaltacaktır.

Bu tezde, birden çok alıcının TDOA yöntemi kullanarak ortamdaki bir vericinin yerini kestirmeye çalışması öncesinde alıcılardan, NLOS/LOS sınıflandırma yöntemi ile sadece LOS durumunda olanlarının seçilmesi problemi incelenmiştir.

Tezde, ilk olarak, yer bulma algoritması olarak kullanılan TDOA algoritması sonra da benzetimlerin gerçekleştirildiği ortam ve kanal modeli hakkında bilgi verilmiştir. Sonraki bölümlerde literatürdeki bazı NLOS/LOS sınıflandırma algoritmaları ve önerilen yöntemler anlatılmıştır. Son olarak da benzetimler ve sonuçları sunulmuştur.

## 2 TDOA

TDOA'de vericinin yerini bulmak için alıcılara ulaşan aynı sinyalin kopyaları yardımıyla alıcılar arasındaki göreceli zaman gecikmesi kullanılmaktadır.

TDOA yöntemi ile yer bulma problemi, matematiksel hiperbol denklemlerinin çözümüne dönüşmektedir. Bu denklemlerin doğrusal en küçük kareler yöntemi ile çözümü Smith ve Abel tarafından gösterilmiştir ve küresel aradeğerleme metodu olarak adlandırılmıştır [5].

### 2.1 Küresel Aradeğerleme Metodu

Ortamda 1 tane verici ve N tane alıcı bulunmaktadır.  $d_{ij}$ ,  $i$  ve  $j$  alıcılarının kaynağa olan uzaklıklarının farkıdır ve (2.1)'deki eşitlik yardımı ile ifade edilebilir.

$$d_{ij} \triangleq D_i - D_j, \quad i = 1, \dots, N, \quad j = 1, \dots, N \quad (2.1)$$

$i$  inci alıcının konumu  $(x, y, z)$ ,  $\underline{x}_i$  ile ifade edildiğinde verici ile  $i$  inci alıcı arasındaki uzaklık  $D_i = \|\underline{x}_i - \underline{x}_s\|$  ile gösterilir.  $\underline{x}_i$  noktasının koordinat merkezine olan uzaklığı  $R_i$  ile verilir.  $R_i = \|\underline{x}_i\|$  olduğu gibi kaynak için de  $R_s = \|\underline{x}_s\|$ 'dir.

TDOA kullanarak yer bulma problemi, N tane alıcı için belirlenen  $d_{ij}$ 'lerden  $\underline{x}_s$ 'yi kestirmektir. N tane alıcı için birbirinden farklı  $\binom{N}{2} = \frac{N(N-1)}{2}$  tane  $d_{ij}$  değeri vardır. Gürültünün olmadığı durumda çözüm uzayını kapsayan minimum sayıdaki gruplar yeterli olmaktadır.

Koordinat merkezi herhangi bir alıcının yeri olarak seçilir.

$$\begin{aligned} \underline{x}_j &\triangleq \underline{0} \\ R_j &\triangleq 0 \\ D_j &\triangleq R_s \end{aligned} \quad (2.2)$$

Pisagor teoreminden

$$(R_s + d_{ij})^2 = R_i^2 - 2\underline{x}_i^T \underline{x}_s + R_s^2 \quad (2.3)$$

ve

$$0 = R_i^2 - d_{ij}^2 - 2R_s d_{ij} - 2\underline{x}_i^T \underline{x}_s \quad (2.4)$$

olduğu bilinmektedir.



Gecikmeler, gürültü nedeniyle hatasız olarak ölçülemediği için, N-1 tane denklem tam olarak keşilemeyecek ve tek bir noktayı işaret edemeyecektir. Bu yüzden (2.4) de eşitliğe hata da eklenmelidir. İlk alıcı koordinat merkezi olarak kabul edilirse, yani  $j = 1$  olursa eşitlik (2.4) aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\epsilon_i = R_i^2 - d_{i1}^2 - 2R_s d_{i1} - 2\underline{x}_i^T \underline{x}_s \quad (2.5)$$

N-1 denklem kümesi matris yazımı kullanılarak aşağıdaki formül yardımı ile gösterilebilir.

$$\underline{\epsilon} = \underline{\delta} - 2R_s \underline{d} - 2S \underline{x}_s \quad (2.6)$$

$$\underline{\delta} \triangleq \begin{bmatrix} R_2^2 - d_{21}^2 \\ \vdots \\ R_N^2 - d_{N1}^2 \end{bmatrix}, \quad \underline{d} \triangleq \begin{bmatrix} d_{21} \\ \vdots \\ d_{N1} \end{bmatrix}, \quad S \triangleq \begin{bmatrix} x_2 & y_2 & z_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x_N & y_N & z_N \end{bmatrix}$$

(2.6) ile tanımlanan hata vektörü,  $R_s$  verildiğinde  $\underline{x}_s$  cinsinden ve  $\underline{x}_s$  verildiğinde ise  $R_s$  cinsinde doğrusaldır, bu özellik kullanılarak kapalı formda bir en küçük kareler çözümü bulunabilir.

$$\underline{x}_s = \frac{1}{2} S_w^* (\underline{\delta} - 2R_s \underline{d}) \quad (2.7)$$

$$S_w^* \triangleq (S^T S)^{-1} S^T \quad (2.8)$$

(2.8) ile tanımlanan  $S_w^*$ ,  $\underline{\epsilon}^T \underline{\epsilon}$ 'yi minimize etmektedir.

Eğer vericiden uzaklık farklarının ölçümlerine ağırlık eklenmek istenirse, ağırlıklı hata enerjisi  $\underline{\epsilon}^T W \underline{\epsilon}$ 'yi

$$S_w^* \triangleq (S^T W S)^{-1} S^T W \quad (2.9)$$

minimize etmektedir.  $W$  simetrik ve kesin artı matris olarak tanımlanmıştır.

$R_s$  verildiğinde  $\underline{x}_s$  doğrusal en küçük kareler yöntemi ile bulunabilirse de genellikle vericiden uzaklığı gösteren  $R_s$  de önceden bilinmemektedir ve  $\underline{\epsilon}^T W \underline{\epsilon}$ 'yi minimize eden  $\underline{x}_s$ 'i bulmak için  $R_s$ ,  $R_s = \|\underline{x}_s\|$  olacak şekilde değişmelidir. Bunun sonucunda da problem doğrusal olmayan minimize etme problemine dönüşür. Bir sonraki bölümde bu problemi doğrusal en küçük kareler yöntemi ile çözme yolu gösterilmiştir.

(2.7)'yi (2.6)'da yerine koyduktan sonra hata  $R_s$  cinsinden tanımlanabilir. Elde edilen yeni hata denklemi  $R_s$ 'e göre doğrusaldır.

$$\underline{\epsilon}' = \underline{\delta} - 2R_s \underline{d} - SS_w^* (\underline{\delta} - 2R_s \underline{d}) = (I - SS_w^*) (\underline{\delta} - 2R_s \underline{d}) \quad (2.10)$$

$(N-1) \times (N-1)$  simetrik matrisler  $P_S$  ve  $P_S^\perp$  aşağıda tanımlanmıştır.

$$P_S \triangleq SS_w^* = S(S^T WS)^{-1} S^T W \quad (2.11)$$

$$P_S^\perp \triangleq I - P_S$$

$P_S$  rank'i 3 olan bir izdüşüm matrisidir. S'nin sütunları tarafından kapsanan uzaya dik olan bileşenleri yok eder. Aynı zamanda  $P_S^2 = P_S$  özelliğine sahiptir.  $P_S^\perp$  matrisi de, S'nin sütunları tarafından kapsanan uzaydaki bileşenleri yok eder. 4 sensör durumunda  $P_S = I$  olur ve hata tüm  $R_s$  seçimleri için sıfırdır. Bu durumda önerilen metot kullanılamaz. Daha çok sayıdaki alıcılar için ise hata

$$\underline{\epsilon}' = P_S^\perp (\underline{\delta} - 2R_s \underline{d}) \quad (2.12)$$

şeklinde tanımlanır.

Ayrıca

$$\underline{\epsilon}'^T W \underline{\epsilon}' = (\underline{\delta} - 2R_s \underline{d})^T P_S^\perp W P_S^\perp (\underline{\delta} - 2R_s \underline{d}) \quad (2.13)$$

terimini,  $R_s$ 'e göre minimize etmek ağırlıklı en küçük kareler problemdir ve çözümü (2.14) ile gösterilmiştir.

$$\tilde{R}_s = \frac{\underline{d}^T P_S^\perp W P_S^\perp \underline{\delta}}{2 \underline{d}^T P_S^\perp W P_S^\perp \underline{d}} \quad (2.14)$$

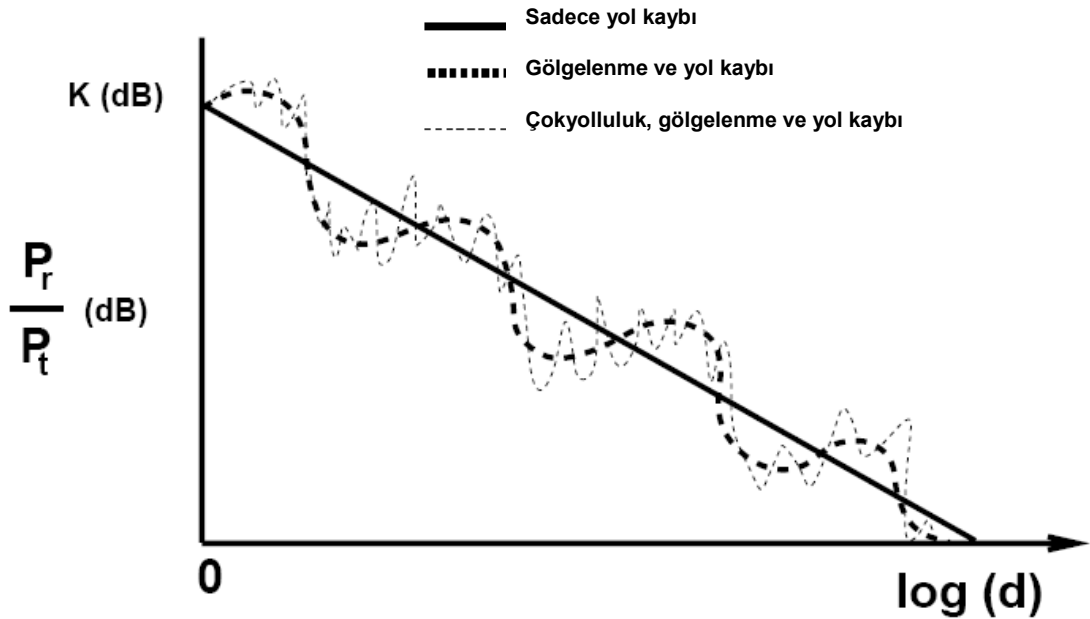
(2.14) ve (2.9), (2.7)'de yerine konulursa vericinin yeri kestirilmiş olur.

$$\underline{x}_s = \frac{1}{2} S_w^* (\underline{\delta} - 2R_s \underline{d}) = \frac{1}{2} (S^T WS)^{-1} S^T W \left( I - \frac{\underline{d} \underline{d}^T P_S^\perp W P_S^\perp}{2 \underline{d}^T P_S^\perp W P_S^\perp \underline{d}} \right) \underline{\delta} \quad (2.15)$$

### 3 KANAL MODELİ

#### 3.1 Yol Kaybı ve Gölgeleme Kaybı

Telsiz iletişimde, yüksek hızlı iletişim sırasında bit hata olasılığını arttıran bazı problemlerle karşılaşmaktadır. Sinyal, gürültü ve diğer kullanıcılardan girişimin yanında ortamın etkisiyle bir takım bozulmalara maruz kalmaktadır. Bu bozulmalar kullanıcının hareketi ile zamanla değişiklik gösterebilmektedir. Ortamın etkisiyle oluşan bu etkileri yol kaybı, gölgeleme kaybı ve çokyol kaybı olarak sınıflandırabiliriz. Yol kaybı, vericiden uzaklaştıkça, vericiden çıkan gücün dağılması ile oluşur. Gölgeleme kaybı ise, verici ve alıcı arasına giren engellerin etkisiyle oluşur. Gölgeleme kaybı, başta soğurma olmak üzere yansıma, saçılım ve kırınım şeklinde oluşabilir. Yol kaybına bağlı değişiklikler yüksek mesafe aralıklarında (100m-1000m) görülür. Gölge kaybına bağlı değişimler ise engel uzunluğu ile orantılı mesafe aralıklarında (10m-100m) görülür [6; 24]. Yol kaybı ve gölgeleme kaybından kaynaklanan değişimler büyük mesafe aralıklarında görüldüğü için bu değişimler “büyük ölçekli yayılım etkileri” olarak sınıflandırılır. Çokyolluluktan kaynaklanan zayıflamalar sinyal dalga boyu uzunluğundaki mesafe aralıklarında görüldüğü için bu değişimler “küçük ölçekli yayılım etkileri” olarak sınıflandırılmıştır.



Şekil 3.1 Yol Kaybı, Gölge Kaybı ve Çokyol etkileri [6; 25]

Şekil 3.1’de uzaklığa bağlı olarak değişen büyük ölçekli ve küçük ölçekli yayılım etkileri gösterilmiştir. Büyük ölçekli yayılım etkilerinde, eğimin küçük ölçekli yayılım etkilerine göre daha az olduğu yani güç kaybındaki değişim için alınan yolun daha fazla olduğu gözükmemektedir. Küçük ölçekli yayılım etkileri ise uzaklığın dalga boyu kadar değişimi ile görülebilmektedir.

Kablosuz iletişimdeki bu kayıplar farklı modeller ile gösterilebilir. En basit modellerden birisi boş uzay yayılması modelidir. Fakat bu model sadece yol kaybını modeller. Çünkü alıcı ve vericinin arasında yol alan sinyalin yayılım ortamının boşluk olduğu varsayılır, böylece sinyal vericiden alıcıya doğrusal tek bir yoldan ulaşır. Başka bir modelleme yöntemi de ışın izleme yöntemidir. Işın izleme yöntemi Maxwell denklemlerine göre ortamdaki yayılımı modeller. Eğer, ortamdaki engellerin geometrisi ve dielektrik özellikleri biliniyorsa ışın izleme modeli de çok hassas sonuçlar üretebilmektedir. Diğer bir modelleme yöntemi de deneysel modeller kullanmaktır. Ampirik modeller, şehirlerde alınan ölçümler kullanılarak şehirdeki yayılımı modellemek için formüllerin oluşturulmasıdır. Bir şehirde alınan ölçümlerle kurulan formül başka bir şehir için hassas sonuçlar üretemeyebilmektedir. En son modelleme yöntemi ise istatistiksel modelleme yöntemidir. İstatistiksel modellemeye bilinmeyen sayısı arttığı zaman başvurulur. Diğer modellerin yetersiz kaldığı yerlerde kullanılabilir. İstatistiksel modellerin en iyi çözüm ürettiği ortamlar düzenli, değişmez geometriye ve dielektrik özelliklere sahip ortamlardır. Bu yüzden, bina içindeki yayılımın modellemesinde istatistik modelleme yetersiz kalabilmektedir, bina içi yayılımın modellemesindeki en etkili yöntemlerden birisi ışın izleme yöntemidir.

### 3.2 Işın İzleme

Kablosuz iletişim kanalları belirlenimci olarak modellenirler. Ortamdaki herhangi bir noktadaki alanın gücü Maxwell denklemleri kullanılarak hesaplanabilir. Belirlenimci modellerin uygulanmasında karşılaşılan temel iki problem, çok fazla işlem yükü getirmesi ve ortamın detaylı bir şekilde bilinme ihtiyacıdır. Geçmiş dönemlerde bu iki problem belirlenimci yöntemlerin daha az tercih edilmesinin en önemli sebeplerindendi. Fakat günümüzde belirlenimci modellerinin önündeki bu iki engelin de etkileri azalmıştır. Bilgisayarların işlem hızlarının artması ve geliştirilen daha verimli belirlenimci algoritmaların da yardımıyla belirlenimci modelleme programlarının işlem yükü hafifletilmiştir. İkinci olarak ise, uydu fotoğrafları ve bina planlarının yardımları ile oluşturulan sayısal şehir ve arazi haritalarının yaygınlaşması, belirlenimci yöntemlerin farklı şehirlerde kullanılabilirliğini arttırmaktadır [6].

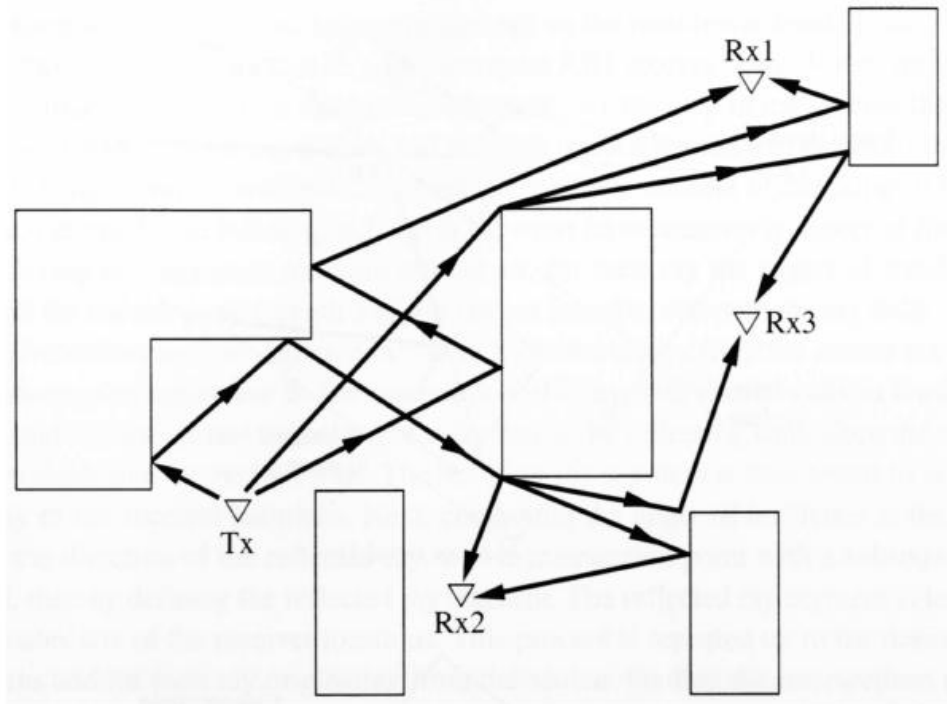
Elektromanyetik dalgalar yayılımları sırasında yansıma, kırınım ve saçılıma uğrarlar. Ortamdan geçerken bu etkilere maruz kalarak alıcıya gelen sinyalin en doğru şekilde modellenmesi, ortamın kusursuz bir şekilde belirlenmesinden sonra bu bilginin Maxwell denklemleri ile işlenmesi sonucu elde edilebilir. Fakat Maxwell denklemlerinin kullanılması için engellerin radar kesit alanları doğru bir şekilde hesaplanmalıdır. Ayrıca, tümlev ve türevlerin getirdiği işlem yükü çok fazladır. Bu hesaplamaların zorluğundan ve gerekli parametrelerin bilinmemesinden dolayı genellikle yaklaşık değerlerin hesaplanması yoluna gidilmektedir. Işın izleme metodu bu yöntemi izleyen modellerden birisidir.

Kablosuz iletişimdeki gelişmeler sonucunda radyo dalgalarının yayılımının doğru olarak modellenmesi günümüzde daha da fazla önem kazanmıştır. Örneğin bir GSM vericisinin kapsama alanını maksimize edecek olan en uygun noktanın bulunması probleminde radyo dalgalarının yayılımı ortama göre modellenmelidir ve ışın izleme yöntemi de eğer ortamın geometrisi ve dielektrik özellikleri biliniyorsa iyi sonuçlar üretebilmektedir. Işın izleme yönteminin kullanıldığı bir başka alan da alıcı ve verici yerleştirme algoritmalarının benzetimleridir. Işın izleme metodu, alıcıya gelen ışınların açılarını, gecikmelerini ve genliklerini modelleyebilmektedir. Işın izleme metodu deneysel modellerden çok daha fazla bilgi verdiği için yerleştirme algoritmalarının benzetimleri için daha uygundur.

Işın izleme, bilgisayar grafiğinde ışığın ortamdaki nesnelere etkileşimini modellemek için uzun süredir yaygın olarak kullanılmaktadır. Radyo dalgalarının yayılımı da ışığın yayılımı ile büyük ölçüde benzerlik gösterdiğinden, ışın izleme yöntemi radyo dalgalarının modellenmesinde de kullanılabilir. Sadece yansıma ile modellenen ışığın yayılmasının aksine, radyo dalgalarının binalarla etkileşiminde yansımanın olduğu kadar kırınımın da etkisi büyüktür.

Sonuç olarak bilgisayar teknolojisindeki gelişmelerin de etkisiyle, deneysel ve istatistiksel modellere göre bazı durumlarda daha iyi sonuçlar veren ışın izleme metodu, radyo dalgalarının yayılımının modellenmesinde yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır.

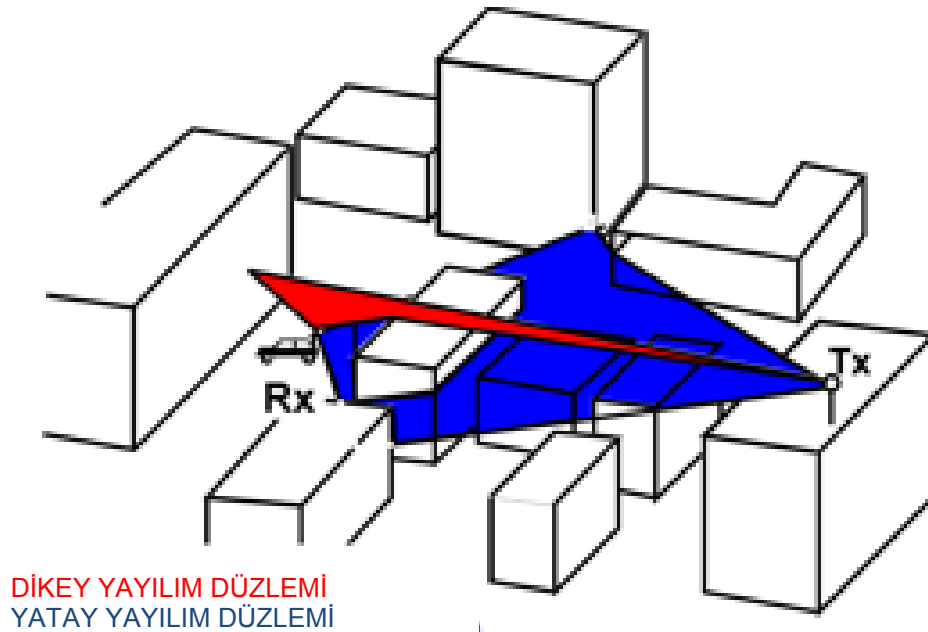
Şekil 3.2'de ışın izleme algoritmasının işleyişi gösterilmiştir. Verici Tx ile gösterilmiştir. Rx1, Rx2 ve Rx3 ortamdaki alıcılardır. Şekilde de görüldüğü gibi vericiden çıkan ışınlar yansıma ve kırınıma uğrayarak alıcıya ulaşmaktadır.



Şekil 3.2 Işın izleme algoritması [8]

Işın izlemeyi gerçekleştirmede, 3-B ve 2-B ışın izleme metotları olmak üzere iki çeşit metot kullanılabilir. 3-B metodunda, ortamdaki engeller üç boyutlu olarak modellenmiştir. Gerçeğe çok daha yakın sonuçlar üretmekle birlikte, çok fazla

işlem yükü gerektiren bir metottur. 2-B metodunda, engeller iki boyutlu olarak modellenmiştir. Bu model, yatay düzlemde radyo dalgalarının yayılmasından, dikey düzlem yansımalarından ve dikey köşelerin etkisiyle oluşan kırınımlardan oluşmaktadır. 2-B metodu, 3-B metodundan daha az işlem yükü gerektirmektedir. Makro hücrelerde, kablosuz iletişimde çatıdan kırınımına uğrayarak gelen ışınlar yansımaların olmadığı bazı ortamlarda ihmal edilemeyecek kadar güçlü olabildiği için, 2-B ışın izleme metodu, 3-B ışın izleme metoduna göre yetersiz kalabilmektedir. 3-B metodunun işlem yükünün çok fazla olması ve 2-B metodunun yetersizliği, 2x2B ışın izleme metodunun geliştirilmesine sebep olmuştur. 2x2B metodu, radyo dalgalarının yayılımını üç boyutlu olarak modellemede kullanılır. Şekil 3.3'de de gösterildiği gibi 2x2B ışın izleme metodu, 3-B ışın izleme metodunu basitleştirerek, radyo dalgalarının yayılımını, yatay ve dikey düzlemlerde 2-B ışın izleme metodunu uygulayarak modeller. 3-B modeline göre daha az işlem yükü getiren 2x2B modeli, 3-B modeli kadar doğru sonuçlar üretmese de birçok farklı durumu gerçeğe yakın bir şekilde modelleyebilmektedir. 2x2B modelinin de yetersiz kaldığı bazı durumlar vardır. Mesela, çatı yüksekliğine yakın verici anten yüksekliğinin olduğu mikro ve makro hücre ortamlarında verici antenden daha yüksek bir bina, ortamda bulunuyorsa alıcı antene bu binadan dönen bir ışın gelebilir, fakat 2x2B modeli bu ışını modelleyememektedir [9].



Şekil 3.3 2x2B ışın izleme algoritması [9]

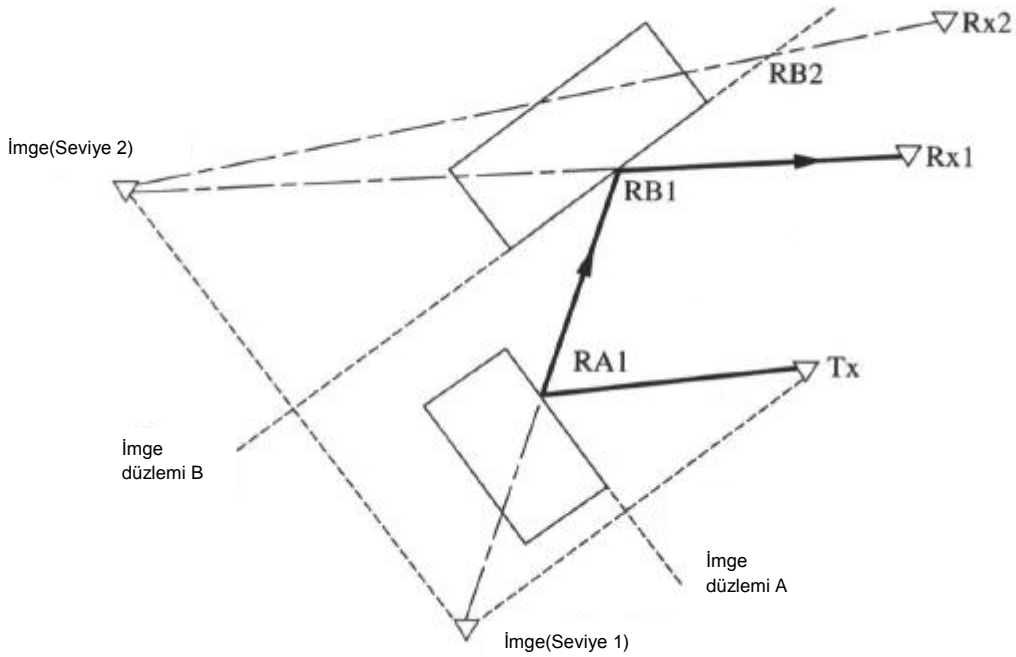
Bilgisayar grafiği uygulamalarında, ortamdaki nesnelere yansıyan ışık, göze mercekten geçerek ulaşır. Bu yüzden, bu tür uygulamalarda geri yönlü ışın izleme yapılabilir. Geri yönlü ışın izleme mercekten geçme koşulu getirdiği için, izlenecek ışın sayısını azaltır ve hız bakımından uygulamalara önemli bir avantaj getirir. Fakat elektromanyetik dalgalarının yayılımının modellenmesi uygulamalarında, radyo dalgaları antene her yönden ulaşabildiği için, geri yönlü ışın izleme yerine ileri yönlü ışın izleme yapılır. Bu tip uygulamalarda ışınlar verici ve alıcı antenlerin yayılım örüntüleri ile filtrelenir.

Bilgisayar grafiği uygulamalarında, SBR, imge, pincushion, VPL olmak üzere çeşitli, ışın izleme algoritmaları kullanılmaktadır [8]. Bu tezde, sadece yazılımda gerçekleştirilen imge metodu hakkında detaylı bilgi verilecektir.

### 3.2.1 İmge Metodu

İmge metodu, uygulama kolaylığı sağlaması nedeni ile bilgisayar grafiğinde yaygınlıkla kullanılan bir ışın izleme algoritmasıdır. Bu algorithmada program vericinin gördüğü tüm yüzeylerden yansımaları bulur ve her yansımayı yeni bir verici gibi düşünür. Bu şekilde, önceden belirlenen bir derinliğe kadar tüm yansımalar bulunur ve her bulunan yansımanın alıcıyla arasında engel olup olmadığını kontrol eder, eğer engel yoksa ışını sonlandırır. Engel varsa diğer yansımalara bakmaya devam eder. Program asıl vericiden başlayarak bu işlemi belirlenen derinlik değerine ulaşana kadar yapar. Şekil 3.4'de imge metodunun işleyişi özetlenmiştir. Verici Tx ile gösterilmiştir. Rx1ve Rx2 ortamdaki alıcılardır. RA1 ve RB1 sırası ile A ve B yüzeylerinden birinci alıcıya giden ışının yansıma noktalarıdır. İmge yüzeyi A'dan yansıma ile birinci seviyedeki imge oluşturulmuştur. Daha sonra da diğer yüzeyden yansımanın sonucunda ikinci seviyedeki imge oluşturulmuş ve bu imgelerden alıcılara ışınların ulaşp ulaşamadığı engel yüzeyleri incelenerek kontrol edilmiştir. Bu işlem her engel yüzeyi için belirlenen maksimum sekme sayısına inene kadar devam edecektir.





Şekil 3.4 İmge Metodu [8]

### 3.2.2 Tezdeki Çalışmalarda Kullanılan Algoritma

Işın izleme yazılımının işleyişi şu şekildedir. Yatay düzlemdeki ışın izleme sırasında ilk olarak vericinin gördüğü bina köşeleri ve bina kenarları bulunur. Bina köşelerinin hepsi ayrı bir verici olarak kabul edilir. Bina kenarlarından da yansımalar bulunur ve bu yansımalar ayrı bir verici olarak kabul edilir. Bu şekilde imge metodunda olduğu gibi belirli bir derinliğe kadar yansıma ve kırınımlarla ortaya çıkan tüm sanal vericiler bulunur. Bu işlem her yapıldığı sırada bulunan verici ile alıcı arasında engel olup olmadığı test edilir. Eğer bulunan verici alıcıyı görüyorsa alıcıya ışın ulaşmış olur, görmüyorsa diğer yansıma ve kırınımlarla devam edilir. Işın alıcıya ulaşıyorsa program ışının izlediği yolları ve güçteki kayıpları toplayarak iç içe fonksiyonlarda yukarıya doğru çıkar. Program bu işlemi asıl vericiden başlayarak önceden belirlenen maksimum derinlik değerine ulaşana kadar tekrarlar. Dikey düzlemde de vericiye çatıdan kırınımına uğrayarak ulaşan ışınlar hesaplanır. Verici ve alıcının içinde bulunduğu dikey düzlem oluşturulur ve bu düzlemle kesişen binalar bulunur. Eğer kesişme varsa, çatıdaki kırınım noktası bulunur ve bu kırınım noktası ile verici ve kırınım noktası ile alıcı arasında engel olup olmadığı kontrol edilir.

Modeli basitleştirmek için bazı varsayımlar yapılmıştır. Dikey düzlemde sadece bir kere kırınımdan geçen ışınlar dikkate alınmış, gerisi ihmal edilmiştir. Yatay düzlemde belirli bir derinliğe kadar yansıma ve kırınımlar incelenmiştir. Programda binalar dikdörtgen prizma olarak modellenmiştir. Yer ise düzlem olarak kabul edilmiştir. Ayrıca programda topografya etkileri de ihmal edilmiştir. Ortamdaki binaların iletken oldukları varsayılmıştır. Işın sayısı bina sayısının üstsel bir fonksiyonu ile artış göstermektedir. İncelenen ışın sayısını azaltmak için, çok fazla zayıflayan ışınlar ayıklanır ve sadece belli bir eşik değerinin üstünde kalan ışınlar döndürülür.

Işın izleme programını hızlandırmak için, algoritma çalıştırılmadan önce ortamdaki engeller, verici ve alıcının birbirlerine göre konumları incelenir. Bu işlem sırasında her binanın çevresi yatay düzlemde sekiz bölgeye ayrılır ve verici ve alıcının hangi bölgelere düştükleri bulunur. Her bölgenin gördüğü kenar ve köşeler belirli olduğu için, her bina için ışın, tüm kenar ve köşeler yerine sadece belli kenar ve köşelerden yansıma ve kırınımına uğrar. Böylece programın işlem yükü azaltılmış olur.

Ayrıca, alıcıya gelen ışınların fazlarını doğru olarak tahmin etmek imkânsızdır. Çünkü yola bağlı olarak faz kaymalarının doğru olarak belirlenmesi, ortamın geometrik yapısının dalga boyu oranında modellemesini gerektirmektedir. Bunun imkânsızlığı sonucunda ışınların fazları modelde düzgün rastgele dağılımlı değişkenler olarak kabul edilmiştir. Genlik ve gecikme değerleri ile kanalın büyük ölçekli istatistikleri modellenmektedir. Fazın istatistik olarak modellenmesi sonucunda da kanalın küçük ölçekli istatistikleri de modellenebilmektedir. Böylece kanal modeli olarak melez bir tahmini- belirlenimci model kullanılmıştır [7].

### 3.3 Işın İzleme Fiziksel Modeli

#### 3.3.1 Yüzey Yansıması

Işın izleme modelinde elektromanyetik dalgalar, noktasal kaynaktan çıkan ışınlar olarak modellenir ve doğrusal yol izlerler. Bu yüzden kaynaktan çıkan ışının belirli bir süre sonraki konumu doğru formülü ile gösterilebilir.

$$r(t) = (x_s, y_s) + v * t \quad (3.1)$$

$(x_s, y_s)$  kaynağın konumunu göstermektedir.  $v$  ise yön vektörüdür.

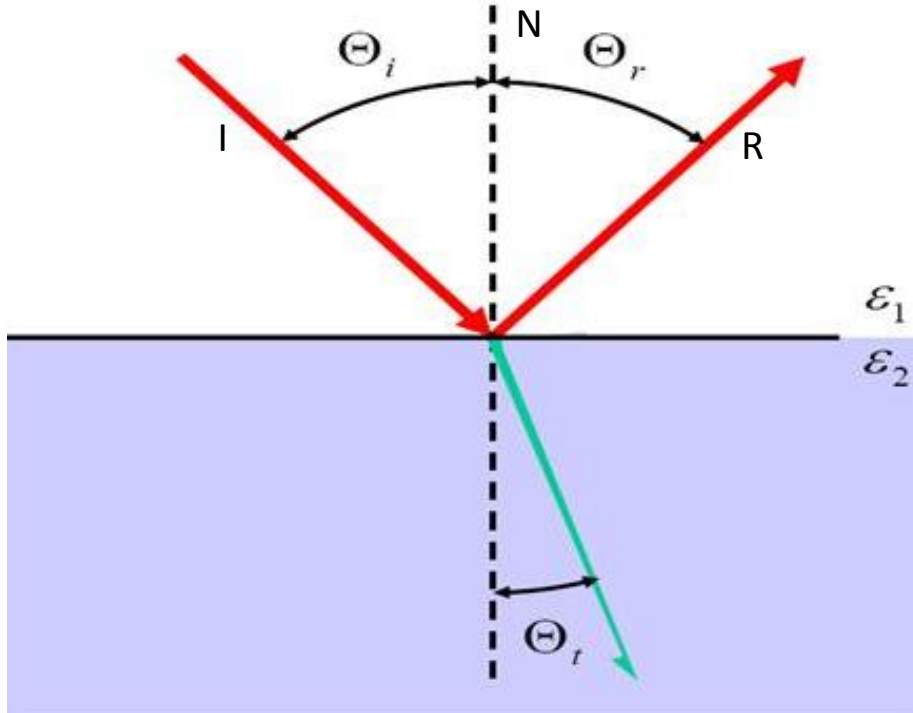
Elektromanyetik dalgalar alıcıya ulaşmadan önce bir veya birden fazla kez, yol üstündeki objelerden yansımaya uğrarlar. Bu yansımalar sonucunda alıcıya ulaşan güç, yansıma katsayılarına bağlıdır. Yansıma katsayısı da dalganın geliş açısına ve yansıtıcı yüzeyin dielektrik katsayısına bağlıdır. Bu tezde incelenen yansımalar sadece düzgün yansıma ile sınırlıdır. Düzgün yansıma da yansıtıcı yüzeylerin düzgün, pürüzsüz ve boyutlarının da dalga boyuna göre büyük olduğu varsayımı yapılır. Şekil 3.5'de yansıma modeli gösterilmiştir. Düzgün yüzeye belli bir  $\theta_i$  geliş açısıyla gelen ışının bir kısmı yüzeyden yansır, bir kısmı ise kırılarak diğer yüzeyden yoluna devam eder. Düzgün yansımalarda gelen ışın ile yansıyan ışınların yüzey ile aralarındaki açılar eşittir ve  $I, N$  vektörleri kullanılarak aşağıdaki formüle göre bulunabilir.

$$\theta_i = \cos^{-1} \frac{I * N}{|I||N|} \quad (3.2)$$

Burada  $I$ , gelen ışın vektörü,  $N$  yüzeyin normal vektörü,  $R$  yansıyan ışın vektörü,  $*$  ise nokta çarpımıdır. Yansıma düzgün yansıma olduğu için  $\theta_r = \theta_i$ 'dir.

(3.1) ile verilen doğru formülü ile birlikte bina kenarlarının veya yer yansıması için yer düzleminin formülü kullanılarak kesişim noktası ve yansıma noktaları bulunabilir. Kesişim noktası bulunduktan sonra aşağıdaki formüle göre de yansıyan ışının yön vektörü bulunabilir. Kaynak noktası ve yön vektörü yansıyan ışını ifade etmek için yeterlidir.

$$R = I - 2(N * I)N \quad (3.3)$$



Şekil 3.5 Yansıma modeli[7]

Yansımadan sonra alıcıya ulaşan gücü bulmak için, yansıma katsayısını bilmek gerekmektedir. Yansıma katsayısı ise yüzeyin dielektrik sabiti, gelen düzlem dalganın yüzeyin normaliyle yaptığı açı ve kırılarak diğer yarı uzaya geçen dalganın yüzey normaliyle yaptığı açığa bağlıdır. Elektromanyetik dalganın yansımaya uğradığı dielektrik madde, dielektrik katsayısı ve iletkenlik katsayısı ile karakterize edilir. Dielektrik katsayısı ve iletkenlik katsayıları birleştirilerek karmaşık dielektrik sabiti ile yansıtıcı madde karakterize edilebilir.

$$\delta = \epsilon_r - j \frac{\sigma_e}{2\pi f_c} \quad (3.4)$$

Burada  $\epsilon$  dielektrik katsayısı,  $j$  sanal birim,  $f_c$  taşıyıcı frekans,  $\sigma_e$  iletkenlik katsayısıdır.

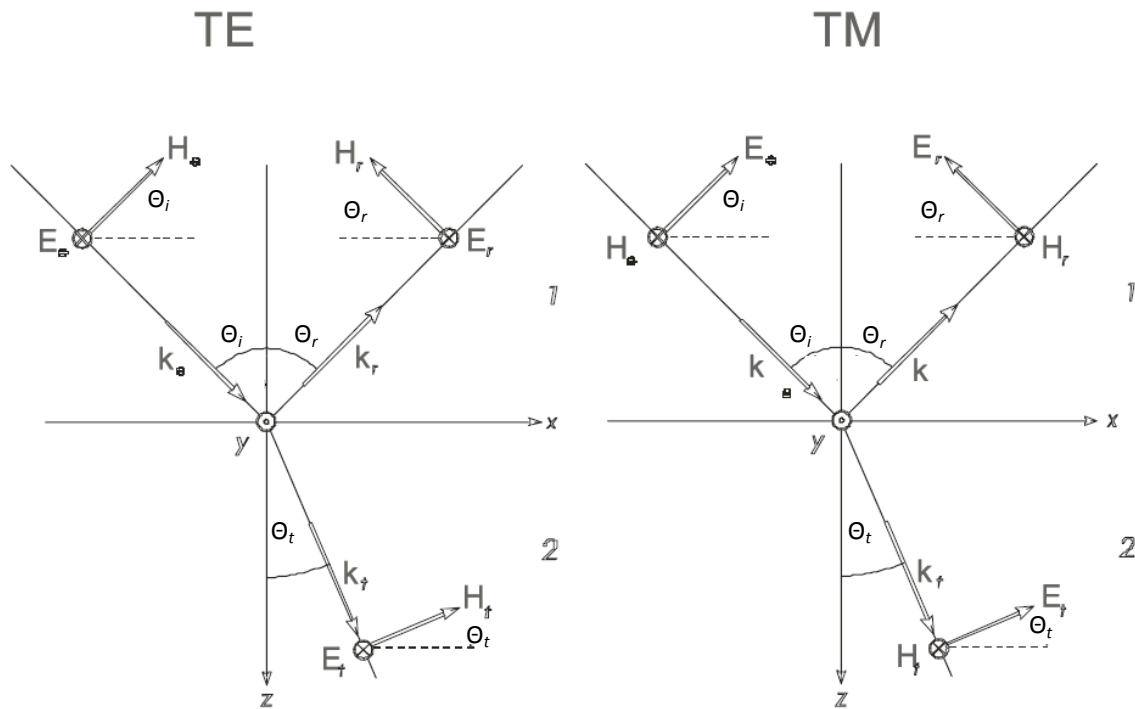
Gelen ışının yüzey normali ile yaptığı açı ve dielektrik sabiti bilirse, kırılarak diğer yarı uzaya geçen ışının yüzey normali ile yaptığı açı da Snell kuralı yardımı ile bulunabilir.

$$\frac{\sin \theta_T}{\sin \theta_i} = \frac{\sqrt{\delta_1}}{\sqrt{\delta_2}} \quad (3.5)$$

$\theta_i$ , gelen ışının normal ile yaptığı açı,  $\theta_T$ , yüzeyden geçen ışının normal ile yaptığı açıdır. Kompleks dielektrik sabitinin sanal kısmı iletkenlik dışında kalan enerji

emilimine sebep olan kısımları temsil eder [3]. Modelde kullanılan yüzeyler tamamen iletken kabul edildiği için sadece dielektrik sabiti kullanılmıştır, iletkenlik katsayısı kullanılmamıştır. Bu varsayımın ışığında  $\theta_T$ 'yi bulmak için Snell kanunu aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\cos \theta_T = \sqrt{1 - (\sin \theta_i)^2 / \epsilon_r} \quad (3.6)$$



Şekil 3.6 TE ve TM polarizasyon için yansıma [7]

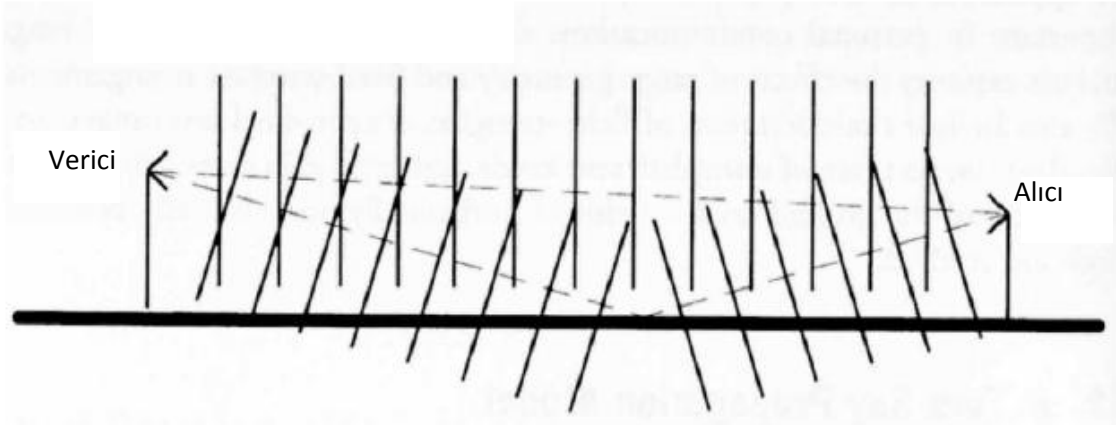
Elektromanyetik dalgaların yüzey yansımalarında iki farklı durum görülür. TM durumunda, manyetik alan bileşeni iki dielektrik yarı uzay arasındaki sınıra paralel olarak gelir. TE durumunda ise, elektrik alan bileşeni iki dielektrik yarı uzay arasındaki sınıra paralel olarak gelir. TM ve TE durumlarındaki yansıma katsayıları farklıdır. Yansıma sırasında oluşan kayıpları modelleyen TM ve TE yansıma katsayıları aşağıdaki formüllerde verilmiştir.

$$\Gamma_H = \frac{\sqrt{\epsilon_r} \cos \theta_T - \cos \theta}{\cos \theta + \sqrt{\epsilon_r} \cos \theta_T} \quad (3.7)$$

$$\Gamma_E = \frac{\cos \theta - \sqrt{\epsilon_r} \cos \theta_T}{\cos \theta + \sqrt{\epsilon_r} \cos \theta_T} \quad (3.8)$$

### 3.3.2 İki Işınlı Yayılım

Kablosuz iletişim sistemlerinde, vericiden alıcıya ışınlar direk gittiği gibi, yerden yansıma yolu ile de alıcıya ulaşırlar. Ortam modellemesinin yapıldığı programda, alıcıya gelen ışınlar modellenirken, binalardan yansımalar hesaplandığı gibi yerden yansıma da hesaplamalara katılmıştır. Şekil 3.7’de vericiden alıcıya görüş hattı üzerinden ve yerden yansıyarak ulaşan dalgalar gösterilmiştir.



Şekil 3.7 2-yollu yayılım [8]

İki ışınlı yayımda kazanç aşağıdaki formül ile bulunur. Direkt gelen ışın ile yerden yansıyan ışınların arasında girişim olabilir. Alınan sinyalin gücü

$$P_0^{(i)} = \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| \frac{e^{-jk s_{id}}}{s_{id}} + \Gamma_H \frac{e^{-jk s_{ig}}}{s_{ig}} \right|^2 \quad (3.9)$$

ile elde edilebilir. Burada,  $\lambda$  değeri dalga boyunu belirtir,  $k$  ise  $w/c$ , açısal frekans bölü ışık hızıdır.  $s_{id}$ , verici ve alıcı arasındaki uzaklıktır.  $s_i$  yatay düzlemde verici ve alıcı arasındaki uzaklıktır.  $h_T$  vericinin yüksekliği,  $h_R$  ise alıcının yüksekliğidir.

$$s_{id} = \sqrt{S_i^2 + (h_T - h_R)^2} \quad (3.10)$$

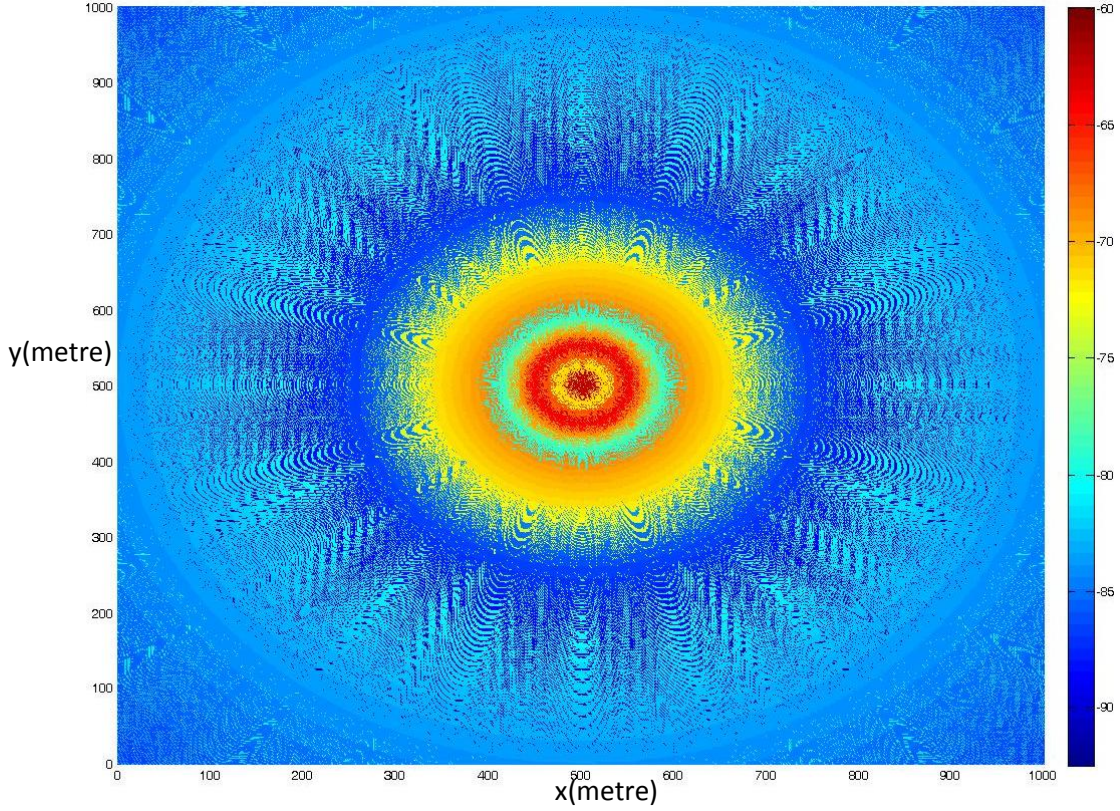
$s_{ig}$ , vericiden çıktıktan sonra yerden yansıyan ışının kat ettiği yoldur.

$$s_{ig} = \sqrt{S_i^2 + (h_T + h_R)^2} \quad (3.11)$$

$\Gamma_H$ , yer yansıma katsayısı,  $\epsilon_r$  ise yerin dielektrik sabitidir.

$$\Gamma_H = \frac{\sqrt{\epsilon_r} \cos \theta_T - \cos \theta}{\cos \theta + \sqrt{\epsilon_r} \cos \theta_T} \quad (3.12)$$

Şekil 3.8'de iki yönlü yayılım modeli ile oluşturulmuş güç dağılım örneği verilmiştir. Şeklin ortasında (500,500) koordinatlarında 50 m yüksekliğinde verici bulunmaktadır. Vericinin anten örüntüsü omni yapıdadır ve çıkış gücü 0dBm'dir. Yani tüm açılarda kazancı birdir. Ortamda yer yüzeyinden başka hiçbir engel bulunmamaktadır. 1km<sup>2</sup> alana 1m aralıklarla alıcı antenler yerleştirilmiştir. Alıcıların boyu 1.5m'dir. Şekilde de görüldüğü gibi, vericiye yakın yerlerde alıcılara gelen güç daha fazladır. Vericiye en yakın yerlerde alıcıya gelen güç -60dbm civarındadır. Alıcıdan uzaklık çözünürlüğü 1m olduğu için en yakın alıcı 1m uzaklıkta olmakta ve bu alıcıya gelen güç de -60dbm civarında olmaktadır. 1m den yakın alıcılardaki güç -60dbmden daha yüksek olacaktır. 250m uzaklığa kadar güç monotonik bir azalma göstermemektedir. Belli yerlerde artma belli yerlerde de azalmalar vardır. Bunun sebebi görüş hattından gelen ve yerden yansıyan bileşenlerin faz toplamının etkisiyle bazı yerlerde yapıcı bazı yerlerde yıkıcı olarak toplanmalarıdır. İki bileşen arasındaki faz farkı büyük olduğunda girişim olacaktır ve vericiye yakın bölgelerde bile alıcıların gücü çok düşük olacaktır. Aynı şekilde küçük faz farklarının olduğu durumlarda ise bileşenler yapıcı olarak toplanacak, birbirlerini güçlendirici etkileri olacaktır. 250m den sonra ise faz toplamının etkileri azalmaya başlamıştır. Verici alıcı arasındaki uzaklık arttığı için bileşenler arasındaki yol farkı bu uzaklığa göre küçük kalmaktadır ve yol farkına olan etkisi azalmaktadır. Alıcılara gelen güç de belli bir uzaklıktan sonra uzaklığın dördüncü kuvveti ile azalmaktadır. [7; 51]



Şekil 3.8 2-yollu yayılım modeli ile oluşturulan yayılım örüntüsü

### 3.3.3 Kırınım

Elektromanyetik dalgaların yayılımının modellenmesinde yansımanın yanında kırınımın etkilerinin de modellenmesi gerekmektedir. Geometrik optik modellerinde engellerin oluşturduğu gölgeler, ışığın olduğu bölümden keskin çizgilerle ayrılmıştır. Gerçekte ise gölge hatları hiçbir zaman keskin olmamaktadır. Elektromanyetik dalgalar köşe etrafında kırılarak yol aldığı için gölge bölgesi mutlak karanlık olmamaktadır. Geometrik optik dalga boyunun engellerin boyutlarına göre çok küçük olduğunu varsayar ve bu varsayım altında da kırınım olmadığı doğru sonuçlar üretir. Bilgisayar grafiğinde kırınım ihmal edilse de radyo dalgalarının yayılımının modellenmesinde daha hassas sonuçlar elde edebilmek için kırınım da modele eklenmelidir.

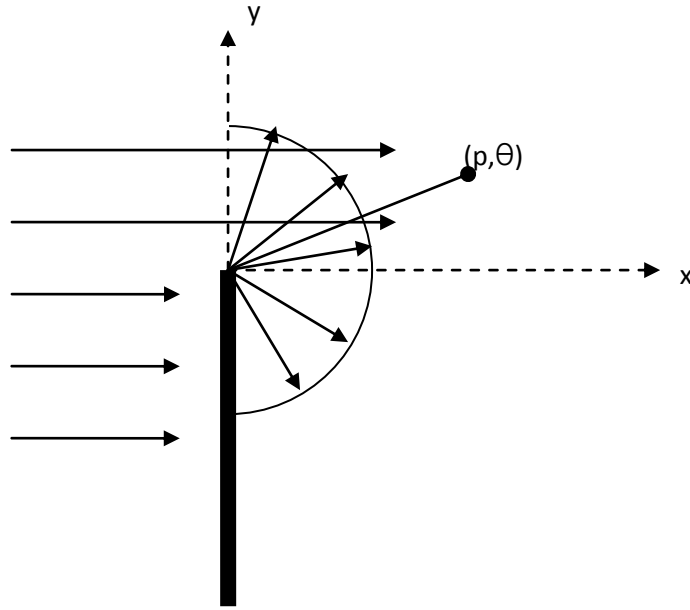
Kırınımı basit bir şekilde modelleyen yarı-sonsuz düzlem metodu en çok kullanılan modellerden birisidir. Şekil 3.9'da yarı-düzlem kırınım modeli gösterilmiştir. Elektromanyetik dalgaların sonsuz düzlem bir kaynaktan çıkıp yarı düzleme dik olarak geldikleri varsayılır ve yarı-düzlemin köşesine çarpan dalgalar kırınımına uğrar ve iki farklı gölge alanı oluşur.  $y > 0$  için görüş hattından gelen bileşen ve



köşeden kırınımına uğrayarak gelen bileşen alıcıya ulaşır.  $y < 0$  için ise sadece köşeden kırınımına uğrayan bileşen alıcıya ulaşır. Yarı-düzlem kırınımında, yarı-düzlemin köşesi silindirik bir kaynak olarak davranır. Bu yüzden kırınımdan sonra alıcıya ulaşan elektromanyetik dalgalar (3.13)'da gösterildiği gibi iki farklı kaynaktan çıkan dalgaların karmaşık toplamı olarak modellenebilir.

$$\begin{pmatrix} E_z(x, y, 0) \\ H_z(x, y, 0) \end{pmatrix} = A_0 e^{-jkx} U(\theta) + A_0 e^{-j\pi/4} \frac{e^{-jk\rho}}{\sqrt{\rho}} D(\theta) \quad (3.13)$$

$$\rho = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (3.14)$$



Şekil 3.9 Yarı düzlem kırınım modeli

Formüldeki  $A_0$  genlik değeridir.  $x$ ,  $x$  eksenine doğrultusunda alınan yoldur.  $\rho$  alıcının köşeye olan uzaklığıdır.  $\theta$  açısı, alıcı-köşe doğrusu ile  $x$  eksenine arasındaki açıdır.  $U(\theta)$  basamak fonksiyonudur ve asıl kaynaktan çıkan ışının yarı-düzlemin arkasına düşmediğini ifade eder.  $D(\theta)$  parametresi, Geometrik Kırınım Teorisi(GKT) katsayısıdır. İletken düzlemlerde GKT katsayısı  $D(\theta)$ ,  $y=0$  sıfır olduğu gölge sınırında tekildir. Bu yüzden  $y$ 'nin  $(\infty, -\infty)$  olduğu durumlarda, kırınımın kesintisiz olarak modellenebilmesi için Birleşik Kırınım Teorisi kullanılmaktadır.

$$\begin{pmatrix} E_z(x, y, 0) \\ H_z(x, y, 0) \end{pmatrix} = A_0 e^{-jkx} U(\theta) + A_0 e^{-j\pi/4} \frac{e^{-jk\rho}}{\sqrt{\rho}} D_T(\theta) \quad (3.15)$$

$$D_T(\theta) = D(\theta)F(S) \quad (3.16)$$

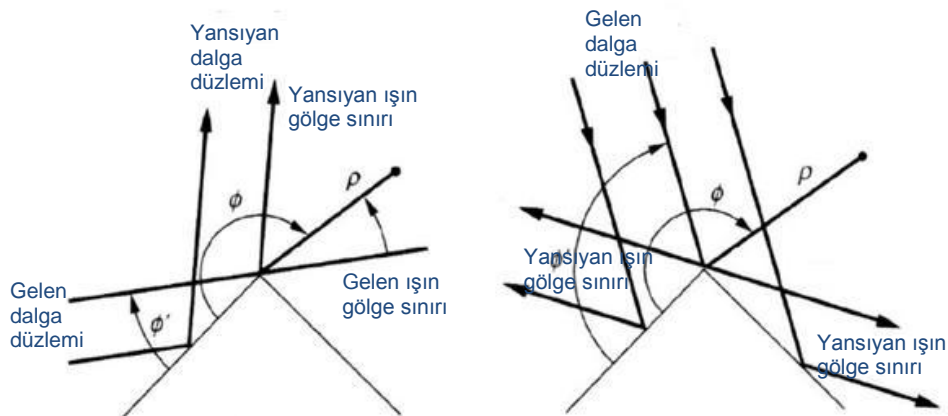
Birleşik Kırınım Teorisi'inde gölge sınırını da modelleyebilmek için geçiş fonksiyonu  $F(S)$  kullanılmaktadır.  $F(S)$ 'in hesaplanması da normalde Fresnel tümlevlerinin hesaplanmasını gerektirir, fakat aşağıdaki formüllerin yardımı ile yaklaşık değerler bulunabilir.

$$F(S) = \sqrt{2\pi S} \left( f\left(\sqrt{2S/\pi}\right) + jg\left(\sqrt{2S/\pi}\right) \right) \quad (3.17)$$

$$f(x) = \frac{1 + 0.926x}{2 + 1.792x + 3.104x^2} \quad (3.18)$$

$$g(x) = \frac{1}{2 + 4.142x + 3.492x^2 + 6.670x^2} \quad (3.19)$$

Yarı-düzlem modeli basit ve anlaşılır bir modeldir. Fakat şehir içi kırınımın modellenmesi için çok uygun bir model değildir. Şehir içi yayılımın modellenmesinde kırınımın etkilerinin modele eklenmesi için dik köşe modeli daha uygundur. Simülasyon için oluşturulan kanal modellerinin oluşturulması için de dik köşe varsayımları yapılmıştır ki bu varsayım şehir içi kırınımın modellenmesinde çok da zorlayıcı bir koşul değildir. İkinci olarak da tüm köşelerin tam iletken olduğu varsayımdır. Bu varsayımlar ışığında, dik köşe modelinde, ışının köşe ile karşılaşması sonucunda, ışın köşenin etrafında saçılıma uğrar ve iki farklı gölge sınırı oluşturur. Birisi gelen ışının oluşturduğu gölge sınırı, diğeri giden ışının oluşturduğu gölge sınırıdır. Bu sınırların dışında, sinyal geçiş fonksiyonunun etkisine göre zayıflamaya uğrar. Şekil 3.10'da iki farklı açı için dik köşe kırınım modelinde oluşan gölge sınırları gösterilmiştir.



Şekil 3.10 Dik köşe kırınım modeli

Bir önceki bölümde kazancı hesaplamak için kullanılan  $D_T(\theta)$  değerleri aşağıdaki formül yardımı ile hesaplanabilir.  $\Phi'$  açısı gelen ışının yakın kenarla arasındaki açıdır.  $\Phi$  açısı  $\pi - \theta + \Phi'$  hesaplanarak bulunabilir.  $\theta$  açısı gelen ışın ile alıcı-köşe doğrusu arasındaki açıdır.  $\Gamma_n$  ve  $\Gamma_0$  değerleri sırası ile gelen ışının ikinci yüzey ile ve birinci yüzey ile yaptığı yansımanın yansıma katsayılarıdır. Dolayısıyla,

$$D_T(\Phi, \Phi') = D_1^w + D_2^w + \Gamma_n D_3^w + \Gamma_0 D_4^w \quad (3.20)$$

olur.

Diğer değerler (3.21), (3.22) ve (3.23) yardımı ile hesaplanır.

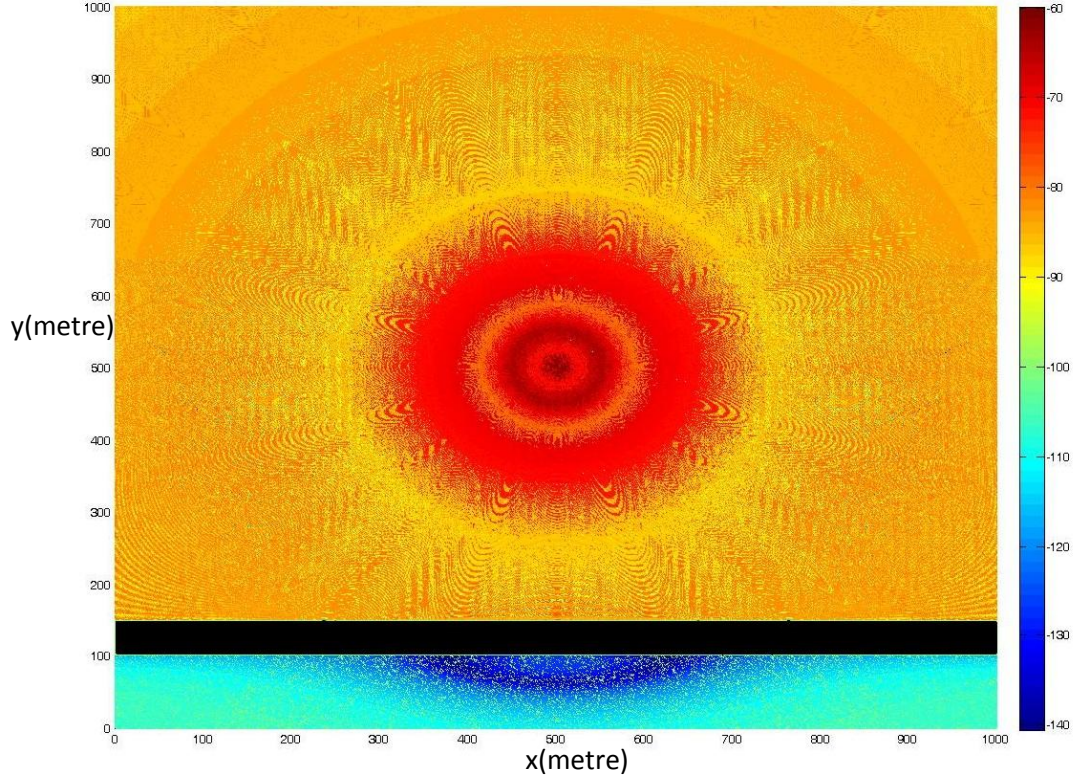
$$D_{1,2}^w = \frac{-1}{3\sqrt{2\pi k}} \cot\left(\frac{\pi \pm (\varphi - \varphi')}{3}\right) * F(kLa^{\pm i}(\varphi - \varphi')) \quad (3.21)$$

$$D_{3,4}^w = \frac{-1}{3\sqrt{2\pi k}} \cot\left(\frac{\pi \pm (\varphi + \varphi')}{3}\right) * F(kLa^{\pm i}(\varphi - \varphi')) \quad (3.22)$$

$$a^{\pm i} = 2 \cos\left(\frac{3}{2}\pi N^{\pm i} - \frac{1}{2}\beta\right)^2 \quad (3.23)$$

Burada  $F$  geçiş fonksiyonudur. Sınırların içinde 1 değerini alır.  $N^{\pm i}$ ,  $(\beta \pm \pi)/(3\pi)$  değerine en yakın tamsayıdır.

Şekil 3.11'de kırınımın etkisi gösterilmiştir. Şeklin ortasında (500m,500m) konumunda 50m uzunluğunda bir verici bulunmaktadır. Siyah ile gösterilen alanda ise 30m yüksekliğinde 1km genişliğinde 1 yapı bulunmaktadır. 1km<sup>2</sup> alana ise 1m aralıklarla alıcılar yerleştirilmiştir ve alıcılara gelen güç de Şekil 3.11'de gösterilmiştir. Alıcıların boyları 1.5m'dir. Şekilde de görüldüğü gibi binanın arkasında kalan kısım gölge alanıdır ve vericiden direkt buradaki alıcılara gelen LOS bileşeni bulunmamaktadır. Buna rağmen buradaki alıcılara çatıdan ve binanın dikey köşelerinden kırınım yolu ile çokyol bileşenleri ulaşmaktadır. Şekilde koyu mavi ile gösterilen alana gelen güç diğer alıcılara gelenlerin çok altındadır. Bunun da temel nedeni kırınımın zayıflatmasının bu alanda daha fazla olması ve bu alana ulaşan ışınların faz toplamının yıkıcı etki yapmasıdır.



Şekil 3.11 Radyo dalgalarının yayılımında kırınımın etkisi

### 3.3.4 Toplanır Kazanç

Çok yol bileşenlerinin faz toplamlarından gelen bozulmaların ihmal edilip alıcıya gelen güç gösterilmek istendiğinde bileşenlerin güçlerinin toplanması yoluna gidilebilir. Bu gösterimde sadece yol kaybı ve gölge kaybı gibi büyük ölçekli yayılım etkileri modellenmiş olmaktadır.

$$PG = \frac{P_R}{P_T} \quad (3.24)$$

Kanal kazancı,  $PG$ , alıcıya görüş hattından gelen, yansiyarak gelen ve kırınıma uğrayarak gelen ışınların kazançlarının toplamı olarak bulunur. Burada girişimin toplam kazanç etkilerinin küçük olduğu varsayılmaktadır.  $PG$  terimi açılırsa

$$PG = \sum_i P_R^{(i)} + \sum_i P_{D1}^{(i)} + \sum_i P_{D2}^{(i)} \quad (3.25)$$

elde edilir.  $i$  ışın indeksidir.

Buradaki  $P_R$  değeri görüş hattından ve yansiyarak gelen ışınların kazancını belirtir ve aşağıdaki formül yardımı ile hesaplanır.

$$P_R^{(i)} = P_0^{(i)} * \prod_j |\Gamma_E(\theta_j)|^2 \quad (3.26)$$

Formüldeki  $\Gamma_E(\theta_j)$  değeri ışının aldığı yol boyunca yansıdığı yüzeylerin yansımaya katsayılarını gösterir.

$P_{D1}$  değeri bir kere kırınımına uğrayan ışınların kazancını belirtir. Bu değeri oluşturan ışınlar yansımaya uğramış olabilir.

$$P_{D1}^{(i)} = P_0^{(i)} \frac{S_i}{s_{i1}s_{i2}} |D_T(\theta_1)|^2 * \prod_j |\Gamma_E(\theta_j)|^2 \quad (3.27)$$

$D_T(\theta_1)$  değeri  $\theta_1$  açısı ile gelen ışının BKT(Birleşik Kırınım Teorisi) katsayısıdır.  $S_i$  değeri ışının aldığı toplam yolu gösterir.  $s_{i1}$  ve  $s_{i2}$  değerleri verici-kırınım noktası ve kırınım noktası-alıcı arasındaki uzaklıkları belirtir.

$P_{D2}$  değeri iki kere kırınımına uğrayan ışınların kazancını belirtir.

$$P_{D2}^{(i)} = P_0^{(i)} \frac{S_i}{s_{i1}s_{i2}s_{i3}} |D_T(\theta_1)|^2 |D_T(\theta_2)|^2 * \prod_j |\Gamma_E(\theta_j)|^2 \quad (3.28)$$

$D_T(\theta_2)$  değeri  $\theta_2$  açısı ile gelen ışının BKT(Birleşik Kırınım Teorisi) katsayısıdır.  $S_i$  değeri ışının aldığı toplam yolu gösterir.  $s_{i1}$ ,  $s_{i2}$  ve  $s_{i3}$  değerleri sırasıyla verici-kırınım noktası, kırınım noktası-kırınım noktası ve kırınım noktası-alıcı arasındaki uzaklıkları belirtir.

### 3.3.5 Sinyallerin Üstdüşümü

Alıcıya ulaşan sinyaller, farklı çokyol bileşenlerinin üst üste bindirimidir. Bileşenler arasındaki faz farkları çok büyük ise, çokyol bileşenleri birbirlerini iptal edebilirler ve yıkıcı olarak toplanırlar. Eğer, bileşenler arasındaki faz farkları küçük ise bileşenlerin toplanması alıcıya gelen sinyale güçlendirici etkide bulunur. Alıcıya ulaşan sinyal farklı çokyol bileşenlerinin toplamıdır ve (3.29) ile ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} & r_{toplam}(t) \\ &= R \left\{ \frac{\lambda}{4\pi} \left[ \frac{\sqrt{G_l} u(t) e^{j2\pi l/\lambda}}{l} + \sum_i \frac{(\prod_j \Gamma_E(\theta_{ji})) \sqrt{G_{x_i}} u(t - \tau_i) e^{j2\pi x_i/\lambda + \theta_i}}{x_i} \right. \right. \\ & \left. \left. + \sum_k \frac{(\prod_j \Gamma_E(\theta_{jk})) \sqrt{G_{x_k}} u(t - \tau_k) D(\theta) e^{-j\pi/4} e^{j2\pi(x_{k1} + x_{k2})/\lambda + \theta_k}}{\sqrt{x_{k1} x_{k2} (x_{k1} + x_{k2})}} \right] \right\} \quad (3.29) \end{aligned}$$

Formüldeki  $\lambda$  parametresi, sinyalin dalga boyudur.  $G_l$  parametresi görüş hattı doğrultusunda alıcı ve verici anten yayılım örüntülerinin çarpımıdır.  $G_{x_i}$  parametresi  $x_i$  çokyol bileşeni doğrultusunda alıcı ve verici anten yayılım örüntülerinin çarpımıdır.  $G_{x_k}$  parametresi  $x_k$  çokyol bileşeni doğrultusunda alıcı ve verici anten yayılım örüntülerinin çarpımıdır.  $l$ , alıcı ve verici anten arasındaki uzaklıktır. Görüş hattından gelen bileşen bu yolu kat eder.  $u(t)$ , vericiden gönderilen temel-banttaki modüle edilmiş sinyaldir.  $\Gamma_E(\theta_{ji})$  parametresi,  $i$ nci çokyol bileşenin  $j$ nci kez yaptığı yansımının katsayısıdır.  $\tau_i$  parametresi,  $i$ nci çokyol bileşenin gecikmesidir.  $u(t-\tau_i)$  sinyali  $u(t)$  sinyalinin  $\tau_i$  kadar gecikmeye uğramış halidir.  $x_i$  parametresi  $i$ nci çokyol bileşenin alıcı antenden verici antene ulaşana kadar kat ettiği yoldur.  $D(\theta)$  parametresi BKT (Birleşik Kırınım Teorisi) katsayısıdır ve alıcı anten ile kırınım noktası arasındaki açı ve verici anten ile kırınım noktası arasındaki açığa bağlıdır.  $x_{k1}$  ve  $x_{k2}$  parametreleri, sırasıyla  $k$ nci çokyol bileşenin verici antenden kırınım noktasına ulaşana kadar kat ettiği yol ve kırınım noktasından alıcı antene ulaşana kadar kat ettiği yoldur.  $r_{toplam}(t)$  parametresi ise, alıcı antene ulaşan temel-bantlı modüle edilmiş çokyol bileşenlerinin üstdüşümüdür. Eşitliğin sağ tarafındaki parantezin içindeki ilk kısım, görüş alanından gelen sinyalin etkisini formüle eder, ikinci kısım sadece yansımalara uğrayarak alıcıya ulaşan bileşenleri gösterir. Son kısım ise, sadece bir kere kırınıma uğramış olan bileşenleri formüle eder. Ayrıca son kısım, alıcıya ulaşana kadar yansımalara da uğramış olabilir.  $\theta_i$  ve  $\theta_k$  parametreleri,  $i$ nci ve  $k$ nci çokyol bileşenlerinin fazına eklenen düzgün dağılımlı bileşenlerdir. Simülasyonda örnekler birer metre aralıklarla alındığı için, dar bantlı yapıcı ve yıkıcı sönümlenme etkilerini daha iyi görmek amacı ile bu düzgün dağılımlı rastgele değişkenler çokyol bileşenlerinin fazlarına eklenmiştir.

### 3.3.6 Dürtü Tepkisi

Kanalın dürtü tepkisi aşağıdaki formül ile gösterilir.

$$h(\tau, t) = \sum_i a_i(t) e^{j(2\pi f c \tau_i(t) + \varphi_i)} \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (3.30)$$

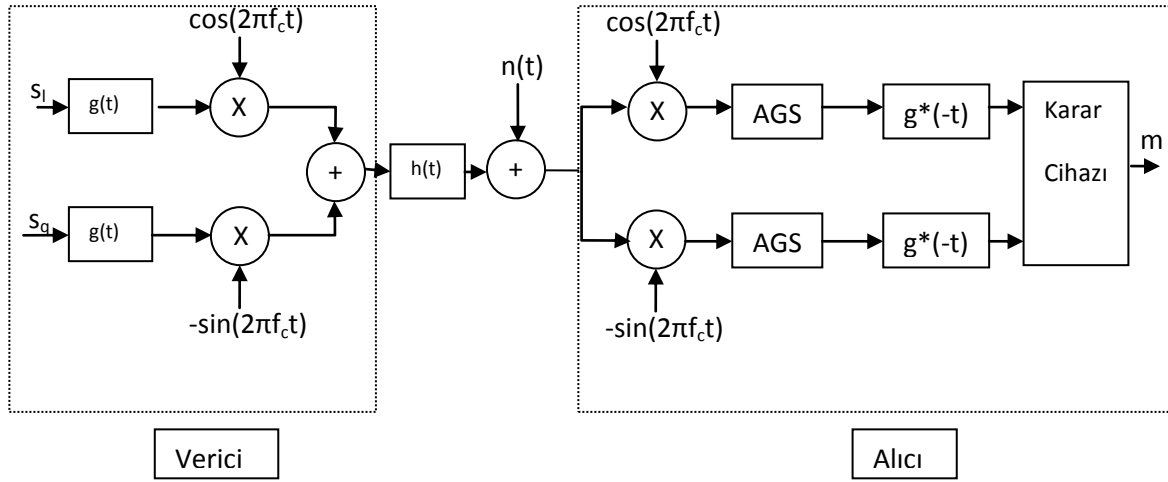
Kanaldaki saçıcılardan alıcıya ulaşan sinyallerin genlik,  $a_i(t)$  ve gecikme,  $\tau_i(t)$  ve faz açıları,  $\varphi_i$  ışın izleme programının yardımı ile bulunmaktadır. Işın izleme

programı, alıcı ve vericinin yerleri ile birlikte ortamdaki engellerin konumlarını ve geometrilerini kullanarak kanalı modellemeye çalışır. Çokyol bileşenlerinin genlik ve gecikme değerleri, yol kaybı ve gölgeleme kayıplarını modele eklemek için kullanılır. Çokyol bileşenlerinin fazına ise düzgün rastgele bir değişken eklenmektedir. Bu rastgele değerlerin eklenme amacı, kanaldaki taşıyıcı dalga boyundan küçük bilinmezlikleri modelleyebilmektir. Bu bilinmezlikler ortamdaki yapıların üzerindeki pürüz, girinti, çıkıntı gibi bozukluklardan kaynaklanacağı gibi, ortamın geometrik yapısını modelleyen haritaların çözünürlüğünün düşük olmasından da kaynaklanabilir. Alıcı veya vericinin hareket ettiği durumda kanal zamanla değişmektedir. Genlik ve gecikme değerleri de ortam değiştiği için zamanla farklılık gösterecektir.  $h(\tau, t)$ , iki farklı parametreye bağlıdır.  $t$  zamanında dürtü alıcıda gözlenmektedir ve  $t-\tau$  zamanında da dürtü kanala gönderilmektedir. Zamanla değişmeyen kanal için,  $h(\tau, t) = h(\tau)$  olacak ve zamana bağlı olan genlik ve gecikme parametreleri zamandan bağımsız olarak sabit kalacaklar. Benzetimlerde kullanılan kanal modeli (3.30) ile gösterilmiştir.

Simülasyonlarda kanalın statik olduğu varsayılmıştır dolayısıyla Doppler etkisi modellenmemiştir.

### 3.4 Sistem Modeli

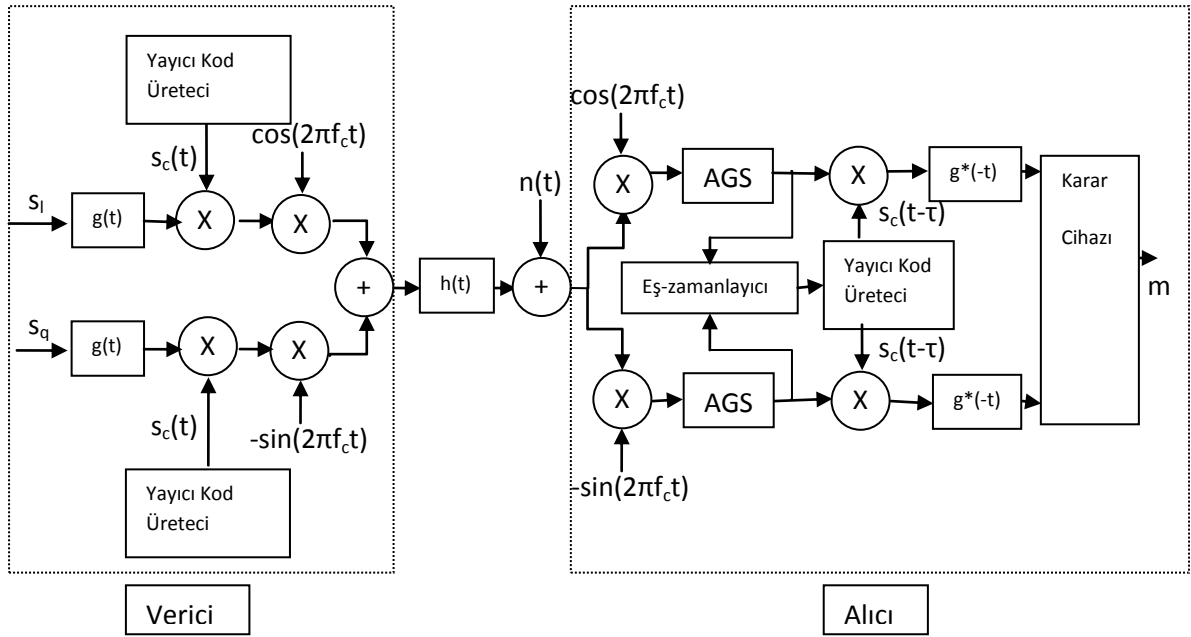
NLOS/LOS sınıflandırılması için kullanılacak istatistiklerin çıkarımı için öncelikle kanal kestirimi yapılmalıdır. Kanalın kestirimi için ise vericiden alıcıya tek bir darbe gönderildiği varsayılır [2]. Bu darbe, kanalın dürtü tepkisi ile filtrelenir ve alıcıya gelen sinyal oluşturulur. Benzetimler iki farklı sistem için tasarlanmıştır. Tek taşıyıcılı dar bantlı sistem ve DSSS sistemi. Her iki sistem için de benzetimlerde hatasız olarak alıcının ilk gelen sinyale kilitlendiği varsayılmıştır. LOS durumlarında görüş hattından gelen bileşen, alıcıya ilk gelen bileşen olmaktadır. NLOS durumunda ise ilk gelen bileşen ortamdaki saçılarak gelen bir bileşendir ve bu yüzden eşzamanlama sırasında NLOS hatasına sebep olmaktadır.



Şekil 3.12 Tek taşıyıcılı sistem modeli

Şekil 3.12 de gösterilen diyagram benzetimlerde kullanılan tek taşıyıcılı iletişim modelini özetlemektedir. Tek taşıyıcılı sistemde mesaj, lineer modülasyon ile kodlandıktan sonra semboller  $s_I$  ve  $s_Q$  oluşturulur ve oluşan semboller de daha sonra darbe şekillendirme filtresine,  $g(t)$ , girer. Darbe şekillendirme filtresinin çıkışında  $x(t) = \sum_I s_I g(t - lT_s)$  analog sinyalleri oluşturulur. Burada  $T_s$  sembol süresidir. Antene geçmeden önce temel bantlı sinyalin eş-fazlı ve dikfazlı bileşenleri  $\cos 2\pi f_c t$  ve  $\sin 2\pi f_c t$  sinyalleri ile çarpılır ve  $f_c$  frekansına yükseltilir. Sinyal daha sonra vericiden çıkarak kanala geçer. Kanalda, ışın izleme algoritması ile ortamın sinyal üzerindeki etkileri modellenir. Bu etkilerin sonucunda kanaldan geçen sinyalin, farklı faz, genlik ve gecikmeye sahip çokyol bileşenleri oluşur. Kanaldan çıkmadan önce sinyale Gaussian gürültü eklenir ve sinyal alıcıya ulaşır. Alıcıda sinyal ilk olarak temel-banda indirilir. Şekilde gösterilen bloklar Alçak Geçirgen Süzgeçlerdir. Şekilde gösterilmese de sembol eşzamanlaması yapılmaktadır. Alıcıdaki eşzamanlama devresi ilk çokyol bileşenine senkronize olmaya çalışır. Daha sonra bu sinyal de darbe şekillendirme filtresinden geçirildikten sonra semboller elde edilir. Semboller de bir sezim devresine gönderilerek mesajlar elde edilmeye çalışılır.





Şekil 3.13 DSSS Sistem Modeli

Şekil 3.13'de gösterildiği gibi geniş bantlı DSSS sistemlerinde ise darbe şekillendirme filtresinden sonra sinyal yayıcı kod  $s_c(t)$  ile çarpılır. Daha sonra taşıyıcı frekansına sahip kosinüs ve sinüs sinyalleri ile çarpılıp, daha yüksek bir frekansa taşınır. Kanaldan geçen sinyalin, farklı faz, genlik ve gecikmeye sahip çokyol bileşenleri oluşur. Kanalda sinyale karmaşık Gaussian gürültü eklenir ve sinyal alıcıya ulaşır. Alıcıda temel-banda indirilen sinyal eşleme devresine girer. Eğer eşleme devresi ilk çokyol bileşeni ile başarılı bir şekilde senkronize olursa,  $\tau = \tau_0$  gecikmesi elde edilir ve alıcıdaki temel-bantlı sinyal, yayıcı kod  $s_c(t-\tau)$  ile çarpılır. Frekansta yayılmanın etkisi yok edildikten sonra temel bantta dar bantlı analog sinyale sahip olunur. Bu sinyal de darbe şekillendirme filtresinden geçirildikten sonra semboller elde edilir. Tek taşıyıcılı sistemde olduğu gibi semboller sezim devresine gönderilir ve mesajlar elde edilmeye çalışılır.

Geniş bantlı sistemler, zaman çözünürlükleri daha iyi oldukları için farklı çokyol bileşenlerini ayırt edebilir ve kanalı çok daha iyi kestirebilirler. Dar bantlı sistemlerde farklı çokyol bileşenleri üst üste binerek alıcıya ulaşır ve kanal kestirimi geniş bantlı sistemler kadar etkili olamaz.

#### 4 LOS/NLOS SINIFLANDIRMA ALGORİTMALARI

Literatürde, alıcıya gelen sinyalin karakteristik özelliklerini inceleyen farklı çalışmalar vardır. Bu çalışmaların birçoğu problemi ikili hipotez testi olarak incelemektedir. Alıcının LOS durumunda olma hipotezi ve alıcının NLOS durumunda olma hipotezinin incelendiği bu problemlerde, karar verebilmek için alıcıya gelen sinyalin farklı karakteristik özelliklerinin kullanılması amaçlanmaktadır.

Fakat LOS durumu için alıcıya gelen sinyalin geliş zamanı gibi istatistikleri modellenenirse de, NLOS durumunda olan alıcılara gelen sinyallerin istatistikleri bütünüyle ortamın etkisine bağlı olduğu için bu parametrelerin dağılımlarında belirsizlik yüksektir [10]. Gezici, Kobayashi ve Poor, NLOS durumundaki alıcıya gelen sinyalin geliş zamanındaki gecikmenin ortama bağlı olmasından dolayı dağılımının bilinemeyeceğini ve bu yüzden parametrik olmayan yöntemlere başvurulması gerektiğini belirtmişlerdir. LOS durumundaki alıcıya gelen sinyalin geliş zamanını Gaussian dağılımı ile modellemişler ve alınan ölçümlerin dağılımı ile Gaussian dağılımının arasındaki uzaklığı önceden belirlenen bir eşik değeri ile kıyaslayarak NLOS/LOS sınıflandırması yapma yoluna gitmişlerdir [11]. Gene benzer şekilde, başka bir çalışmada da LOS durumundaki alıcıya gelen sinyallerin ölçüm hataları Gaussian dağılımı ile modellenmiştir, NLOS durumundaki alıcıların ise ölçüm hatalarının Gaussian olmadığından yola çıkılarak çeşitli NLOS/LOS sınıflandırma algoritmaları önerilmiştir [12]. Birçok çalışmada, NLOS durumundaki alıcıya sinyalin geliş zamanı hataları üssel dağılım ile modellenmiştir [13], [14], [15], [4]. Yu ve Guo, NLOS durumundaki alıcıya sinyalin geliş zamanını üssel dağılım ile modellemişlerdir ve çalışmalarında alıcıya gelen sinyalin TOA, AOA, RSS parametrelerini incelemişlerdir. Çalışmalarında, TOA, AOA ve RSS üzerinden geliştirilen LOS/NLOS sınıflandırma algoritmalarının teorik olarak performanslarının karşılaştırılması verilmiştir [13].

Literatürde UWB sistemler için çeşitli NLOS/LOS sınıflandırma algoritmaları tanımlanmıştır. Bu algoritmaların birçoğu UWB kanal modelleri kullanılarak oluşturulmuştur [16]. Bazı çalışmalarda, bu modeller kullanılarak alıcıya gelen sinyalin kurtosis değeri, ortalama gecikme yayılması, rms ortalama gecikme

yayılması gibi farklı karakteristik özellikleri incelenmiştir [17]. Aynı kanal modellerini kullanan farklı bir çalışmada da alıcıya gelen sinyalin RSS, TOA ve rms gecikme yayılması parametreleri incelenmiş ve bu parametreler üzerinden NLOS/LOS sınıflandırılması yapılmıştır [18]. Son olarak başka bir çalışmada da, yazarlar, aynı kanal modellerini kullanarak, alıcıya gelen sinyalin enerji istatistiklerini ve en güçlü darbe ile ilk darbe arasındaki gecikmeyi kullanan NLOS/LOS sınıflandırma algoritmalarını geliştirmişlerdir [19].

Bunların yanında bazı çalışmalarda, Ricean K faktörü kestirilmiş ve bu kestirilen K faktörü değeri, LOS/NLOS sınıflandırmasını gerçekleştirmek için ikili hipotez testinde kullanılmıştır[20].

Bazı çalışmalarda da alıcıya gelen sinyalin zamanla değişkenliğini karakterize eden ortalama zayıflama süresi ve seviye geçiş oranı ve varyansı gibi istatistikleri incelenmiştir[21], [22]. Genlik gibi NLOS durumları için olasılık dağılım fonksiyonları bilinen istatistikler için ise, bazı çalışmalar farklı bir yol izlemiş ve bu teorik olasılık dağılım fonksiyonları ile incelenen alıcıya gelen sinyalin parametresinin histogramı veya kestirilen olasılık dağılım fonksiyonu arasındaki Kolmogorov-Smirnov uzaklığı incelenmiştir [21]. Teorik olasılık dağılım fonksiyonu ile ölçümlerin histogramı arasındaki uzaklık da daha sonra ikili hipotez testi vasıtası ile karar verme mekanizmasında kullanılacaktır.

Kanalın çokyolluluk özelliklerini kullanan algoritmaların yanında bazı NLOS/LOS sınıflandırma algoritmaları tüm kablosuz ağdan aldığı bilgi ile kalan hata oranını kullanır [23], [24]. Bu çalışmalarda, tüm ağ ile mobil istasyonun yeri kestirildikten sonra küçük gruplar ile tekrar mobil ağın yeri kestirilmeye çalışılmış ve elde edilen hatalar NLOS/LOS sınıflandırma algoritmalarında kullanılmıştır.

Aşağıda sırası ile benzetimlerde karşılaştırılacak NLOS/LOS sınıflandırma algoritmaları detaylı olarak anlatılmıştır.

#### **4.1 Kurtosis**

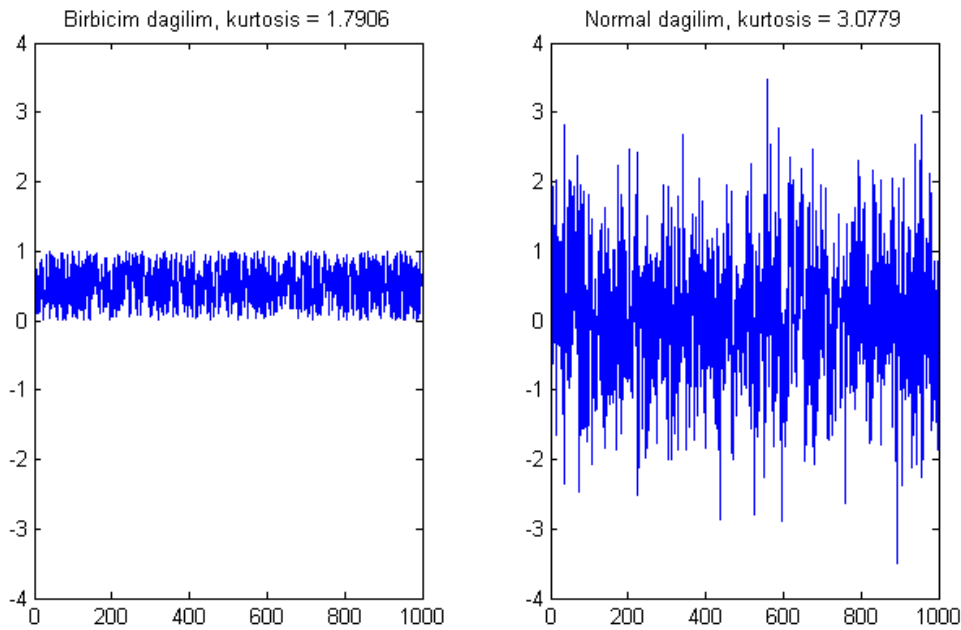
Kurtosis, verinin normal dağılımına göre ne kadar sivri tepeli olduğunu gösteren bir parametredir. Yüksek kurtosis değerlerine sahip veriler ortalama değerleri etrafında sivri tepeli, dik iniş-çıkışları olan ve yoğun kuyrukları olan verilerdir. Küçük kurtosis değerlerine sahip veriler ise daha düzgün dağılımlara sahiptir.

Ortalama değerleri etrafında keskin iniş-çıkışlar ve sivri tepeler görülmez. Kurtosis, verinin dördüncü dereceden momentinin ikinci dereceden momentinin karesine oranı olarak tanımlanmaktadır.

$$\kappa = \frac{E \left[ (|h(t)| - \mu_{|h(t)|})^4 \right]}{E \left[ (|h(t)| - \mu_{|h(t)|})^2 \right]^2} \quad (4.1)$$

$h(t)$ , incelenen rastgele süreçtir.

Birbiçim dağılım uç bir örnek olarak küçük kurtosis değerlerine sahipken, normal dağılımın kurtosis değeri üçtür. Şekil 4.1'de birbiçim dağılımlı ve Gaussian dağılımlı rastgele süreçler ve kurtosis değerleri gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi daha fazla sivri tepe ve iniş çıkışlara sahip olan Gaussian dağılımının kurtosis değeri birbiçim dağılımına göre daha büyüktür.



Şekil 4.1 Birbiçim ve normal dağılımlı rastgele süreçler

Kurtosis, kanalın dürtü tepkisinin genlik değerlerine uygulanarak LOS/NLOS sınıflandırmasında kullanılabilir. Alıcı LOS durumunda iken, görüş hattından, diğer çokyol bileşenlerinden çok daha yüksek güçte sinyal gelir. Bu durumda kanalın dürtü tepkisi, görüş hattından gelen yüksek güçteki sinyalden dolayı sivri tepeli olacaktır ve yüksek kurtosis değerine sahip olacaktır. Alıcı NLOS durumundayken de sinyalin kurtosis değerleri bazen yüksek çıkabilmektedir. Az sayıdaki yansıyarak gelen çokyol bileşenleri ile kırınıma uğrayarak geldiği için düşük güçte

olan çokyol bileşenlerinin olduğu durumlarda kurtosis değerleri yüksek çıkabilse de LOS durumlarından daha düşük ve seyrek görülmektedir. Simülasyonlarda farklı ortamlardaki kurtosis değerleri, LOS ve NLOS durumundaki alıcıların kanal dürtü tepkileri için test edilmiştir. Kanalin dürtü tepkisinin kurtosis'ini LOS/NLOS sınıflandırmasında kullanmak için önceden sınıflandırmanın yapılacağı ortama göre LOS ve NLOS durumlarının histogramları çıkarılmalıdır. Daha sonra bu histogramların yardımı ile, istenen  $P_{FA}$  için gerekli eşik değeri bulunur ve sınıflandırma sırasında, incelenen ölçüm değeri bu eşik değeri ile kıyaslanır. Bu kıyaslamanın sonucunda alıcının LOS veya NLOS konumunda olduğu belirlenir.

$$\begin{aligned} H_0 : \kappa > th_{P_{FA}} , \quad LOS \\ H_1 : \kappa \leq th_{P_{FA}} , \quad NLOS \end{aligned} \quad (4.2)$$

Literatürde UWB sistemlerde LOS/NLOS sınıflandırılması için Kurtosis parametresini kullanan algoritmalar verilmiştir. UWB'nin farklı ortamlar için oluşturulan kanal modellerini kullanarak Kurtosis simülasyonlarını yapmışlar ve elde ettikleri histogramları log-normal olasılık dağılım fonksiyonlarına uydurmuşlardır. Karar verme sırasında da alınan ölçümler, NLOS ve LOS için oluşturulan olasılık dağılım fonksiyonlarına parametre olarak verilir, elde edilen olasılık değerleri de olabirlik oranı testi yardımı ile karşılaştırılır [17].

$$\frac{p_{los}^{kurt}(\kappa)_{H_0}}{p_{nlos}^{kurt}(\kappa)_{H_1}} \geq 1 \quad (4.3)$$

## 4.2 Genlik Dağılımı

Sinyalin genlik değeri (4.4) ile tanımlanmıştır.

$$z(t) = |r(t)| = \sqrt{r_I^2 + r_Q^2} \quad (4.4)$$

İstatistiksel olarak incelendiğinde, alıcıya gelen sinyaller görüş hattından gelen bileşen olmadığı zaman karmaşık sıfır-ortalımalı Gaussian rasgele dağılımlı olarak modellenebilirler. Bu varsayımın yapılabilmesi için çokyol bileşenlerinin genlik ve faz değerlerinin ergodik ve durağan olması ile çokyol bileşenlerinin sayısının çok fazla olması şartı gerekmektedir. Böylece, merkezi limit teoremi kullanılarak alıcıya gelen sinyaller sıfır-ortalımalı Gaussian rastgele dağılımlı

olarak modellenebilirler. Bu durumda da (4.4) ile tanımlanan, alıcıya gelen sinyalin genlik değerleri Rayleigh rastgele dağılımlı olarak modellenebilir.

Görüş hattından gelen baskın bir bileşen olduğunda ise alıcıya gelen sinyal Ricean dağılımlı olarak modellenebilmektedir. Bu durumda LOS/NLOS ayırımı yapmak için Rayleigh ve Ricean dağılımları arasında hipotez testi uygulanabilir.

LOS/NLOS sınıflandırma yöntemi olarak literatürde en çok kullanılan yöntemlerden birisi alıcıya gelen sinyalin genlik ölçümlerinin dağılımlarının bilinen bir dağılım ile kıyaslanmasıdır. Bu kıyaslama Kolmogorov-Smirnov testi ile yapılabilir [21]. Ölçümlerin kıyaslandığı dağılım, incelenen parametre genlik olduğunda, Rayleigh veya Ricean dağılımlar olmaktadır. Bu dağılımları kullanmak için de, çokyol bileşenlerinin güçleri ve görüş hattından gelen bileşenin gücünü bilmek gerekmektedir. Genlik dağılımının kullanıldığı çalışmalarda alıcıya gelen sinyalin genlik ölçümlerinin dağılımı ile Rayleigh rastgele dağılımı kıyaslanarak NLOS/LOS sınıflandırılması yapılmak istenmektedir [21]. Rayleigh rastgele dağılımının fonksiyonu (4.5) ile gösterilmiştir.

$$p_z(z) = \frac{2z}{P_r} e^{-z^2/P_r} = \frac{z}{\sigma^2} e^{-z^2/2\sigma^2}, \quad x \geq 0 \quad (4.5)$$

Kıyaslamanın yapılabilmesi için Rayleigh fonksiyonunun doğru bir şekilde modellenmesi gerekmektedir bunun içinde  $\sigma^2$  parametresinin bilinmesi gerekmektedir.  $\sigma^2$  parametresi görüş hattı dışından gelen çokyol bileşenlerinin toplam ortalama gücüdür ve NLOS durumunda alıcıya gelen toplam güce eşittir.  $\sigma^2 = P_r$  değeri (4.6)'da gösterildiği gibi kestirilebilir.

$$P_r = \frac{1}{N} \sum_i^N |z(T_s i)|^2 \quad (4.6)$$

İncelenen makalede Kolmogorov-Smirnov testi kullanılarak ölçümlerin dağılımları ile Rayleigh olasılık dağılım fonksiyonu kıyaslanmıştır [21]. Ölçümlerin kıyaslanan teorik olasılık dağılım fonksiyonu ile aynı dağılıma sahip olması ve farklı dağılıma sahip olması iki farklı hipotezdir. Kolmogorov-Smirnov testinde, kıyaslanacak olan olasılık dağılım fonksiyonunun birikmeli dağılım fonksiyonu  $F_E$ , ile ölçümlerin birikmeli dağılım fonksiyonlarının,  $F_O$ , farklarının mutlak değerlerinin maksimum değeri bulunur ve örnek sayısına bölünür.

$$\hat{D} = \frac{\max|F_E - F_O|}{N} \quad (4.7)$$

$\alpha$  önem değeri testin hatalı olma yüzdesinin ölçümüdür.  $\alpha = 0.05$  değeri için sınır değeri (4.8) ile gösterilmektedir.

$$D = 1.358 / \sqrt{N} \quad (4.8)$$

$N$  örnek sayısıdır.  $\hat{D} < D$  durumunda ölçümlerin kıyaslanan teorik dağılım fonksiyonu ile aynı dağılıma sahip olduğu kabul edilir, aksi halde farklı dağılımlara sahip oldukları kabul edilir.

### 4.3 Ortalama Gecikme Yayılması

Güç gecikme dağılımı veya çokyollu şiddet profili,  $A_h(\tau)$  aşağıdaki formülde de gösterildiği gibi  $\Delta t = 0$  durumunda, kanal dürtü tepkisinin özilinti fonksiyonudur.

$$E[h^*(\tau_1; t)h(\tau_2; t + \Delta t)] = A_h(\tau_1; \Delta t)\delta[\tau_1 - \tau_2] \triangleq A_h(\tau; \Delta t) \quad (4.9)$$

Güç gecikme dağılımı,  $\tau$  ye bağlıdır ve  $\tau$  gecikmesine sahip çokyol bileşenlerinin gücünü verir. Kanalı karakterize etmek için güç gecikme dağılımı kullanılabilir. Ortalama gecikme yayılması, güç gecikme dağılımını kullanarak bulunabilir.

$$\mu_{T_m} = \frac{\int_0^{\infty} \tau A_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} A_h(\tau) d\tau} \quad (4.10)$$

$\mu_{T_m}$ ,  $T_m$  rastgele gecikme yayılmasının ortalama değerini vermektedir.  $T_m$  gecikme yayılmasının dağılımı aşağıdaki formül ile  $A_h(\tau)$  cinsinden tanımlanır.

$$p_{T_m} = \frac{A_h(\tau)}{\int_0^{\infty} A_h(\tau) d\tau} \quad (4.11)$$

Ortalama gecikme yayılması, alıcı ve verici arasındaki uzaklıktan bağımsız olarak, LOS/NLOS sınıflandırmasını yapmak için kullanılabilir. Alıcı LOS durumunda iken, görüş hattından gelen bileşen en güçlü ve ilk gelen bileşen olduğu için, ortalama gecikme yayılması değeri bu bileşenin etkisiyle sifıra yaklaşacaktır. NLOS durumunda ise, çokyol bileşenlerinin güç değerleri ortama göre değişmektedir ve ortalama gecikme yayılması değerini sifıra yaklaştıran, görüş hattından gelen güçlü bileşen yoktur. Bu sebeple NLOS durumunda, ortalama gecikme yayılmasının LOS durumuna göre daha büyük çıkması beklenmektedir. Bu hipotez, benzetimlerde farklı ortamlarda test edilmiştir. Farklı ortamlarda alınan

ölçümlerden LOS ve NLOS durumları için histogramlar oluşturulmuştur ve bu histogramlar kullanılarak, alıcının LOS yada NLOS durumunda olduğu hipotez testi ile bulunmak istenmektedir. Ölçümlerle oluşturulan histogramlar kullanılarak, istenen  $P_{FA}$  değerine ulaşmak için gerekli eşik değeri bulunur ve bu eşik değeri ile incelenen alıcının kanalının ortalama gecikme yayılması ile kıyaslanır. Bu kıyaslamamanın sonucunda, alıcının LOS yada NLOS durumunda olduğuna karar verilir.

$$\begin{aligned} H_0 : \mu_{T_m} &\leq th_{P_{FA}} , & LOS \\ H_1 : \mu_{T_m} &> th_{P_{FA}} , & NLOS \end{aligned} \quad (4.12)$$

#### 4.4 RMS Gecikme Yayılması

Ortalama gecikme yayılmasının yanında kanalın çokyol bileşenlerini karakterize etmek için kullanılan bir başka parametre de RMS gecikme yayılmasıdır. RMS gecikme yayılması,  $T_m$  rastgele gecikme yayılmasının standart sapma değeridir. Ortalama gecikme yayılmasının tanımında kullanılan güç gecikme profili RMS gecikme yayılmasını tanımlamak için de kullanılmaktadır. RMS gecikme yayılması aşağıdaki formül ile gösterilebilir.

$$\sigma_{T_m} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \mu_{T_m})^2 A_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} A_h(\tau) d\tau}} \quad (4.13)$$

RMS gecikme yayılması da LOS/NLOS sınıflandırmalarında kullanılabilir. Alıcı LOS durumunda iken, görüş hattından gelen bileşen en güçlü ve en önce gelen bileşendir.  $\mu_{T_m}$  değeri LOS bileşeninin gecikme zamanına yakın olduğu için,  $A_h(\tau)$  değeri LOS bileşeni için büyük olsa da formüle etkisi az olacaktır. NLOS durumunda ise  $\mu_{T_m}$  değerinden uzakta da güçlü bileşenler olabileceği için, NLOS durumunda kanalın RMS gecikme yayılması LOS durumundaki kanalın gecikme yayılmasından daha büyük olacaktır. Simülasyonlarda farklı ortamlarda bu teoremin testi yapılmıştır ve RMS gecikme yayılmasının ortamdan ortama değişiklik göstermesine rağmen LOS değerlerinin NLOS değerlerinden küçük olduğu görülmüştür. RMS gecikme yayılmasının NLOS/LOS sınıflandırılmasında kullanılabilmesi için önce içinde bulunulan ortama göre LOS ve NLOS alıcı kanallarının örnekleri kullanılarak histogramlar oluşturulmalıdır. Daha sonra bu



histogramlar yardımı ile istenilen  $P_{FA}$  değeri için eşik değeri seçilmelidir. NLOS/LOS testi sırasında, test edilmek istenilen ölçüm değeri bu daha önceden belirlenen eşik değeri ile kıyaslanmalı ve LOS/NLOS kararı bu kıyaslamamanın sonucuna göre verilmelidir.

$$\begin{aligned} H_0 : \sigma_{T_m} &\leq th_{P_{FA}} , & LOS \\ H_1 : \sigma_{T_m} &> th_{P_{FA}} , & NLOS \end{aligned} \quad (4.14)$$

#### 4.5 Ricean K Faktörü

İstatistiksel olarak incelendiğinde, alıcıya gelen sinyaller, alıcı NLOS durumundayken yani görüş hattından gelen güçlü bir bileşen yokken, karmaşık sıfır-ortalamalı Gauss dağılımına sahip rastgele değişkenler olarak modellenmektedir. Kompleks sinyalin fazı  $\theta = \tan^{-1} \frac{r_Q(t)}{r_I(t)}$  ile gösterilmektedir ve birbiciimli dağılıma sahiptir. Temel bantlı, karmaşık sinyalin genliği  $z(t) = |r(t)| = \sqrt{r_I^2(t) + r_Q^2(t)}$  şeklinde gösterilmektedir ve Rayleigh dağılımına sahiptir. Alıcıya gelen sinyallerin eş fazlı ve dik fazlı bileşenlerinin varyanslarının  $\sigma^2$  olduğu varsayılmaktadır. Rayleigh rastgele dağılım fonksiyonu aşağıdaki formül ile ifade edilebilir.

$$p_z(z) = \frac{2z}{P_r} e^{-z^2/P_r} = \frac{z}{\sigma^2} e^{-z^2/2\sigma^2}, \quad x \geq 0 \quad (4.15)$$

Alıcıya gelen sinyalin ortalama gücü  $P_r = \sum_n E[a_n^2] = 2\sigma^2$  ile gösterilmektedir. Formüldeki  $a_n$  değeri n'nci çokyol bileşeninin genliğini ifade etmek için kullanılmaktadır. Alıcıya gelen sinyalin gücü de üssel dağılıma sahiptir. Değişken değiştirilerek,  $z^2(t) = |r(t)|^2$  dağılımı fonksiyonu aşağıdaki formül ile tanımlanabilir.

$$p_{z^2}(x) = \frac{1}{P_r} e^{-x/P_r} = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-x/2\sigma^2}, \quad x \geq 0 \quad (4.16)$$

Eğer alıcı LOS durumunda ise, yani kanalda görüş hattından gelen güçlü bir bileşen varsa, alıcıya gelen karmaşık sinyalin eş fazlı  $r_I(t)$  ve dik fazlı  $r_Q(t)$  bileşenleri sıfır-ortalamalı değildir. Bu durumda, alıcıya gelen sinyal görüş hattından gelen bileşenin ve diğer saçıcılardan gelen çokyol bileşenlerinin

oluşturduğu Gaussian dağılımlı karmaşık sinyallerin toplamıdır. Sinyalin zarfı aşağıdaki formül ile gösterilen Rice dağılımına sahiptir.

$$p_z(z) = \frac{z}{\sigma^2} e^{\left[-\frac{(z^2+s^2)}{2\sigma^2}\right]} I_0\left(\frac{zs}{\sigma^2}\right), \quad z \geq 0 \quad (4.17)$$

Burada,  $2\sigma^2 = \sum_{n,n \neq 0} E[a_n^2]$  parametresi, alıcıya görüş hattı dışından gelen çokyol bileşenlerinin ortalama gücüdür.  $s^2 = a_0^2$  de görüş hattından alıcıya gelen bileşenin gücüdür.  $I_0$  Bessel fonksiyonudur. Rice sönümlenmesindeki ortalama güç aşağıdaki formül ile verilebilir.

$$P_r = \int_0^\infty z^2 p_z(z) dz = s^2 + 2\sigma^2 \quad (4.18)$$

Ricean dağılımı, genellikle zayıflama parametresi K ile tanımlanır.

$$K = \frac{s^2}{2\sigma^2} \quad (4.19)$$

Görüş hattı üzerinden gelen sinyalin gücü, Ricean faktörü K ve alıcıya gelen ortalama sinyal gücü P cinsinden  $s^2 = KP/(K+1)$  şeklinde ifade edilebilir. Görüş hattı dışından gelen çokyol bileşenlerinin gücü de, Ricean faktörü K ve alıcıya gelen ortalama sinyal gücü P cinsinden  $2\sigma^2 = P/(K+1)$  şeklinde ifade edilebilir. Ricean dağılımının fonksiyonu bu formüller kullanılarak P ve K cinsinden yazılabilir.

$$p_z(z) = \frac{2z(K+1)}{P_r} e^{\left[-K - \frac{(K+1)z^2}{P_r}\right]} I_0\left(2z \sqrt{\frac{K(K+1)}{P_r}}\right), \quad z \geq 0 \quad (4.20)$$

K = 0 durumunda, alıcıya gelen sinyalin genliği Rayleigh rastgele dağılımına sahiptir. Alıcıya, görüş hattından gelen bileşenin gücü  $s^2$  sıfırdır. Bu durumda alıcıya gelen sinyal karmaşık sıfır ortalamalı Gauss dağılımlı olarak gösterilebilir ve genliği de Rayleigh dağılımlı olur. K =  $\infty$  durumunda ise,  $2\sigma^2 = 0$ 'dır yani görüş hattı dışından gelen çokyol bileşenlerinin ortalama gücü sıfırdır. Bu durum, sinyalin uzayda yayılımının modellenmesinde görülebilir, sinyal vericiden alıcıya sadece görüş hattı üzerinden iletilir, hiçbir saçıcı ile etkileşime girmez.

Rice K faktörü görüş hattından gelen bileşenin gücünün diğer saçıcılardan gelen bileşenlerin toplam gücüne oranı olarak tanımlanır ve aynı zamanda link kalitesi olarak da yorumlanabilir. Bu yüzden, kanal kestirimi, link budget hesaplamaları,

uyarlamalı modülasyon ve yerleştirme uygulamaları gibi kablosuz iletişim senaryolarında Rice K faktörünün kestirimi önemlidir. Literatürde, Rice dağılımının yüksek dereceli momentlerini kullanarak K faktörünün kestirimini yapan çalışmalar vardır. Bunlardan birinin de yazarlar, Rice K faktörünü kestirmek için, Rice dağılımının ikinci ve dördüncü momentlerini kullanarak basit kapalı formda bir çözüm geliştirmişlerdir [25]. Bu çözüm aşağıdaki formül ile gösterilebilir.

$$\hat{K}_{2,4} = \frac{-2\hat{u}_2^2 + \hat{u}_4 - \hat{u}_2\sqrt{2\hat{u}_2^2 - \hat{u}_4}}{\hat{u}_2^2 - \hat{u}_4} \quad (4.21)$$

Burada  $\hat{u}_n$ , Rice dağılımının n inci momenti

$$\hat{u}_k = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} R^k(iT_s), \quad (4.22)$$

N örnek sayısı ve  $T_s$  örnekleme periyodudur.

ikinci ve dördüncü momentleri kullanarak kestirilen Ricean K faktörü, LOS/NLOS ayırımını yapmak için kullanılabilir [20]. Eğer Ricean K-faktörünün değeri birden büyükse(LOS bileşenini gücü diğer saçıcılardan gelen bileşenlerin toplam gücünden büyük) verici ve alıcı arasındaki iletişim LOS olarak tanımlanır. Diğer durumda saçıcılardan gelen bileşenlerin toplam gücü LOS bileşeninin gücünden büyük ve iletişim NLOS olarak tanımlanır. Bu şekilde karar mekanizması ikili hipotez testine dönüşür.

$$\begin{aligned} H_0 : \hat{K} > 1, LOS \\ H_1 : \hat{K} \leq 1, NLOS \end{aligned} \quad (4.23)$$

Fakat bu ikili hipotez testi her durumda doğru sonuçlar verememektedir. Çünkü 1  $\mu$ s civarında rms gecikme yayılmasına sahip olan şehir içi makro hücreli ortamlarda  $K \approx 1$ 'dir, yani LOS bileşeninin gücü diğer saçıcılardan gelen bileşenlerin toplam gücüne eşittir. Bu tip şehir içi ortamlarda etrafta çok fazla saçıcı vardır, çok uzaktaki bir saçıcıdan bile güçlü bir bileşen gelebilmektedir, böylece bu tip bir ortamın gecikme yayılması büyük değerlere sahip olabilir. Bunların da etkisiyle, alıcı LOS bile olsa, ortamdaki saçıcılardan gelen bileşenlerin toplam gücü de yüksek olabildiği için kestirilen K değerleri 1'e yaklaşmaktadır.

Tezdeki Ricean K faktörünü kullanan yöntem ise, her ortam için sabit bir eşik değeri yerine farklı eşik değerleri hesaplamaktadır. Bu yöntem için, testin yapılacağı ortamda farklı örnekler alınmalı ve LOS, NLOS durumları için Ricean K

faktörünün histogramları çıkarılmalıdır. Çıkarılan histogramlar ve isterlere göre belirlenen  $P_{FA}$  değeri kullanılarak eşik değeri hesaplanabilir. Daha sonra bu ortamdaki LOS/NLOS sınıflandırılmaları için ikili hipotez testlerinde bu eşik değeri kullanılarak alıcının LOS ya da NLOS durumunda olduğuna karar verilir.

$$\begin{aligned} H_0 : \hat{K} > th_{P_{FA}} , & \quad LOS \\ H_1 : \hat{K} \leq th_{P_{FA}} , & \quad NLOS \end{aligned} \quad (4.24)$$

## 5 ÖNERİLEN YÖNTEM

İncelenen benzetim sonuçlarında NLOS/LOS sınıflandırması için en uygun yöntemin alıcıya gelen sinyalin genlik değerini belirli bir eşik değeri ile karşılaştırmak olduğu görülmüştür. Sınıflandırmanın yapılacağı ortamlar için farklı eşik değerleri çıkartılmalıdır. Bu eşik değerleri her ortam için LOS ve NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin genliklerinin histogramlarının çıkartılması yardımı ile bulunabilir.

Daha önceki bölümlerde de gösterildiği gibi alıcıya gelen karmaşık sinyalin genliği (5.1) de gösterildiği şekilde ifade edilebilir.

$$|r(t)| = \sqrt{r_I^2 + r_Q^2} \quad (5.1)$$

Belirlenimci olarak modellenen kanalda Ricean dağılımında olduğu gibi NLOS durumundaki bir alıcıya gelen sinyalin genliğine etki eden iki farklı bileşen vardır. Alıcıya gelen sinyalin gücüne etki eden bu bileşenler, çokyol bileşenlerinden gelen belirlenimci olarak modellenmiş genlik değeri ve gürültünün varyansıdır. LOS durumunda ise alıcıya gelen sinyalin gücüne görüş hattından gelen bileşenler de katkı yapmaktadır. Vericiden yaklaşık olarak aynı uzaklıktaki LOS durumundaki alıcıya gelen sinyalin gücü çoğu zaman aynı uzaklıktaki NLOS durumundaki alıcıya gelen sinyalin gücünden fazla olmaktadır. Bunun en önemli nedeni de LOS bileşenin her zaman için diğer çokyol bileşenlerinden daha güçlü olmasıdır. Görüş hattından gelen bileşenin genliği sadece verici ve alıcı arasındaki uzaklığa bağlı olarak yol kaybına maruz kalır. Fakat diğer çokyol bileşenleri yansıma ve kırınım sonrası büyük kayıplara maruz kalır. En fazla güç kaybı kırınım ile görülür, bu yüzden görüş hattından ve yansımaya uğrayarak alıcıya gelen çokyol bileşenlerinin yanında kırınım ile gelen bileşenler bazı durumlarda ihmal bile edilebilir ve modellere katılmazlar. Fakat şehir içi yayılımın modellenmesinde kırınımın etkileri önemlidir, çünkü sinyalin görüş hattından ve yansıma ile alıcıya ulaşmadığı yoğun ortamlarda, kırınıma uğrayarak gelen sinyaller diğer bileşenlerden daha güçlü olarak gelebilir.

Amaç, LOS durumunda olan alıcıları seçmek olduğu için,  $P_{FA}$ , NLOS durumundaki bir alıcının, karar verme algoritması sonucunda LOS olarak seçilme olasılığı olarak tanımlanmıştır. Önerilen yöntemde ortama bağlı olarak LOS ve NLOS

konumlarındaki alıcıların genlik dağılımları önceden çıkarılmaktadır ve istenen  $P_{FA}$ 'ya göre bir eşik değeri bulunmaktadır. Eşik değeri aşağıdaki formül yardımı ile  $P_{FA}$ 'dan bulunabilir [26].

$$P_{FA} = \int_{th_{P_{FA}}}^{\infty} p_{X|H_0}(X|H_0)dX \quad (5.2)$$

Daha sonra, alınan örnekler bu eşik değeri ile kıyaslanmakta ve LOS/NLOS sınıflandırması bu kıyaslama sonucunda yapılmaktadır.

$$\begin{aligned} H_0 : |r(t)| > th_{P_{FA}} , \quad LOS \\ H_1 : |r(t)| \leq th_{P_{FA}} , \quad NLOS \end{aligned} \quad (5.3)$$

Bu yöntemin, literatürdeki Rayleigh olasılık dağılım fonksiyonu ile kıyaslama algoritmalarına göre daha iyi sonuçlar verdiği düşünülmektedir. Çünkü ışın izleme yöntemi ile ortama has genlik dağılım fonksiyonları birebir olarak çıkartılmıştır ve hipotez testinin yapılacağı eşik değeri de bu dağılımlardan bulunmaktadır. Önerilen yöntem de, birden çok alıcı ile alınan ölçümler sonucunda ortamın etkisinin genlik üzerindeki etkisi bulunmuş olmaktadır. Bu yüzden elde edilen histogramlar ve eşik değeri ölçümlerin alındığı ortamlarda en doğru sonucu üretecektir.

Önerilen yöntem istenen  $P_{FA}$ 'ya göre çok daha yüksek  $P_D$ 'lere ulaşmaya imkân tanır. Fakat bu yöntem her ortam için önceden genlik dağılımlarını çıkartmayı gerektirmektedir, çünkü genlik, sık binaların olduğu bir ortamda farklı bir dağılıma sahip iken, kasaba türü dağınık yerleşimin olduğu ortamlarda daha farklı bir dağılıma sahip olacaktır. Ayrıca vericinin ortama olan uzaklığı ile de genlik dağılımları değişiklik göstermektedir. Bu yöntemin kullanılması için, genlik testi uygulanmadan önce ortamdaki alıcılar tarafından ölçümler alınmalı ve genlik histogramları çıkartılmalıdır, daha sonra bu histogramlar yardımı ile uygun eşik değeri hesaplanabilir.

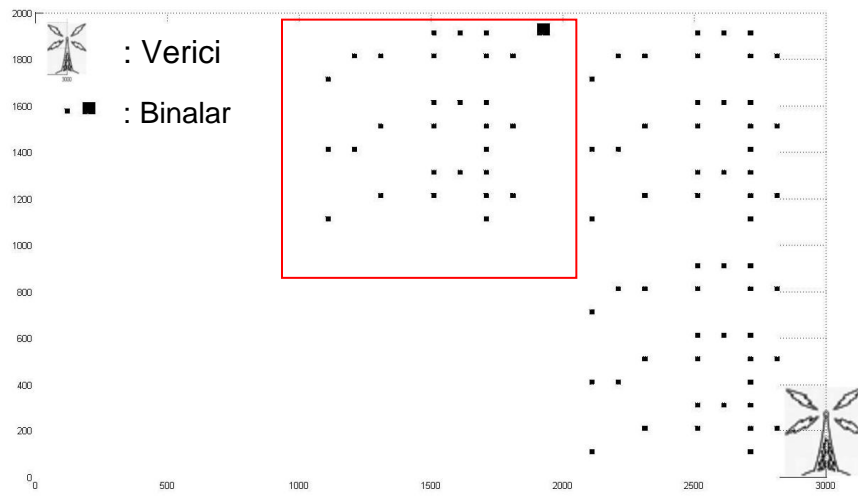
## 6 SİMÜLASYONLAR VE SONUÇLARI

Bu bölümde önerilen yöntem ve literatürdeki diğer yöntemlerin karşılaştırılmaları verilmektedir. Benzetimler için üç farklı ortam kullanılmıştır. Her farklı ortam için benzetimlerde kullanılacak LOS ve NLOS durumundaki alıcılara gelen sinyaller oluşturulur. Belirlenen konumlardaki alıcılar için çokyol bileşenleri ışın izleme programının yardımı ile üretilir ve gürültü seviyesi ile sinyal bant genişliği parametrelerine göre alıcıya gelen sinyaller üretilir. Rastgele seçilen alıcılar ile TDOA algoritması kullanılarak vericinin yeri bulunmaya çalışılır. Vericinin kestirilen yeri ile gerçek konumu arasındaki uzaklık kestirim hatasını vermektedir ve bu hataya etki eden en önemli faktörlerden birisi de yer bulma algoritmasında kullanılan ölçümlerin NLOS konumunda olan alıcılardan gelmesidir. Bu yüzden yer bulma algoritmasının hata miktarı algoritmada kullanılan NLOS durumundaki alıcı sayısı ile orantılıdır. NLOS/LOS sınıflandırma algoritmasının NLOS durumundaki alıcıları LOS olarak sınıflandırma oranı  $P_{FA}$  ile gösterilmiştir. NLOS sayısına karşılık yer bulma hatası grafiğinden elde edilen minimum NLOS sayısından NLOS/LOS sınıflandırma algoritmasının yanlış alarm olasılık değeri,  $P_{FA}$  elde edilir. Elde edilen  $P_{FA}$  parametresine bağlı olarak da NLOS/LOS sınıflandırması için kullanılacak eşik değeri (5.2) kullanılarak hesaplanır.

Benzetimlerde, DSSS yönteminde kullanılan çip süresi 250 ns'dir ve çip uzunluğu da 128'dir.

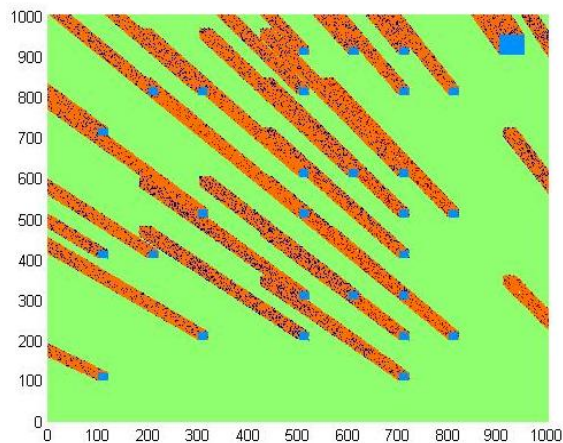
## 6.1 Senaryo 1

Simülasyonların yapıldığı ilk senaryo da dağınık yerleşim modellenmeye çalışılmıştır. Binaların yükseklikleri 10m'dir. Alıcıların yükseklikleri 1.5m ve vericinin yüksekliği ise 50m'dir. Alıcılar 1km<sup>2</sup> alanın içinden rastgele olarak seçilmiştir. Verici 1km<sup>2</sup>'lik alanın ortasına 2km kadar uzaklıktadır. Şekil 6.1'de senaryo 1 gösterilmiştir. Alıcılar kırmızı hat ile çevrelenmiş bölge içinden seçilmiştir. Siyah noktalarla gösterilenler ortamdaki yapılardır. Işın izleme algoritması ile bu alandan rastgele seçilen alıcılara gelen ışınlar farklı gürültü seviyeleri ve sembol süreleri için hesaplanmıştır.



Şekil 6.1 Senaryo 1

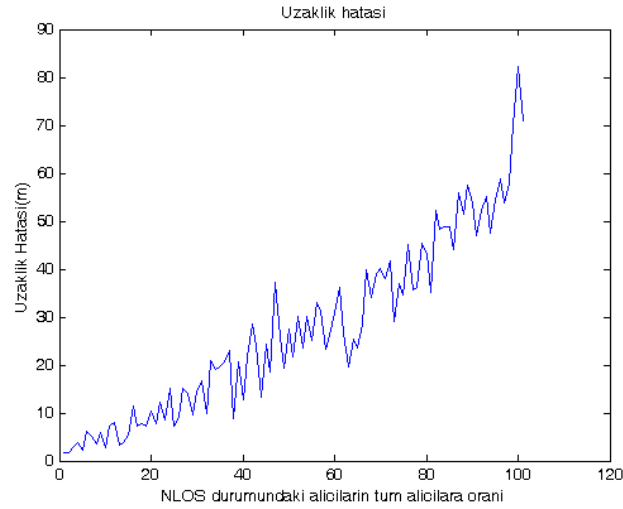
Şekil 6.2'de LOS ve NLOS durumundaki alıcıların olduğu konumlar gösterilmiştir. Yeşil renk ile gösterilen bölgedeki alıcılara görüş hattı üzerinden bir bileşen ulaşmaktadır. Turuncu renk ile gösterilen bölgelerdeki alıcılar ise direkt olarak vericiyi görememektedir.



Şekil 6.2 Senaryo 1de LOS ve NLOS konumları



Yer bulma algoritmasında kullanılan NLOS durumundaki alıcı sayısı arttıkça yer bulma algoritmasının hatası da artmaktadır. Şekil 6.3'de NLOS sayısı vs hata grafiği verilmiştir. NLOS/LOS sınıflandırma algoritmasının NLOS durumundaki alıcıları LOS olarak sınıflandırma oranı  $P_{FA}$  ile gösterilmiştir. İstenen hata oranına bağlı olarak NLOS/LOS sınıflandırma algoritmasının  $P_{FA}$  değeri bu grafik yardımı ile elde edilebilir.



Şekil 6.3 Algoritmadaki NLOS oranına karşılık gelen yer kestirimi hatası

Aşağıdaki bölümlerde ilk olarak DSSS sistemleri için farklı gürültü seviyelerinde NLOS/LOS sınıflandırma algoritmalarının benzetim sonuçları gösterilmiştir. Daha sonra ise tek taşıyıcılı sistemlerde farklı sembol süreleri için NLOS/LOS sınıflandırma algoritmalarının sonuçları verilmiştir.

### 6.1.1 DSSS sistemlerinde -110dbm gürültü seviyesi

Bu bölümde -110dbm gürültü seviyesinde gerçekleştirilen benzetimler verilmiştir. Şekil 6.4(a)'da LOS durumunda olan bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü üzere sinyal gürültü oranı çok yüksektir ve yaklaşık olarak 90dB'ye denk gelmektedir. Şekil 6.4(b)'de NLOS durumundaki bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. NLOS durumunda bile sinyal gürültü oranı çok yüksektir. Aşağıdaki bölümlerde bu sinyal gürültü oranında gerçekleştirilmiş olan benzetim sonuçları verilmiştir.

Şekil 6.5(a-e)'de -110dbm gürültü seviyesinde oluşturulan NLOS ve LOS durumlarındaki alıcıların genlik histogramları verilmiştir. Bu histogramlardan görüldüğü üzere bu gürültü seviyesinde genlik testleri iyi sonuçlar üretebilmektedir.

Işın izleme algoritması ile oluşturulan sinyaller incelendiğinde LOS bileşenlerinin en yüksek genlik değerlerine sahip sinyaller oldukları gözlemlenmiştir. Yansımaya uğrayarak alıcıya ulaşan sinyallerin ise genlikleri görüş hattından gelen bileşenlere göre daha düşük olmaktadır. Kırınımaya uğramış çokyol bileşenleri ise en fazla zayıflamaya maruz kalarak alıcıya ulaşan bileşenlerdir. Şekil 6.5(a)'da da görüldüğü gibi NLOS durumundaki alıcıların genlik histogramlarının iki farklı tepe noktası vardır. Soldaki tepe noktası kırınımaya uğramış bileşenlerin genlik değerleri ile oluşmuştur. Sağdaki daha küçük olan tepe noktası ise sadece yansımaya uğramış olan bileşenler ile oluşmuştur.

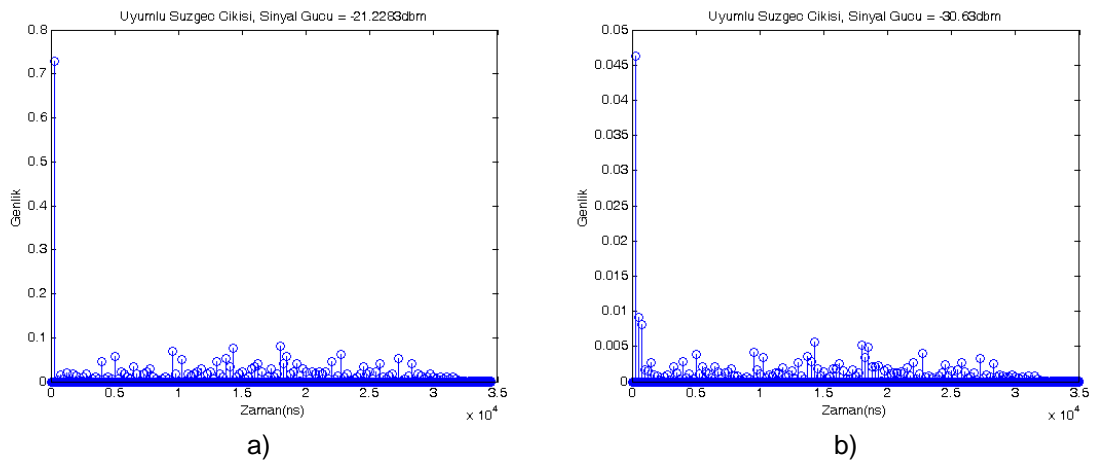
Şekil 6.5(b)'de -110dbm gürültü seviyesinde oluşturulan NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyalleri kurtosis değerlerinin histogramları gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü üzere bu gürültü seviyesinde kurtosis iyi değerler üretememektedir. Hiç gürültünün olmadığı durumda NLOS durumundaki alıcılara yansımaya uğrayarak gelen bileşenler, alıcıdaki sinyalde yüksek kurtosis değerlerine sebep olabilmektedir. Şekil 6.4(b)'de de zaten bu durum gözlenebilmektedir. Şekil 6.4(b)'de ki sinyal NLOS durumundaki bir alıcıdan alınmıştır. Fakat görüldüğü gibi ilk bileşen diğer bileşenlere göre güçlüdür, böylece uyumlu süzgeç çıkışında görülen sinyal daha sivri tepeli bir hal almıştır. Sonuç olarak bazı durumlarda NLOS durumlarındaki alıcılardaki sinyallerin de yüksek kurtosis değerlerine sahip olabildikleri gözlemlenmiştir.

Şekil 6.5(c-d)'de -110dbm gürültü seviyesinde NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin ortalama gecikme yayılması ve ortalama karesel gecikme yayılması histogramları gösterilmiştir. Bu şekillerde de görüldüğü gibi gürültünün zayıf olduğu durumlarda bu parametreler NLOS ve LOS sınıflandırması yapabilmek için elverişli değildir. NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin de güçlü ilk bileşenlere sahip olabilmesi kurtosis histogramlarını etkilediği gibi ortalama gecikme yayılması ve rms gecikme yayılması histogramlarını da etkilemiştir. Şekillerde de görüldüğü gibi LOS durumlarında alıcıların histogramları belirli bir değer etrafında toplanmıştır. Bunun sebebi görüş hattından gelen bileşenin baskın olması ve ortalama gecikme yayılması ve rms gecikme yayılması değerlerini kendi etrafında toplamasıdır. NLOS durumlarındaki alıcıların histogramlarında ise LOS histogramları kadar olmasa da belli bir değer etrafında kümelenme görülmektedir. Bunun da sebebi yansıma ile gelen bileşenlerin de

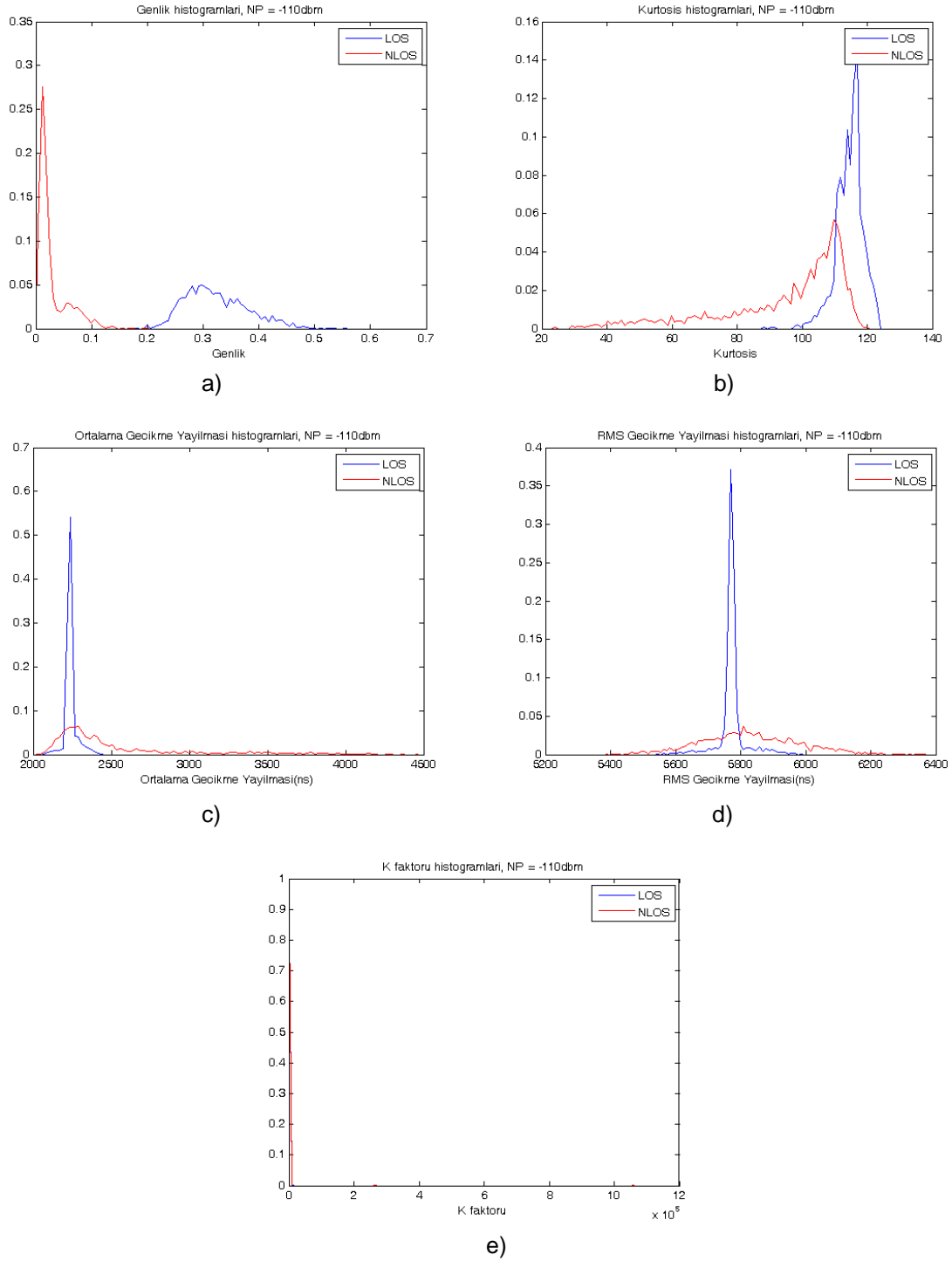
LOS kadar güçlü olmasa da diğer bileşenlerden baskın olabilmesidir. Bunun sonucunda ortalama gecikme yayılması değerleri bu yansıma bileşenlerinin gecikmeleri etrafında kümelenir ve rms gecikme yayılması değerleri de bu bileşenlerin varlığında daha küçük değerler alır.

Şekil 6.5(e)'de -110dbm gürültü seviyesinde NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin Ricean K faktörlerinin histogramları verilmiştir. Sinyallerin Ricean K faktörleri (4.21)'de verilen formül ile kestirilmiştir. K faktörünün kestiriminin yapılabilmesi için aynı alıcıdan çok sayıda örnek almak gerekmektedir. Örnek sayısı az alınırsa K faktörü değerleri normalde çok yüksek çıkmaktadır. Şekil 6.5(e)'de de K faktörü 1000 civarında olan örnekler görülmektedir. Fakat aynı durum NLOS alıcılar için de geçerli olduğu için NLOS/LOS sınıflandırması az sayıdaki örnek ile yapılabilmektedir. Literatürdeki Ricean K faktörü ile NLOS/LOS sınıflandırmasının yapıldığı çalışmada Ricean K faktörünün kestirilebilmesi için 50 tane örneğin yeterli olduğu belirtilmiştir [20]. Eğer daha fazla örnek kullanılırsa Ricean K faktörünün kestiriminde K faktörü değerleri de daha küçük çıkacaktır. Fakat NLOS için birden küçük LOS için de birden büyük olduğu kesin ayırım hiçbir zaman görülememektedir.

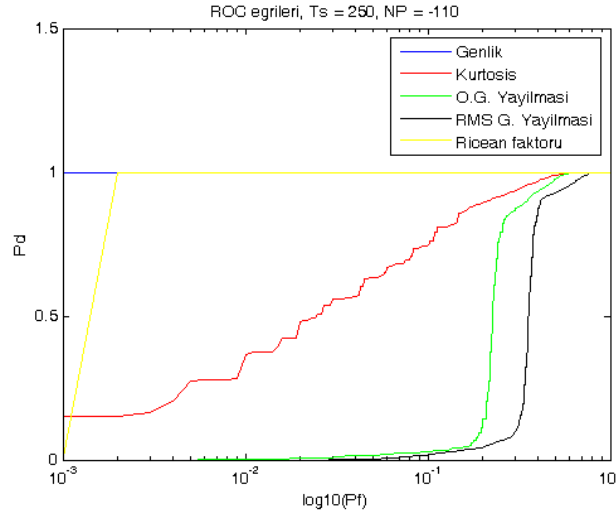
Şekil 6.6'da gösterildiği gibi -110dbm gürültü seviyesinde genlik değerleri kullanılarak gerçekleştirilen NLOS/LOS sınıflandırma algoritması en iyi performansı göstermektedir.



Şekil 6.4 Senaryo 1 için NP= -110dbm'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı



Şekil 6.5 Senaryo 1 için NP= -110dbm'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d) rms gecikme yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları



Şekil 6.6 Senaryo 1 için NP= -110dbm'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri

### 6.1.2 DSSS sistemlerinde -80dbm gürültü seviyesi

Bu bölümde -80dbm gürültü seviyesinde gerçekleştirilen benzetimler verilmiştir. Şekil 6.7(a)'da LOS durumunda olan bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü üzere sinyal gürültü oranı çok yüksektir ve yaklaşık olarak 60dB'ye denk gelmektedir. Şekil 6.7(b)'de NLOS durumundaki bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. NLOS durumunda bile sinyal gürültü oranı çok yüksektir. Aşağıdaki bölümlerde bu sinyal gürültü oranında gerçekleştirilmiş olan benzetim sonuçları verilmiştir.

Şekil 6.8(a)'de -80dbm gürültü seviyesinde oluşturulan NLOS ve LOS durumlarındaki alıcıların genlik histogramları verilmiştir. Bu şekilden de görüldüğü üzere, genlik değerleri kullanılarak gerçekleştirilen NLOS/LOS sınıflandırması NP=-110 dbm de olduğu gibi yüksek sinyal gürültü oranları için yüksek performans göstermektedir.

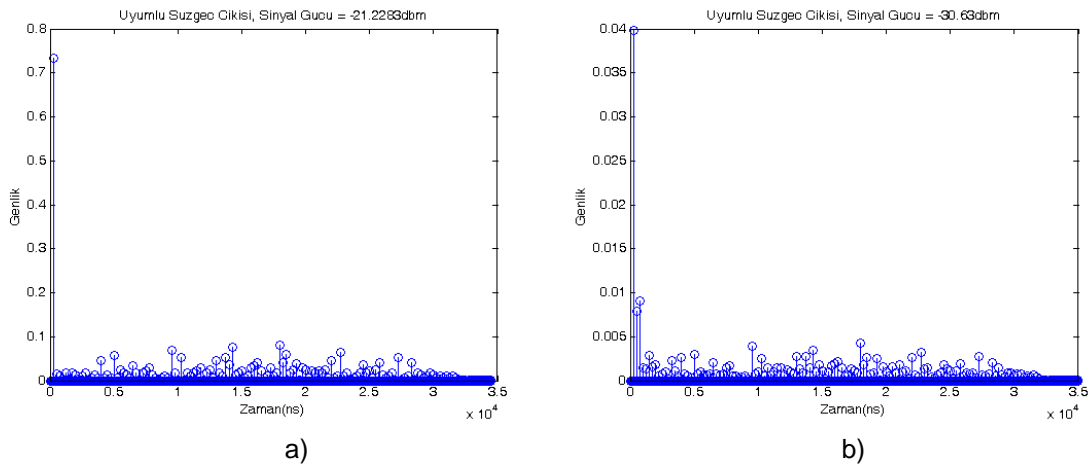
Şekil 6.8(b)'de -80dbm gürültü seviyesinde oluşturulan NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyalleri kurtosis değerlerinin histogramları gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü üzere bu gürültü seviyesinde kurtosis iyi değerler üretememektedir. -110dbm de görülen problemler -80dbm'de de kurtosis sonuçlarını etkilemektedir.

Şekil 6.8(c-d)'da -80dbm gürültü seviyesinde NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin ortalama gecikme yayılması ve rms gecikme yayılması

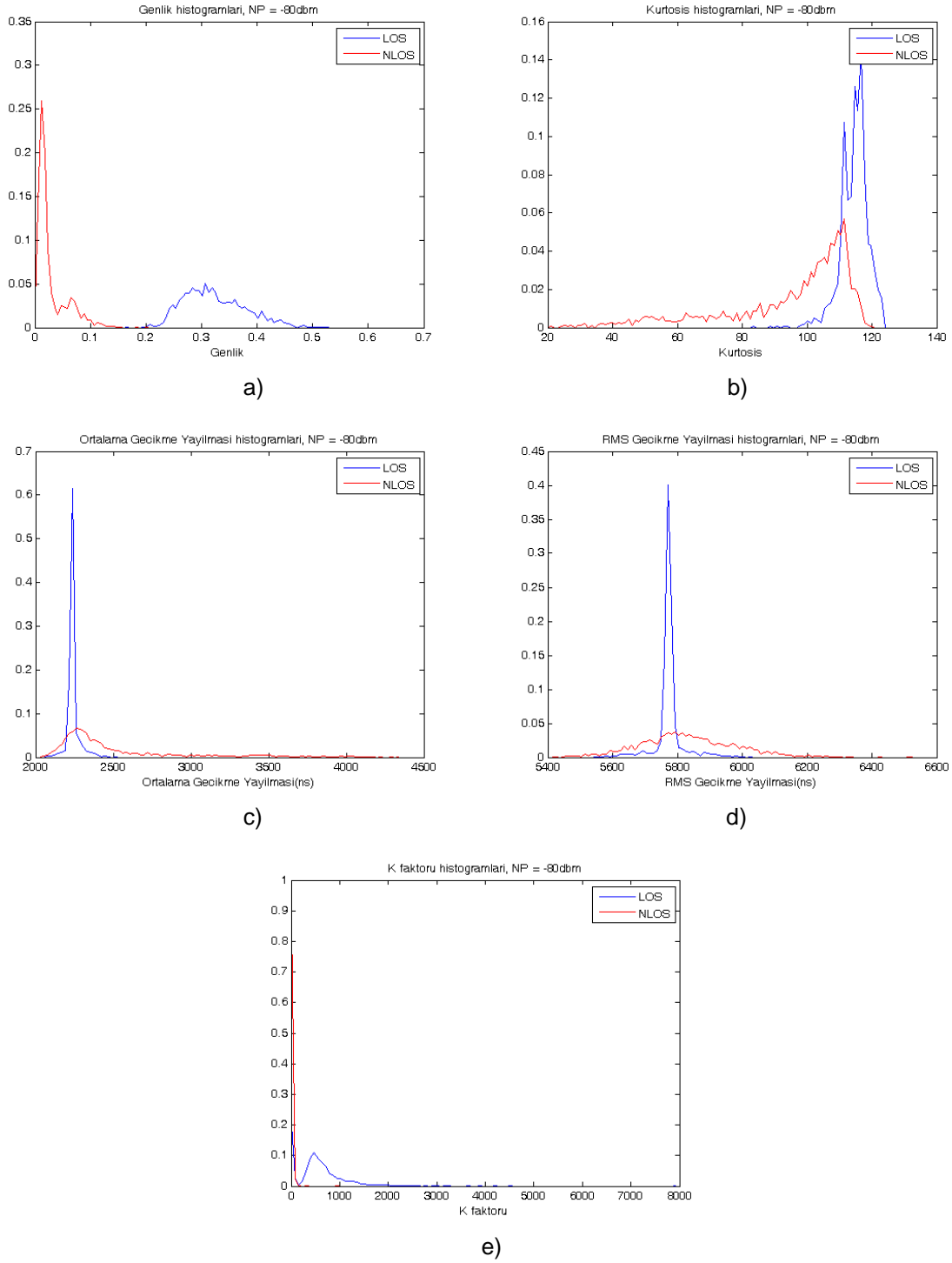
histogramları gösterilmiştir. -110dbm gürültü seviyesinde olduğu gibi çok yüksek sinyal gürültü oranının olduğu durumlarda bu parametreler NLOS ve LOS sınıflandırmasında kullanmak için elverişli değildir. -80dbm de bu testler -110dbm de görülen problemlerden etkilenmektedir.

Şekil 6.8(e)'da -80dbm gürültü seviyesinde NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin Ricean K faktörü histogramları gösterilmiştir. -110dbm seviyesinde olduğu gibi -80dbm gürültü seviyesinde de Ricean K faktörünün NLOS/LOS sınıflandırmasında kullanılmak için elverişli olduğu gözükmemektedir. Genlik histogramlarında olduğu kadar keskin bir ayırım olmasa da Ricean K faktörünün LOS durumundaki alıcılar için genellikle daha büyük olduğu gözükmemektedir.

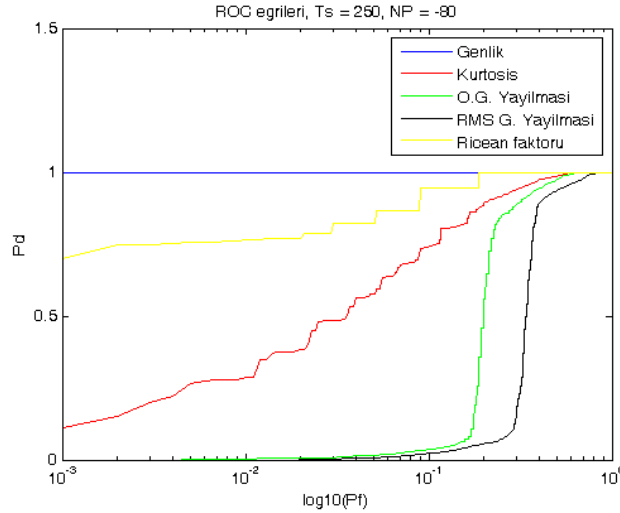
Şekil 6.9'da gösterildiği gibi -80dbm gürültü seviyesinde genlik değerleri kullanılarak gerçekleştirilen NLOS/LOS sınıflandırma algoritması en iyi performansı göstermektedir. Daha sonra sırası ile Ricean K faktörü ve kurtosis değerleri ile yapılan testler yüksek performans göstermektedir.



Şekil 6.7 Senaryo 1 için NP= -80dbm'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı



Şekil 6.8 Senaryo 1 için NP= -80dbm’de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e)Ricean Kfaktörü histogramları



Şekil 6.9 Senaryo 1 için NP= -80dbm'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri

### 6.1.3 DSSS sistemlerinde -50dbm gürültü seviyesi

Bu bölümde -50dbm gürültü seviyesinde gerçekleştirilen benzetimler verilmiştir. Şekil 6.10(a)'da LOS durumunda olan bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü üzere sinyal gürültü oranı 30db civarındadır. Şekil 6.10(b)'de ise NLOS durumundaki bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. NLOS durumunda ise sinyal gürültü oranı yaklaşık olarak 20db'dir. Aşağıdaki bölümlerde bu sinyal gürültü oranında gerçekleştirilmiş olan benzetim sonuçları verilmiştir.

Şekil 6.11(a)'da -50dbm gürültü seviyesinde oluşturulan NLOS ve LOS durumlarındaki alıcıların genlik histogramları verilmiştir. Bu şekilden de görüldüğü üzere, genlik değerleri kullanılarak gerçekleştirilen NLOS/LOS sınıflandırması gürültünün gücünün artmasına rağmen yüksek performans gösterebilmektedir.

Şekil 6.11(b)'de -50dbm gürültü seviyesinde oluşturulan NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyalleri kurtosis değerlerinin histogramları gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü üzere önceki gürültü seviyelerinde görülen problemler -50dbm gürültü seviyesinde görülmemektedir. Gürültünün gücünün NLOS bileşenlerinin gücüne yaklaşmasıyla alıcıya gelen sinyalde görülen dik tepeler azalmıştır, sinyal daha düzgünleşmiştir, böylece NLOS durumundaki alıcıların kurtosis değerleri de küçülmüştür. LOS bileşenleri ise hala çok daha güçlü olduğu için, kurtosis değerlerinde büyük değişiklikler olmamıştır. Gürültünün

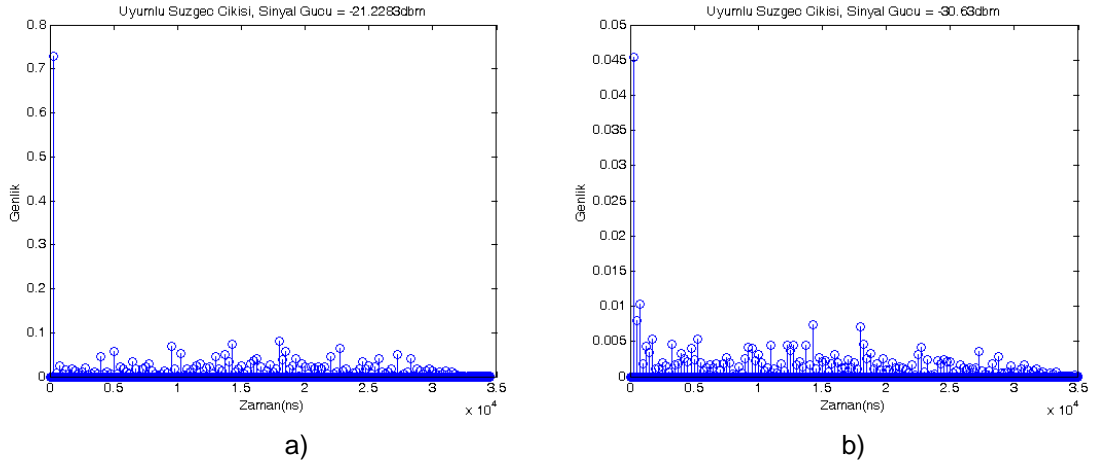


bu şekildeki etkisiyle kurtosis bu gürültü seviyesinde daha iyi bir performans sergilemektedir.

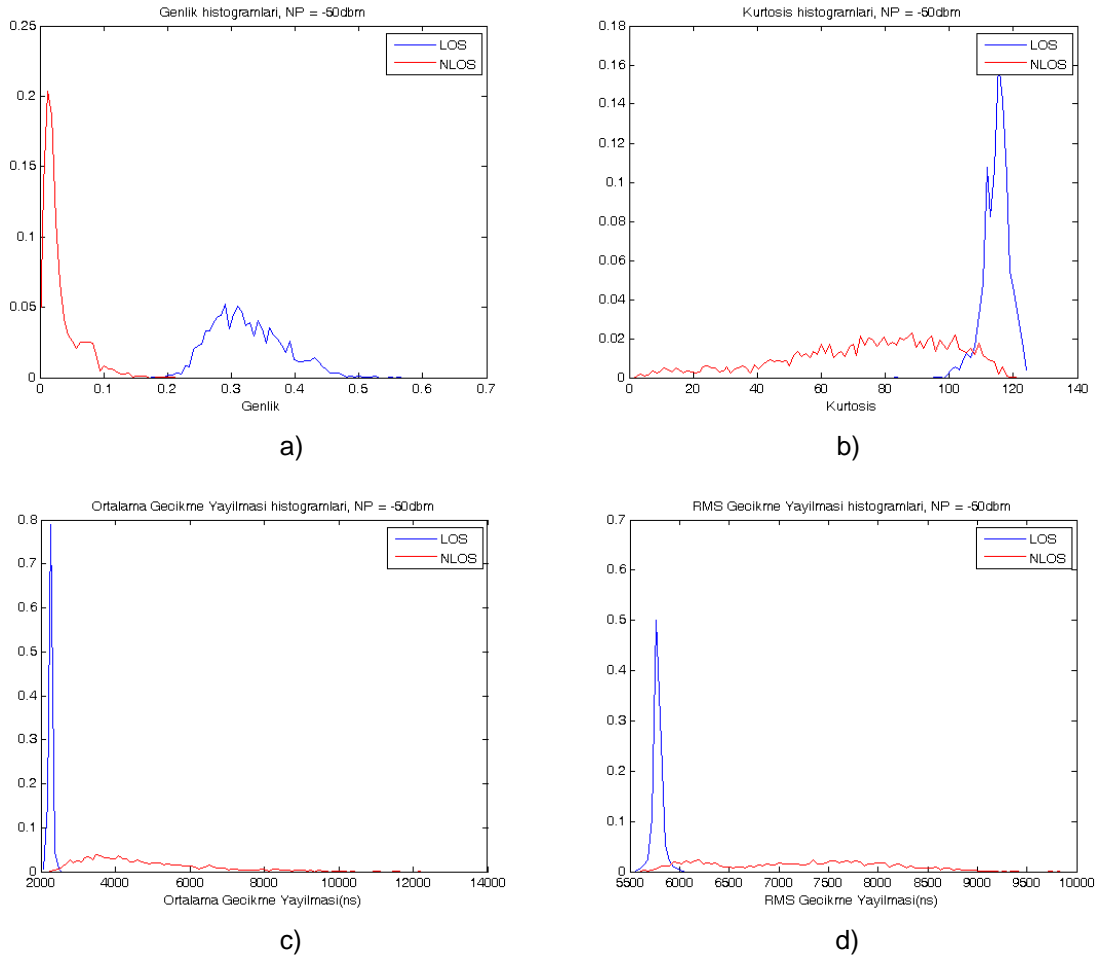
Şekil 6.11(c-d)'da -50dbm gürültü seviyesinde NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin ortalama gecikme yayılması ve rms gecikme yayılması histogramları gösterilmiştir. Kurtosis'de olduğu gibi bu parametreler de önceki gürültü seviyelerinde görülen problemleri -50dbm gürültü seviyesinde yaşamamaktadır. Gürültünün NLOS durumundaki alıcılara gelen sinyali düzleştirilmesi ile birlikte sinyalin ortalama gecikme yayılması ve rms gecikme yayılması değerleri daha büyük değerler almaya başlamıştır: Özellikle ortalama gecikme yayılmasının LOS ve NLOS durumları için histogramlarındaki keskin ayırım göze çarpmaktadır. LOS durumunda ortalama gecikme yayılması küçük bir değer etrafında kümelenmişken NLOS durumunda, çok daha büyük bir aralık içindeki değerleri alabilmektedir ve NLOS durumunda ortalama gecikme yayılması değerleri LOS durumundan daha büyüktür. Aynı şekilde rms gecikme yayılmasında da NLOS değerlerinin Şekil 6.8(d) ile kıyaslandığında arttığı görülecektir.

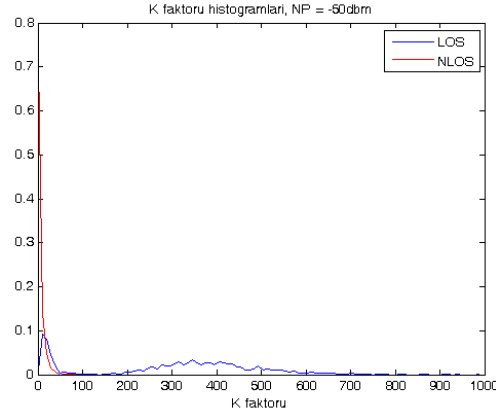
Şekil 6.11(e)'de -50dbm gürültü seviyesinde NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin Ricean K faktörü histogramları gösterilmiştir. -110dbm ve -80dbm seviyelerinde olduğu gibi -50dbm gürültü seviyesinde de Ricean K faktörünün NLOS/LOS sınıflandırmasında kullanılmak için elverişli olduğu gözükmektedir. Şekil 6.8(e) ile kıyaslandığında gürültünün artması ile kestirilen Ricean K faktörlerinin değerlerinin küçüldüğü gözlemlenmektedir fakat hala Ricean K faktörü NLOS/LOS sınıflandırmasında iyi bir performans göstermektedir.

Şekil 6.12'de gösterildiği gibi -50dbm gürültü seviyesinde genlik değerleri kullanılarak gerçekleştirilen NLOS/LOS sınıflandırma algoritması en iyi performansı göstermektedir. Önceki testlerin aksine ortalama gecikme yayılmasının daha iyi performans gösterdiği görülmektedir.



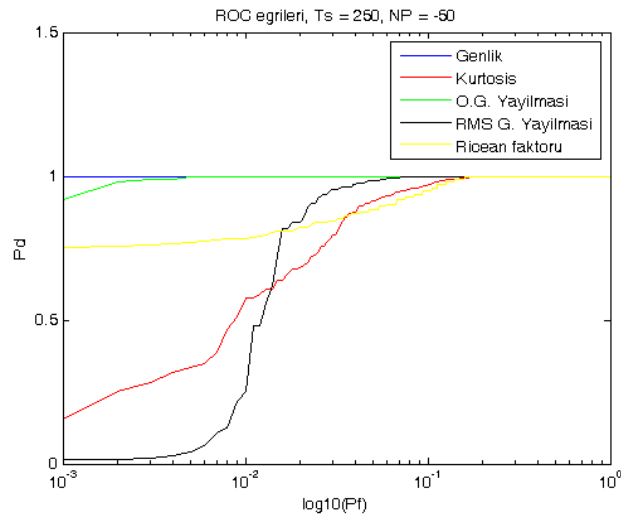
Şekil 6.10 Senaryo 1 için NP= -50dbm'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı





e)

Şekil 6.11 Senaryo 1 için NP= -50dbm'de oluşturulan (a)genlik, (b) kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e) Ricean K faktörü histogramları



Şekil 6.12 Senaryo 1 için NP= -50dbm'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri

#### 6.1.4 DSSS sistemlerinde -20dbm gürültü seviyesi

Bu bölümde -20dbm gürültü seviyesinde gerçekleştirilen benzetimler verilmiştir.Şekil 6.13(a)'da LOS durumunda olan bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü üzere sinyal gürültü oranı 0db civarındadır. Şekil 6.13(b)'de NLOS durumundaki bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. NLOS durumunda ise sinyal gürültü oranı yaklaşık olarak -10db'dir. -10db'lik sinyal gürültü değeri iletişim için çok elverişli bir değer değildir. Fakat bilgi vermesi amacı ile incelenmiştir. Aşağıdaki bölümlerde bu gürültü seviyesinde gerçekleştirilmiş olan benzetim sonuçları verilmiştir.

Şekil 6.14(a)'da -20dbm gürültü seviyesinde oluşturulan NLOS ve LOS durumlarındaki alıcıların genlik histogramları verilmiştir. Bu şekilde de görüldüğü üzere çok yüksek gürültüde genlik testi iyi sonuçlar üretememektedir.

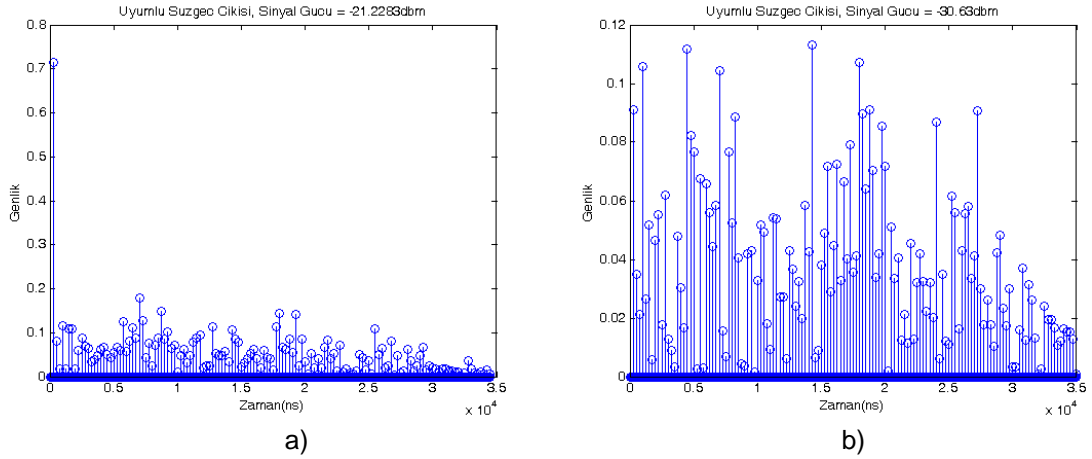
Şekil 6.14(b)'de -20dbm gürültü seviyesinde oluşturulan NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin kurtosis değerlerinin histogramları gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü üzere önceki gürültü seviyelerinin aksine kurtosis testleri bu seviye de çok iyi sonuçlar üretebilmektedir. Bunun temel sebebi de gürültünün NLOS bileşenlerinin gücünün çok üstünde olmasının etkisiyle NLOS bileşenlerinin gürültünün içinde yok olmasıdır. Gürültünün kurtosis değerleri de yaklaşık olarak 3-4 çıkmaktadır. LOS bileşenleri ise 0db sinyal gürültü oranında bile uyumlu süzgecin de etkisiyle gürültünün içinden seçilebildiği için, LOS durumunda daha dik tepeli sinyaller oluşmaktadır ve kurtosis değerleri de daha büyük çıkmaktadır.

Şekil 6.14(c-d)'da -20dbm gürültü seviyesinde NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin ortalama gecikme yayılması ve rms gecikme yayılması histogramları gösterilmiştir. Kurtosis'de olduğu gibi ortalama gecikme yayılması -20dbm için çok iyi sonuçlar üretebilmektedir. Bunun da temel sebebi NLOS bileşenlerinin gürültü seviyesinin altında kalmasıdır. Bu durumda testler gürültü ile LOS durumundaki alıcılara gelen sinyaller arasında yapıyormuş gibi düşünülebilir. NLOS durumundaki alıcıya gelen sinyalin ortalama gecikme yayılması LOS durumundan daha büyük değerlere sahiptir ve histogramı da normal dağılımına benzemektedir. Rms gecikme yayılmasının NLOS ve LOS durumlarındaki histogramları ise gürültünün artması ile iç içe geçmeye başlamıştır.

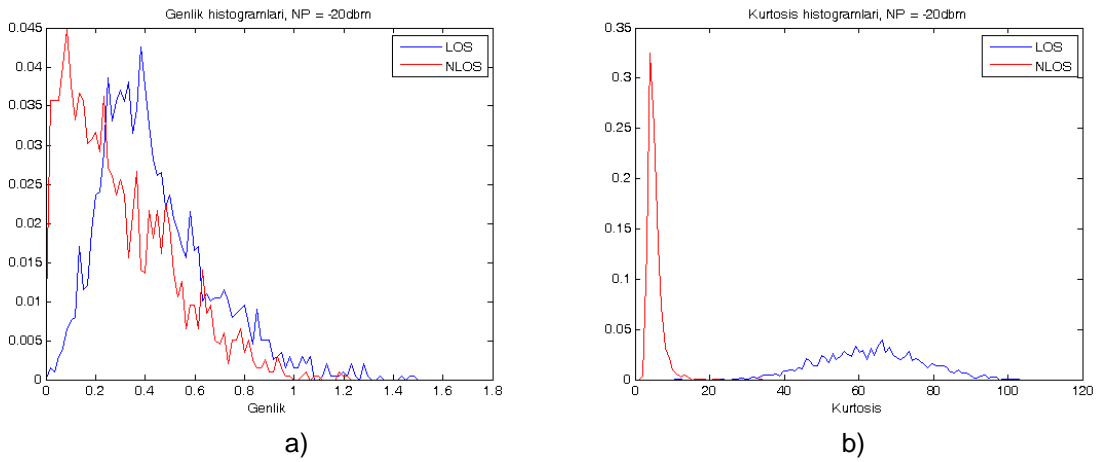
Şekil 6.14(e)'de -20dbm gürültü seviyesinde NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin Ricean K faktörü histogramları gösterilmiştir. Bu parametrenin histogramları ise önceki gürültü seviyelerine göre artık iç içe geçmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi LOS durumundaki alıcılara gelen sinyalin bile K faktörü birden küçük olabilmektedir. LOS durumunda sinyal gürültü oranı 0db civarında olduğu için bazı durumlarda LOS bileşeninin gücü gürültünün gücünden küçük, bazı durumlarda ise daha büyük olabilmektedir. Bunun etkisiyle grafikte görüldüğü gibi LOS değerleri birden küçük ve büyük farklı değerler alabilmektedir.

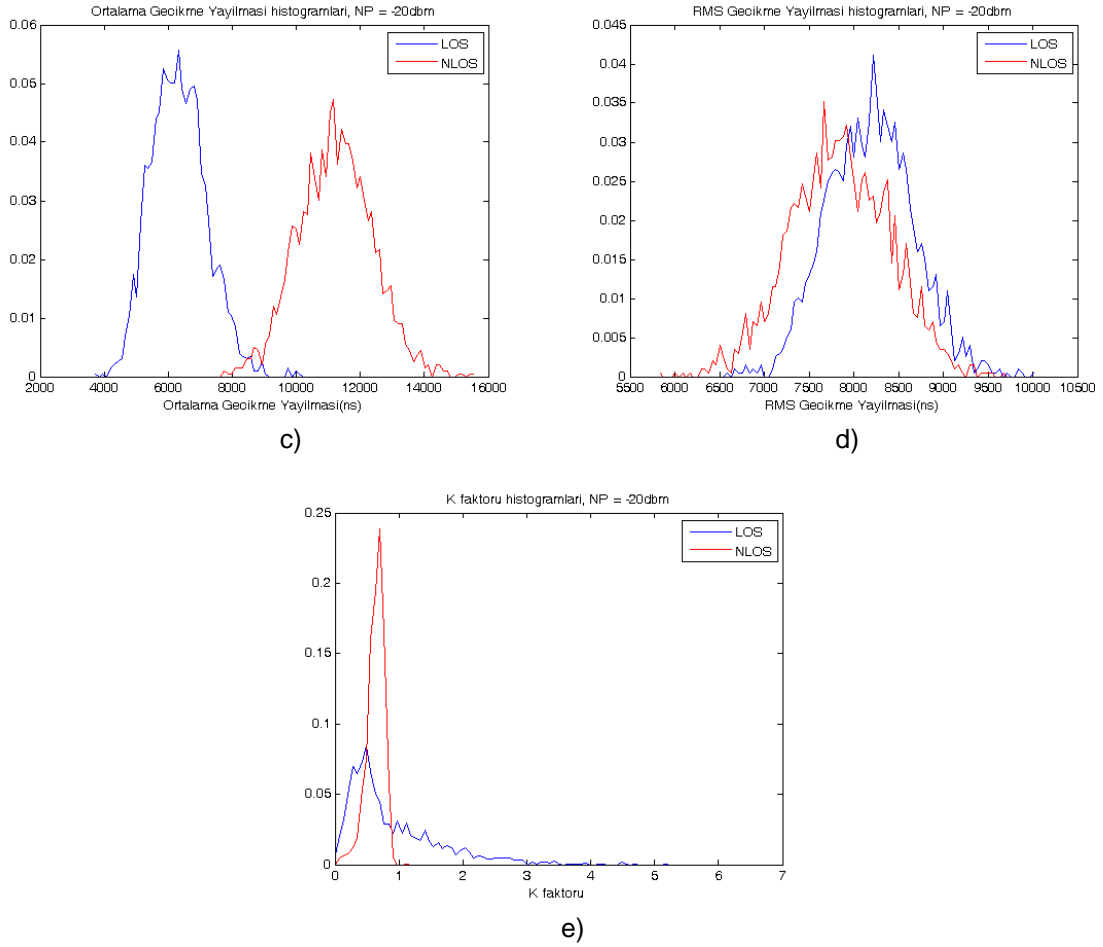
Fakat NLOS durumundaki bileşenlerin gücü gürültü seviyesinden çok küçük olduğu için her zaman birden küçük olmaktadır.

Şekil 6.15’de gösterildiği gibi -20dbm gürültü seviyesinde genlik değerleri kullanılarak gerçekleştirilen NLOS/LOS sınıflandırma algoritması en iyi performansı göstermektedir. Önceki testlerin aksine ortalama gecikme yayılmasının daha iyi performans gösterdiği görülmektedir.

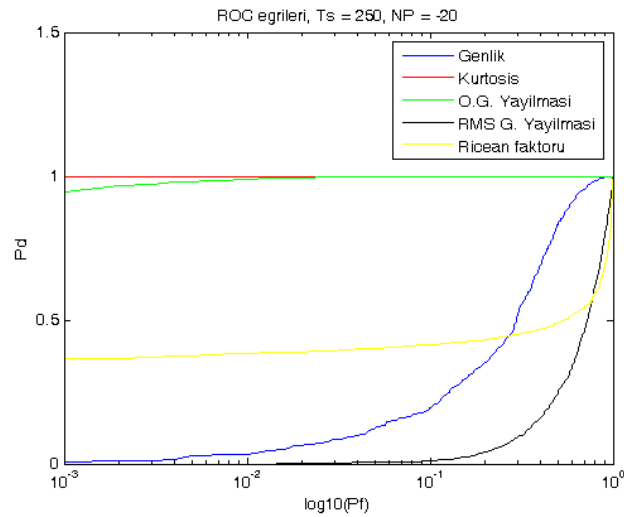


Şekil 6.13 Senaryo 1 için NP = -20dbm’de LOS ve NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı





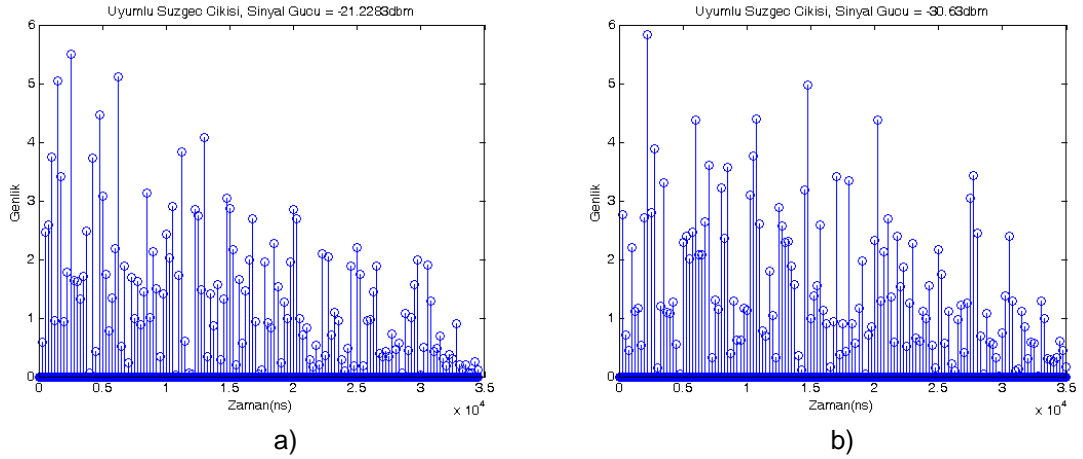
Şekil 6.14 Senaryo 1 için NP= -20dbm'de oluşturulan (a)genlik, (b) kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e) Ricean K faktörü histogramları



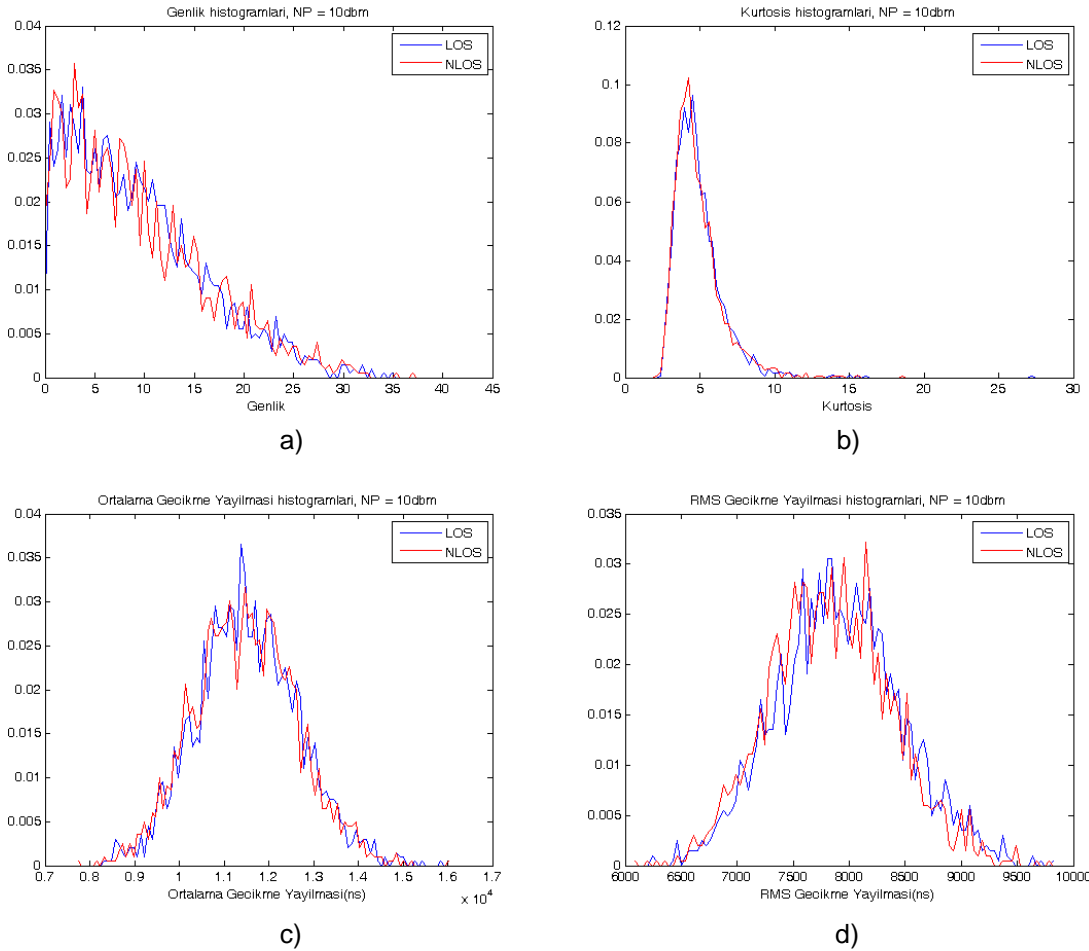
Şekil 6.15 Senaryo 1 için NP= -20dbm'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri

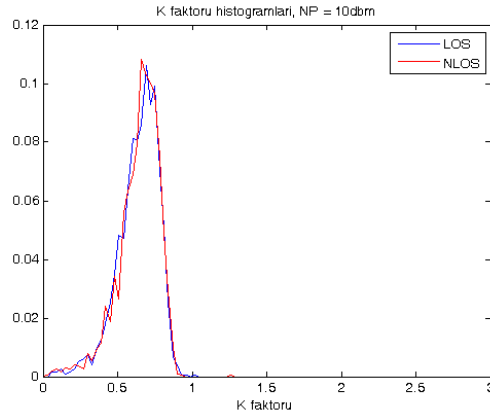
### 6.1.5 DSSS sistemlerinde 10dbm gürültü seviyesi

Bu gürültü seviyesindeki benzetimler sadece bilgi vermesi ve karşılaştırma amacı ile yapılmıştır. Gürültü hem LOS hem de NLOS bileşenlerinin gücünden çok daha büyük olduğu için, yapılan testlerin hiçbiri bu seviye de çalışmamaktadır.



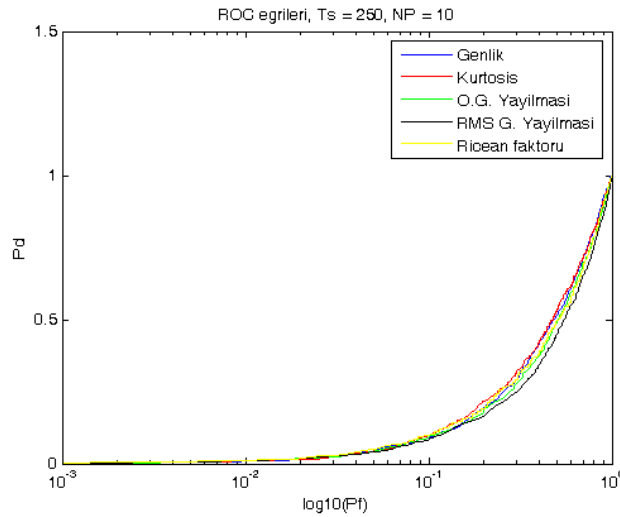
Şekil 6.16 Senaryo 1 için NP= -20dbm'de LOS ve NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı





e)

Şekil 6.17 Senaryo 1 için NP= 10dbm’de oluşturulan (a)genlik, (b) kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e) Ricean K faktörü histogramları



Şekil 6.18 Senaryo 1 için NP= 10dbm’de test edilen algoritmaların ROC eğrileri

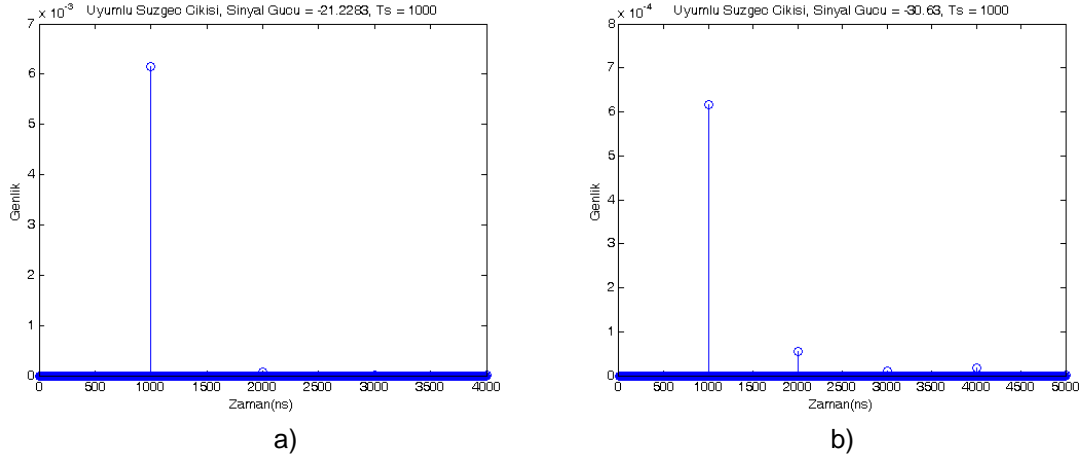
### 6.1.6 Tek Taşıyıcılı sistemlerde 1µs sembol süresi

Bu bölümde -110dbm gürültü seviyesinde, 1µs sembol süresine sahip tek taşıyıcılı bir sistem kullanılarak NLOS/LOS sınıflandırma algoritmaları gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.19(a)’da LOS durumunda olan bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekil 6.19(b)’de NLOS durumundaki bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekillerden de görüldüğü gibi LOS ve NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin sinyal gürültü oranları çok yüksektir.

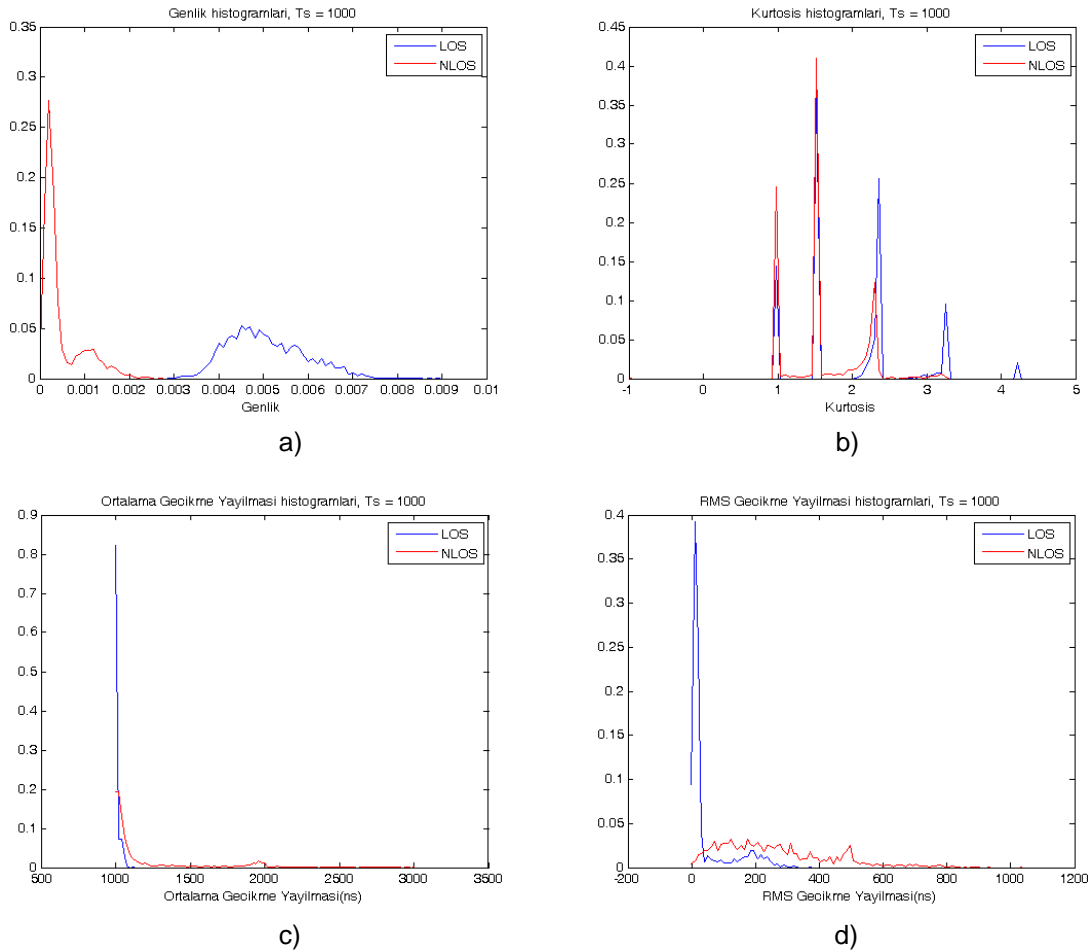
Kurtosis, ortalama gecikme yayılması ve rms gecikme yayılması parametreleri geniş bantlı sistemlerde daha iyi kestirilebildiği için, sembol süresi arttıkça bu

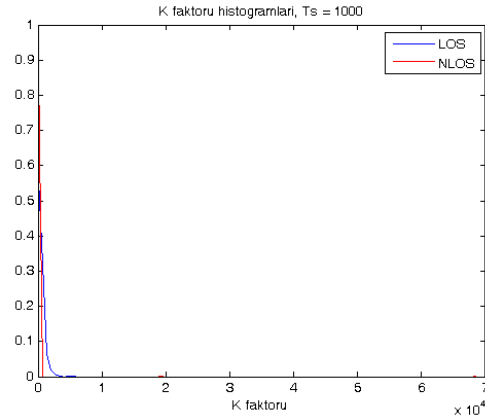


parametrelerin kullanıldığı NLOS/LOS sınıflandırma testlerinin performanslarının düşmesi beklenmektedir. Şekil 6.21’de testlerin karşılaştırmaları verilmiştir en iyi performansı genlik testinin gösterdiği görülmektedir. NLOS durumunda örneklerin genlikleri arasındaki fark çok büyük olmadığı için ortalama gecikme yayılımının da iyi performans gösterdiği görülmektedir.



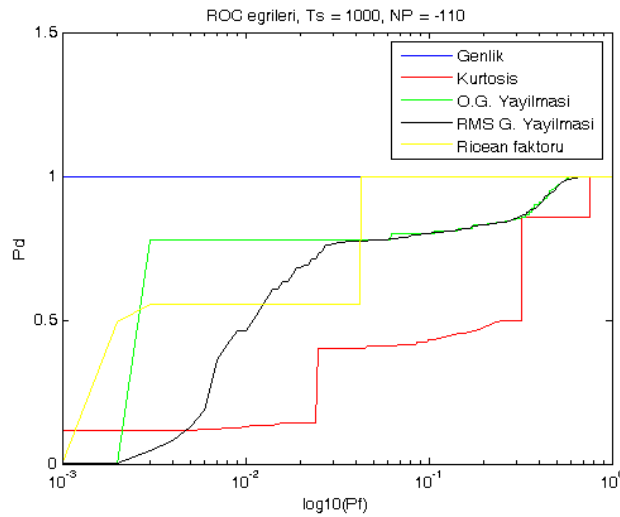
Şekil 6.19 Senaryo 1 için  $T_s=1\mu s$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı





e)

Şekil 6.20 Senaryo 1 için  $T_s=1\mu s$ 'de oluşturulan (a)genlik,(b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e)Ricean K faktörü histogramları



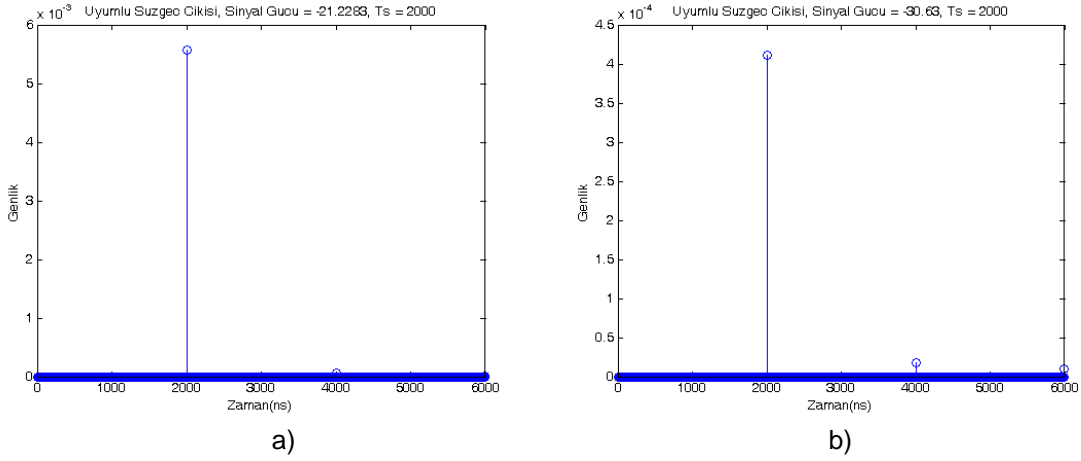
Şekil 6.21 Senaryo 1 için  $T_s=1\mu s$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri

### 6.1.7 Tek Taşıyıcılı sistemlerde $2\mu s$ sembol süresi

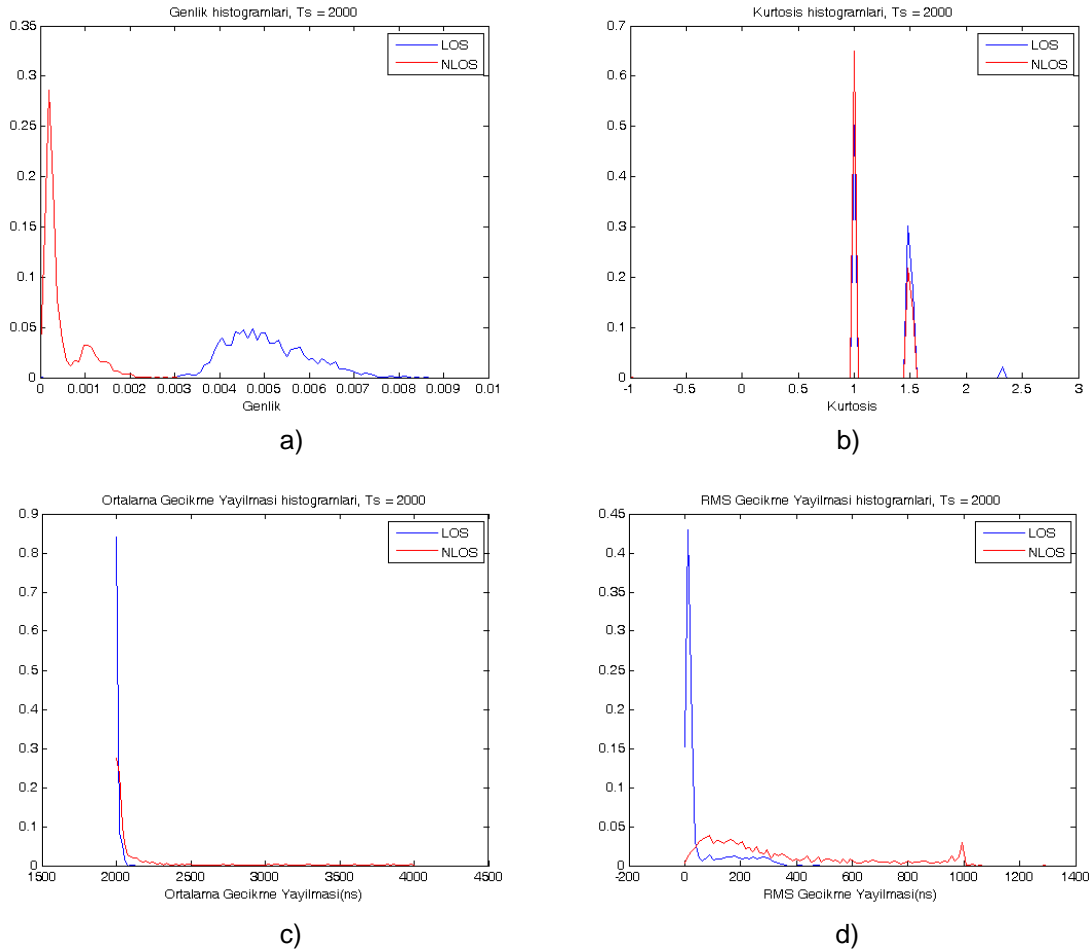
Bu bölümde  $-110\text{dbm}$  gürültü seviyesinde,  $2\mu s$  sembol süresine sahip tek taşıyıcılı bir sistem kullanılarak NLOS/LOS sınıflandırma algoritmaları gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.22(a)'da LOS durumunda olan bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekil 6.22(b)'de NLOS durumundaki bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekillerden de görüldüğü gibi LOS ve NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin sinyal gürültü oranları çok yüksektir.

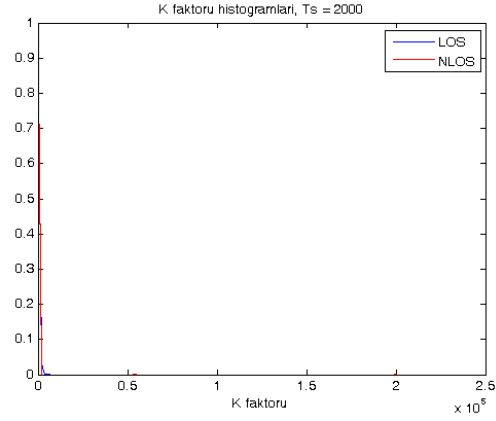
Kurtosis, ortalama gecikme yayılması ve rms gecikme yayılması parametreleri geniş bantlı sistemlerde daha iyi kestirilebildiği için, sembol süresi arttıkça bu parametrelerin kullanıldığı NLOS/LOS sınıflandırma testlerinin performanslarının

düşmesi beklenmektedir. Şekil 6.24'de testlerin karşılaştırmaları verilmiştir en iyi performansı genlik testinin gösterdiği görülmektedir. NLOS durumunda örneklerin genlikleri arasındaki fark çok büyük olmadığı için ortalama gecikme yayılımının da iyi performans gösterdiği görülmektedir.



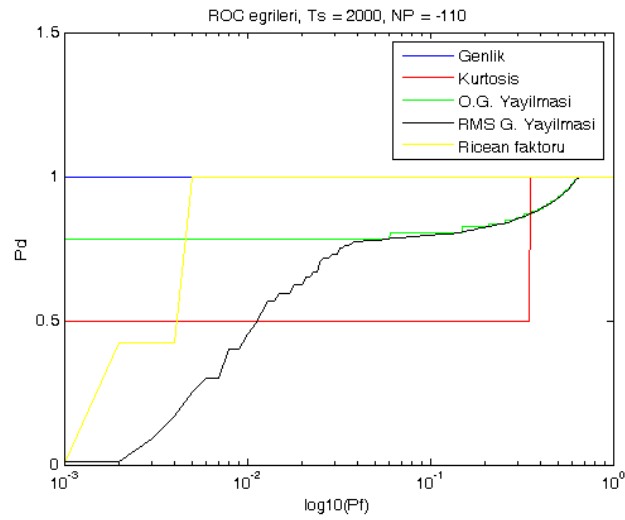
Şekil 6.22 Senaryo 1 için  $T_s=2\mu s$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı





e)

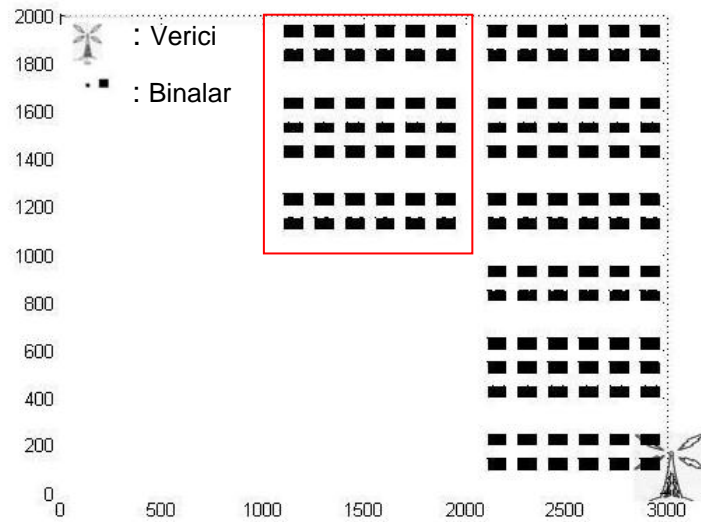
Şekil 6.23 Senaryo 1 için  $T_s=2\mu s$ 'de oluşturulan (a)genlik,(b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e)Ricean K faktörü histogramları



Şekil 6.24 Senaryo 1 için  $T_s=2\mu s$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri

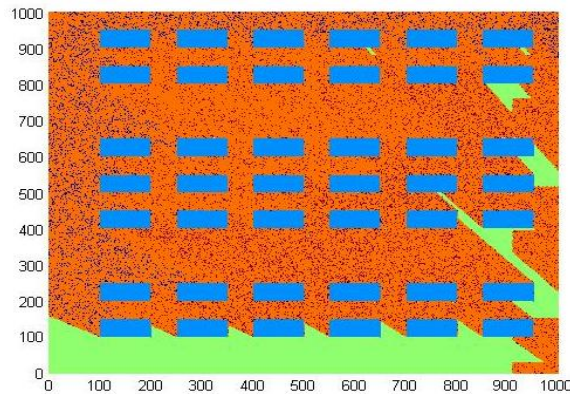
## 6.2 Senaryo 2

Simülasyonların yapıldığı ikinci senaryo da kalabalık, iç içe binaların olduğu şehir merkezleri modellenmeye çalışılmıştır. Binaların yükseklikleri 10m'dir. Alıcıların yükseklikleri 1.5m ve vericinin yüksekliği ise 50m'dir. Alıcılar 1km<sup>2</sup> alanın içinden rastgele olarak seçilmiştir. Verici 1km<sup>2</sup>'lik alanın ortasına 2km kadar uzaklıktadır. Işın izleme algoritması ile bu alandan rastgele seçilen alıcılara gelen ışınlar farklı gürültü seviyeleri ve sembol süreleri için hesaplanmıştır. Senaryo 2'de kullanılan binaların ve vericinin yerleri Şekil 6.25'de gösterilmektedir. Alıcılar kırmızı hat ile çevrelenmiş bölge içinden seçilmiştir.



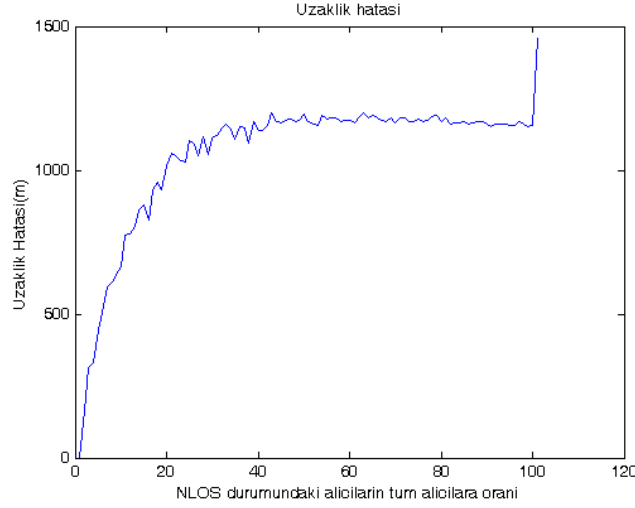
Şekil 6.25 Senaryo 2

Şekil 6.26'da LOS ve NLOS durumundaki alıcıların olduğu konumlar gösterilmiştir. Yeşil renk ile gösterilen bölgedeki alıcılara görüş hattı üzerinden bir bileşen ulaşmaktadır. Turuncu renk ile gösterilen bölgelerdeki alıcılar ise direkt olarak vericiyi görememektedir.



Şekil 6.26 Senaryo 2 için LOS ve NLOS konumları

Yer bulma algoritmasında kullanılan NLOS durumundaki alıcı sayısı arttıkça yer bulma algoritmasının hatası da artmaktadır.Şekil 6.27’de NLOS sayısının toplam alıcıya oranının karşılık gelen hata grafiği verilmiştir. NLOS/LOS sınıflandırma algoritmasının NLOS durumundaki alıcıları LOS olarak sınıflandırma oranı  $P_{FA}$  ile gösterilmiştir. İstenen hata oranına bağlı olarak NLOS/LOS sınıflandırma algoritmasının  $P_{FA}$  değeri bu grafik yardımı ile elde edilebilir.



Şekil 6.27 Algoritmadaki NLOS oranına karşılık gelen yer kestirimi hatası

Aşağıdaki bölümlerde ilk olarak DSSS sistemleri için farklı gürültü seviyelerinde NLOS/LOS sınıflandırma algoritmalarının benzetim sonuçları gösterilmiştir. Daha sonra ise tek taşıyıcılı sistemlerde farklı sembol süreleri için NLOS/LOS sınıflandırma algoritmalarının sonuçları verilmiştir.

### 6.2.1 DSSS sistemlerinde -110dbm gürültü seviyesi

Bu bölümde -110dbm gürültü seviyesinde gerçekleştirilen benzetimler verilmiştir. Şekil 6.28(a)'da LOS durumunda olan bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü üzere sinyal gürültü oranı çok yüksektir ve yaklaşık olarak 90dB'ye denk gelmektedir. Şekil 6.28(b)'de NLOS durumundaki bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. NLOS durumunda bile sinyal gürültü oranı çok yüksektir. Aşağıdaki bölümlerde bu sinyal gürültü oranında gerçekleştirilmiş olan benzetim sonuçları verilmiştir.

Şekil 6.29(a)'da -110dbm gürültü seviyesinde oluşturulan NLOS ve LOS durumlarındaki alıcıların genlik histogramları verilmiştir. Senaryo 1 de olduğu gibi ikinci ortamda da genlik seviyeleri LOS ve NLOS durumlarındaki alıcılara gelen

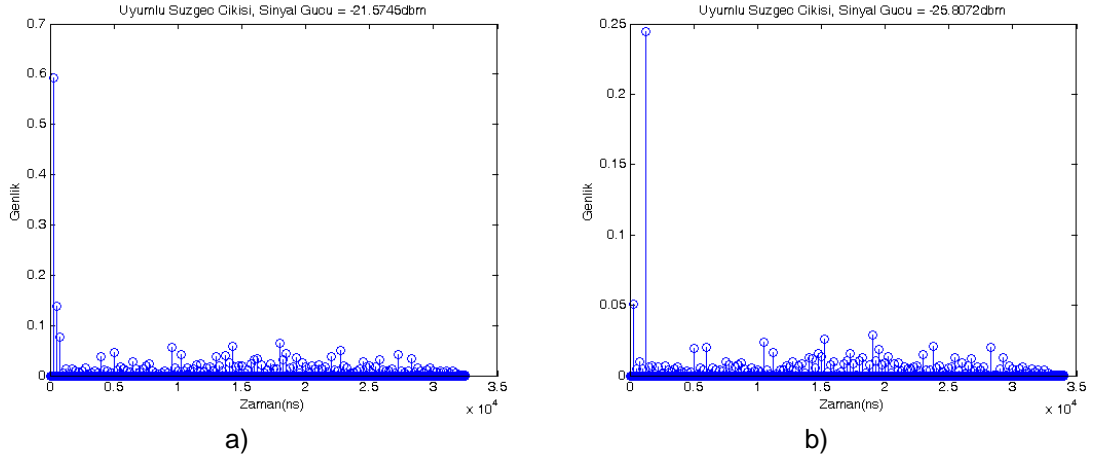
sinyaller için farklılık göstermektedir. Bu farklılık Şekil 6.29(a)'daki histogramlar da görülmektedir. NLOS/LOS sınıflandırılması bu farklılık ayırım sayesinde -110dbm gürültü seviyesinde başarılı bir şekilde çalışabilmektedir.

Şekil 6.29(b)'de -110dbm gürültü seviyesinde oluşturulan NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyalleri kurtosis değerlerinin histogramları gösterilmiştir. Senaryo 1'de de olduğu gibi bu gürültü seviyesinde kurtosis iyi değerler üretememektedir. Hiç gürültünün olmadığı durumda NLOS durumundaki alıcılara yansımaya uğrayarak gelen bileşenler, alıcıdaki sinyalde yüksek kurtosis değerlerine sebep olabilmektedir. Önceki bölümlerde de anlatıldığı gibi Şekil 6.28(b)'de de görüldüğü üzere NLOS durumundaki alıcılara gelen sinyallerin sivri tepeleri bulunabilmektedir. Bu tepeler genellikle yansımalarından dolayı oluşmaktadır. Tek bir yüzeyden yansıyan sinyalin kaybı kırınımına uğrayan bileşenlerin kayıplarından az olduğu için bu sivri tepeler oluşabilmekte ve NLOS durumundaki alıcıların sinyallerinin kurtosis değerlerini de büyütmemektedir.

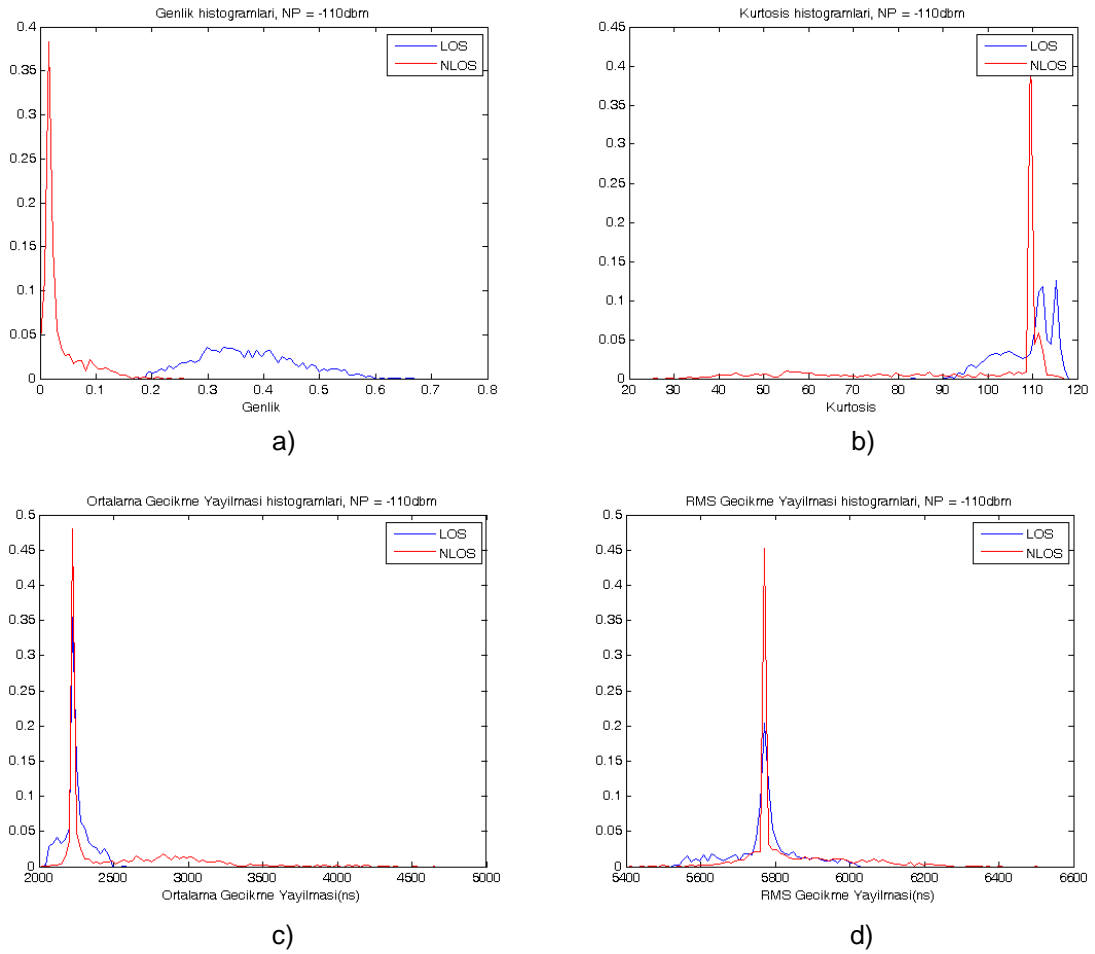
Şekil 6.29(c-d)'da, Senaryo 2 için -110dbm gürültü seviyesinde NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin ortalama gecikme yayılması ve rms gecikme yayılması histogramları gösterilmiştir. Bu şekillerde de görüldüğü gibi gürültünün zayıf olduğu durumlarda bu parametreler NLOS ve LOS sınıflandırması yapabilmek için elverişli değildir. Bir önceki senaryo için de açıklandığı gibi bu güçlü NLOS bileşenleri ortalama gecikme yayılmasının değerini kendine çekmektedir ve rms gecikme yayılmasının değerini de küçültmektedir. Fakat NLOS bileşenlerinin güçleri LOS bileşenlerinin güçlerinden küçük olduğu için şekillerde de görüldüğü gibi NLOS histogramlarında iki farklı alan oluşmaktadır. Birinci alan LOS histogramları gibi belli bir bölgede kümelenmiş değerlerde oluşmuştur, ikinci alan ise daha geniş aralığa sahip olan değerler kümesidir. Birinci alan yüksek güçte NLOS bileşenlerinin etkisiyle oluşmaktadır. İkinci alan ise yüksek güçte bileşenlerin eksikliğinde daha yüksek ortalama gecikme yayılma değerleri ve daha büyük rms gecikme yayılma değerlerinin elde edilmesi ile oluşur.

Şekil 6.29(e)'de -110 dbm gürültü seviyesinde NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin Ricean K faktörlerinin histogramları verilmiştir ve fakat Ricean K faktörü kestirimi gürültünün çok düşük olduğu bu ortamda sağlıklı bir şekilde yapılamamıştır. Gürültü olmadığı için K değerleri çok yüksek çıkmıştır.

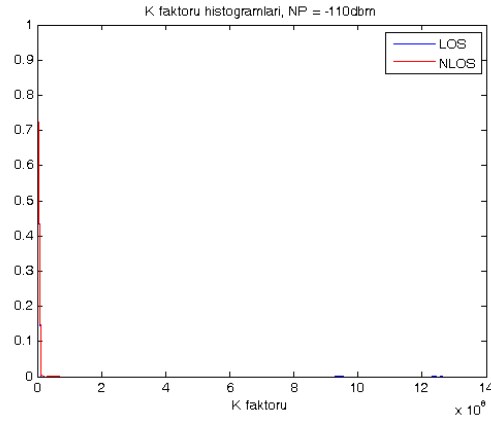
Şekil 6.30'de farklı NLOS/LOS sınıflandırma algoritmalarının karşılaştırmaları verilmiştir. Senaryo 2'de -110dbm gürültü seviyesi için en iyi sonuçlar genlik testleri ile elde edilmiştir.



Şekil 6.28 Senaryo2 için NP= -110dbm'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı

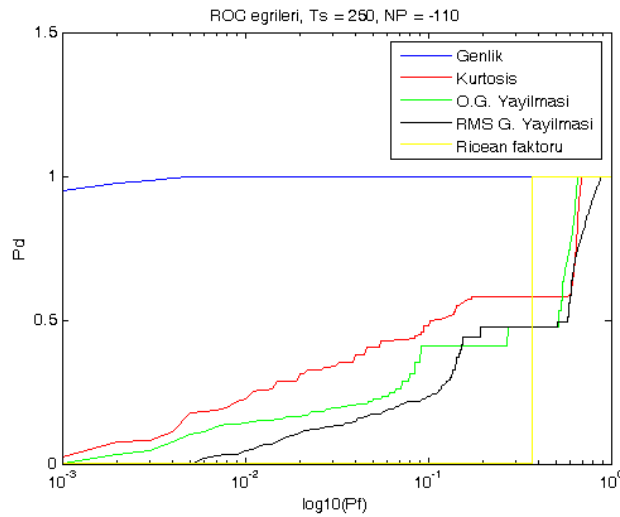






d)

Şekil 6.29 Senaryo 2 için NP= -110dbm’de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d) rms gecikme yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları



Şekil 6.30 Senaryo2 için NP= -110dbm’de test edilen algoritmaların ROC eğrileri

### 6.2.2 DSSS sistemlerinde -80dbm gürültü seviyesi

Bu bölümde, senaryo 2 için, -80dbm gürültü seviyesinde gerçekleştirilen benzetimler verilmiştir.Şekil 6.31(a)’da LOS durumunda olan bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü üzere sinyal gürültü oranı çok yüksektir ve yaklaşık olarak 60dB’ye denk gelmektedir. Gene Şekil 6.31(b)’de NLOS durumundaki bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. NLOS durumundaki sinyal gürültü oranı ise yaklaşık olarak 55db’dir. Aşağıdaki bölümlerde bu sinyal gürültü oranında gerçekleştirilmiş olan benzetim sonuçları verilmiştir.

Şekil 6.32(a)’da -80dbm gürültü seviyesinde senaryo 2 için oluşturulan NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin genlik değerlerinin histogramları

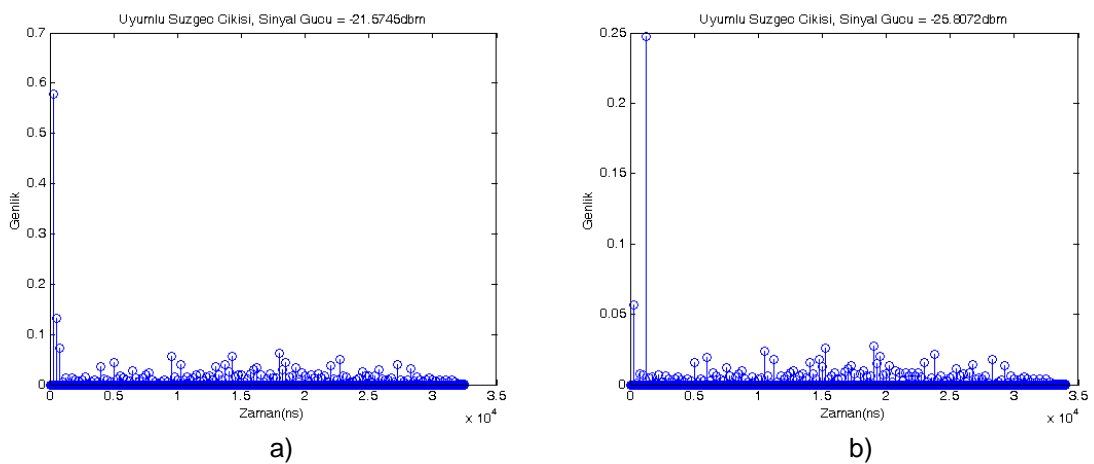
gösterilmiştir. -80dbm gürültü seviyesinde genlik testleri başarılı bir şekilde çalışmaktadır.

Şekil 6.32(b)'de -80dbm gürültü seviyesinde oluşturulan NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyalleri kurtosis değerlerinin histogramları gösterilmiştir. Senaryo 1'de de olduğu gibi bu gürültü seviyesinde kurtosis testleri iyi performans gösterememektedir.

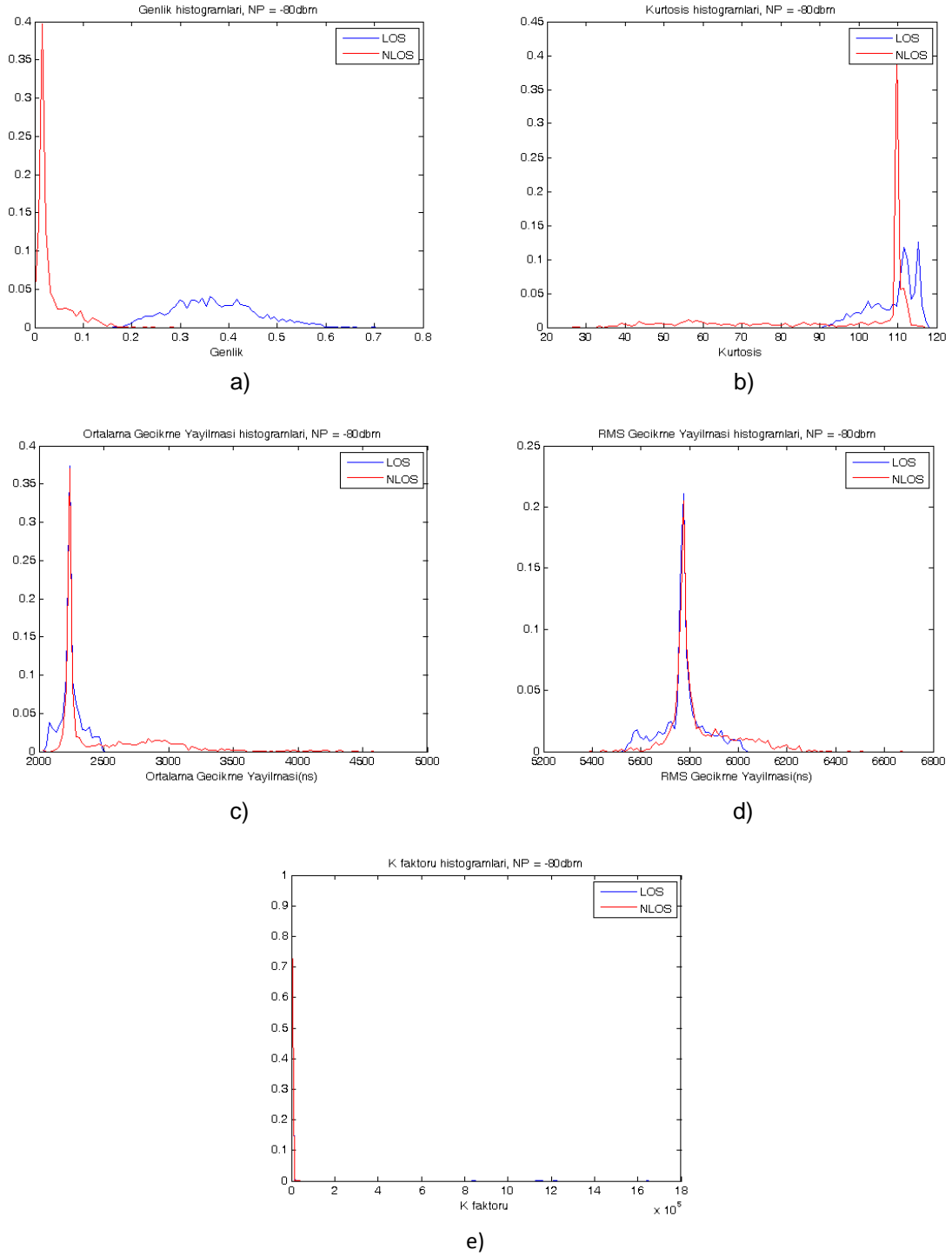
Şekil 6.32(c-d)'da -80dbm gürültü seviyesinde NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin ortalama gecikme yayılması ve rms gecikme yayılması histogramları gösterilmiştir. -110dbm gürültü seviyesinde görülen problemler bu seviyede de görülmektedir. Bu testler düşük gürültü seviyelerinde kullanmak için elverişli değildir.

Şekil 6.32(e)'da -80dbm gürültü seviyesinde NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin Ricean K faktörü histogramları gösterilmiştir. -110dbm gürültü seviyesinde de olduğu gibi K faktörü bazı durumlarda çok büyük değerler alabilmektedir.

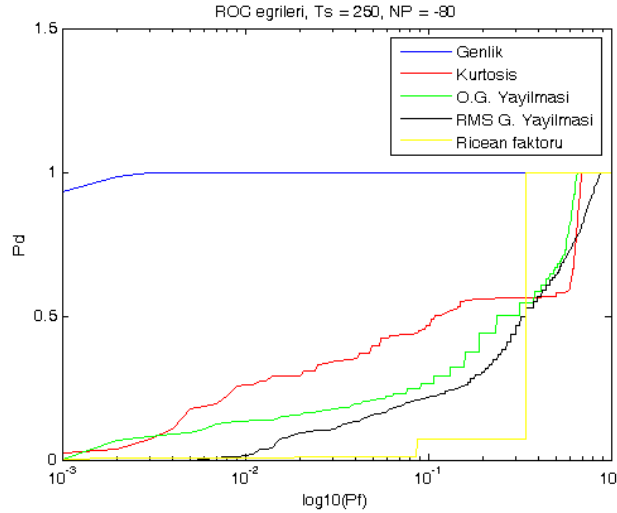
Şekil 6.33'da gösterildiği gibi -80dbm gürültü seviyesinde genlik değerleri kullanılarak gerçekleştirilen NLOS/LOS sınıflandırma algoritması en iyi performansı göstermektedir. Diğer testler genlik testlerine göre çok kötü performans göstermektedir.



Şekil 6.31 Senaryo2 için NP= -80dbm'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı



Şekil 6.32 Senaryo 2 için NP= -80dbm'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d) rms gecikme yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları



Şekil 6.33 Senaryo2 için NP= -80dbm'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri

### 6.2.3 DSSS sistemlerinde -50dbm gürültü seviyesi

Bu bölümde Senaryo 2 için -50dbm gürültü seviyesinde gerçekleştirilen benzetimler verilmiştir. Şekil 6.34(a)'da LOS durumunda olan bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü üzere sinyal gürültü oranı 30db civarındadır. Şekil 6.34(b)'de NLOS durumundaki bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. NLOS durumunda ise sinyal gürültü oranı yaklaşık olarak 25db'dir. Aşağıdaki bölümlerde bu sinyal gürültü oranlarında gerçekleştirilmiş olan benzetim sonuçları verilmiştir.

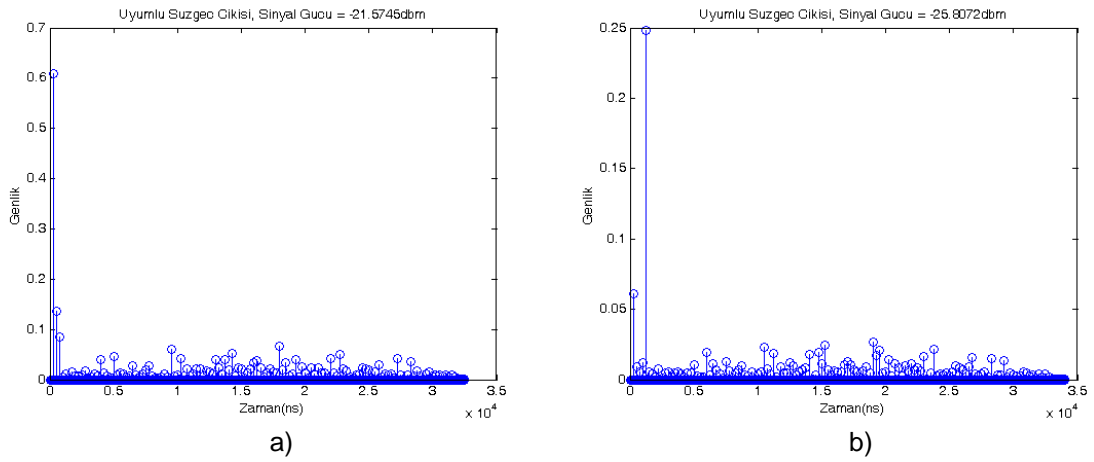
Şekil 6.35(a)'da -50dbm gürültü seviyesinde oluşturulan NLOS ve LOS durumlarındaki alıcıların genlik histogramları verilmiştir. Bu şekilden de görüldüğü üzere, senaryo 1'de olduğu gibi genlik değerleri kullanılarak gerçekleştirilen NLOS/LOS sınıflandırması gürültünün gücünün artmasına rağmen yüksek performans gösterebilmektedir.

Şekil 6.35(b)'de senaryo 2 için -50dbm gürültü seviyesinde oluşturulan NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin kurtosis değerlerinin histogramları gösterilmiştir. Senaryo 1'de olduğu gibi bu gürültü seviyesinde de kurtosis daha iyi bir performans göstermektedir.

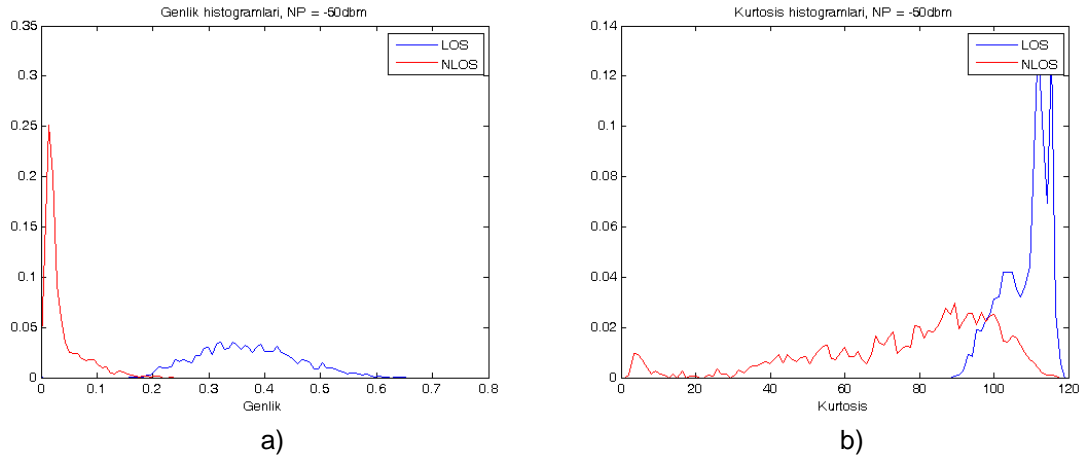
Şekil 6.35(c-e)'de senaryo 2 için -50dbm gürültü seviyesinde NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin ortalama gecikme yayılması, rms gecikme yayılması ve Ricean K faktörü histogramları gösterilmiştir. Senaryo 1'de

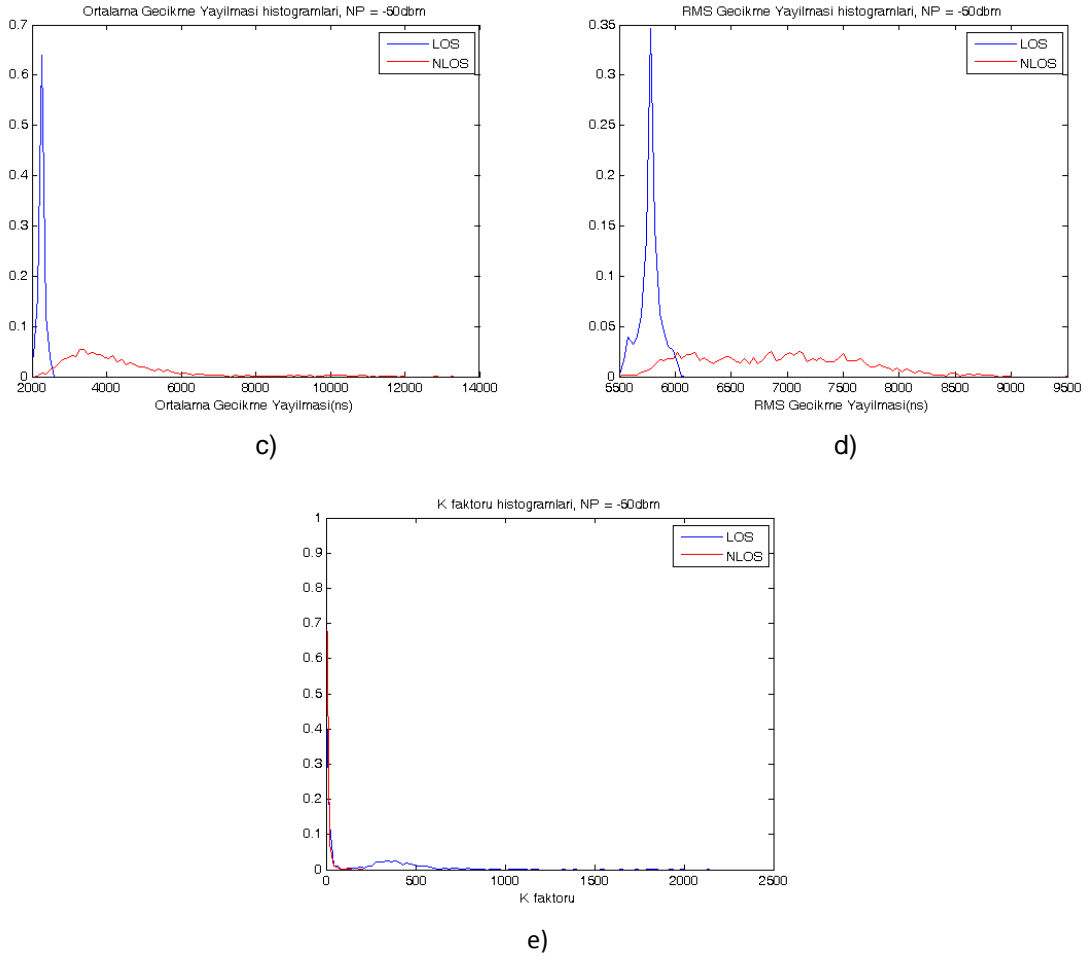
olduğu gibi bu testler gürültünün artması ile daha iyi performans göstermeye başlamıştır. Senaryo 1 için olduğu gibi bu ortamda da gürültünün artması ile NLOS durumundaki alıcıya gelen sinyal seviyesi düzgünleşmeye başlamıştır. Sadece bir yansıma ile güçlü olarak gelen sinyallerin gürültüye göre olan seviyeleri düşmeye başlamıştır ve ortalama gecikme yayılması, rms gecikme yayılması ve K faktörüne olan etkileri de azalmıştır.

Şekil 6.36’de gösterildiği gibi -50dbm gürültü seviyesinde testlerin çoğunda iyileşme gözlemlenmektedir. Fakat genlik testi hala en iyi performansı göstermektedir.

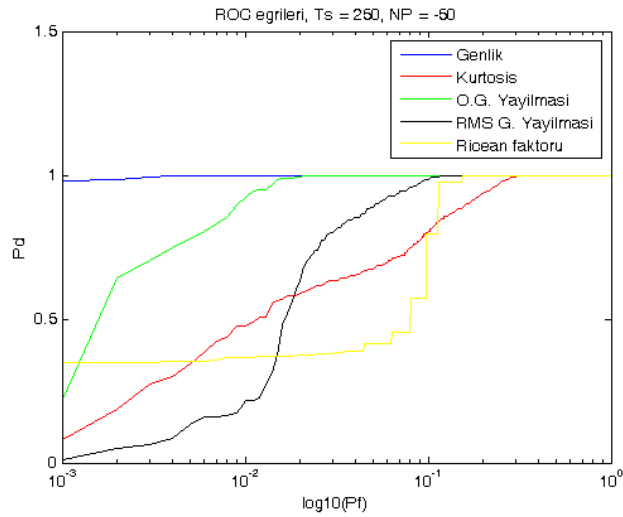


Şekil 6.34 Senaryo 2 için NP = -50dbm’de LOS ve NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı





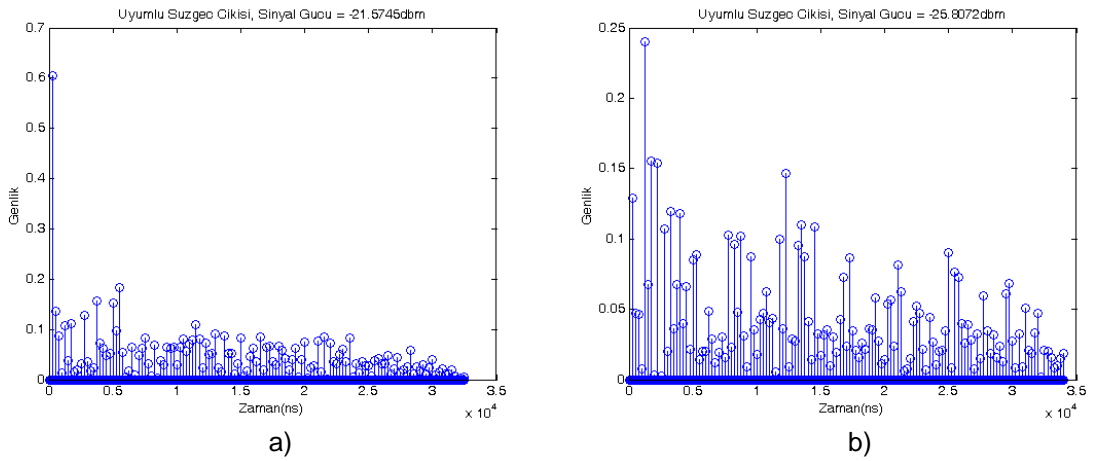
Şekil 6.35 Senaryo 2 için NP= -50dbm'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d) rms gecikme yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları



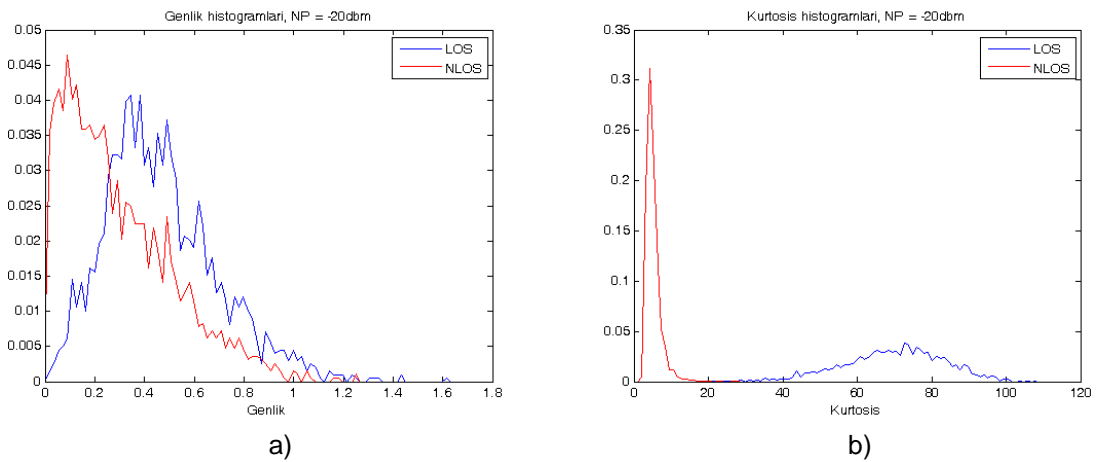
Şekil 6.36 Senaryo 2 için NP= -50dbm'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri

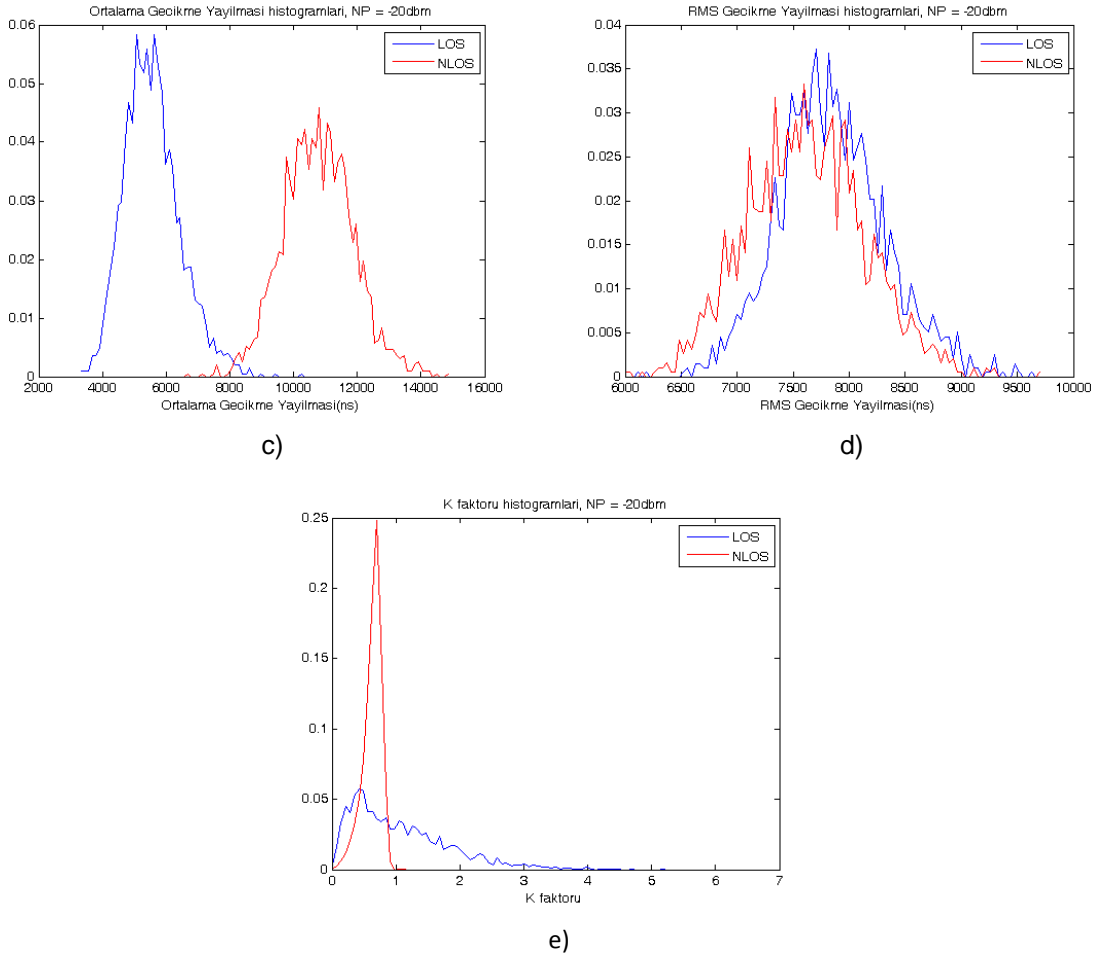
### 6.2.4 DSSS sistemlerinde -20dbm gürültü seviyesi

Bu bölümde senaryo 2 için -20dbm gürültü seviyesinde gerçekleştirilen benzetimler verilmiştir. Şekil 6.37(a)'da LOS durumunda olan bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü üzere sinyal gürültü 0db civarındadır. Şekil 6.37(b)'de NLOS durumundaki bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. NLOS durumunda ise sinyal gürültü oranı yaklaşık olarak -5db'dir. Bu bölümdeki benzetimlerde NLOS bileşenlerinin büyük bir bölümü gürültü seviyesinin altında kaldığından testler LOS bileşenleri ile gürültü arasında yapılmış gibi olmuştur. Senaryo 1'deki sonuçlara benzer sonuçlar elde edildiği için bu bölümde sırası ile sadece elde edilen grafikler gösterilmiştir.

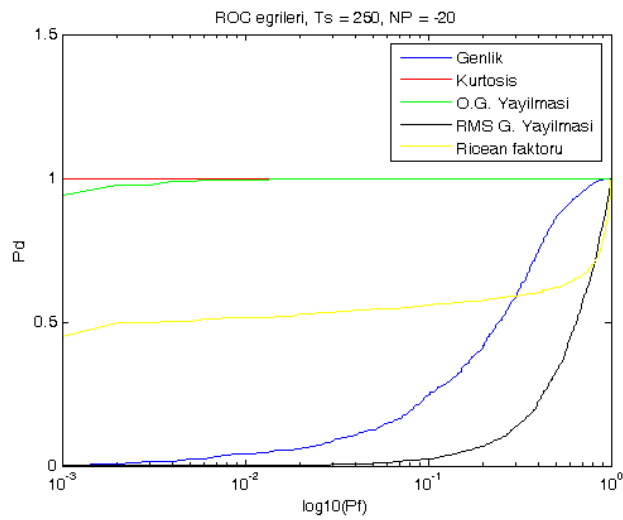


Şekil 6.37 Senaryo 2 için NP= -20dbm'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı





Şekil 6.38 Senaryo 2 için NP= -20dbm'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d) rms gecikme yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları

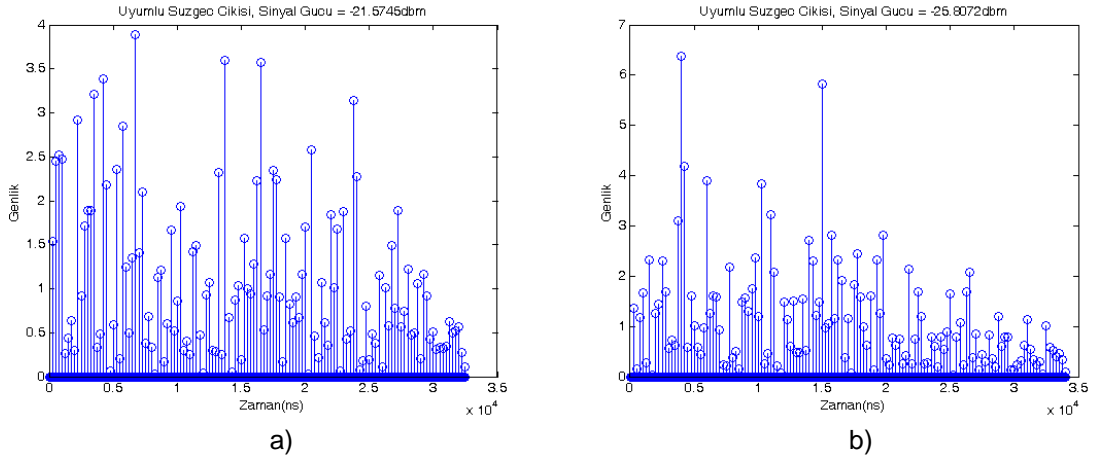


Şekil 6.39 Senaryo 2 için NP= -20dbm'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri

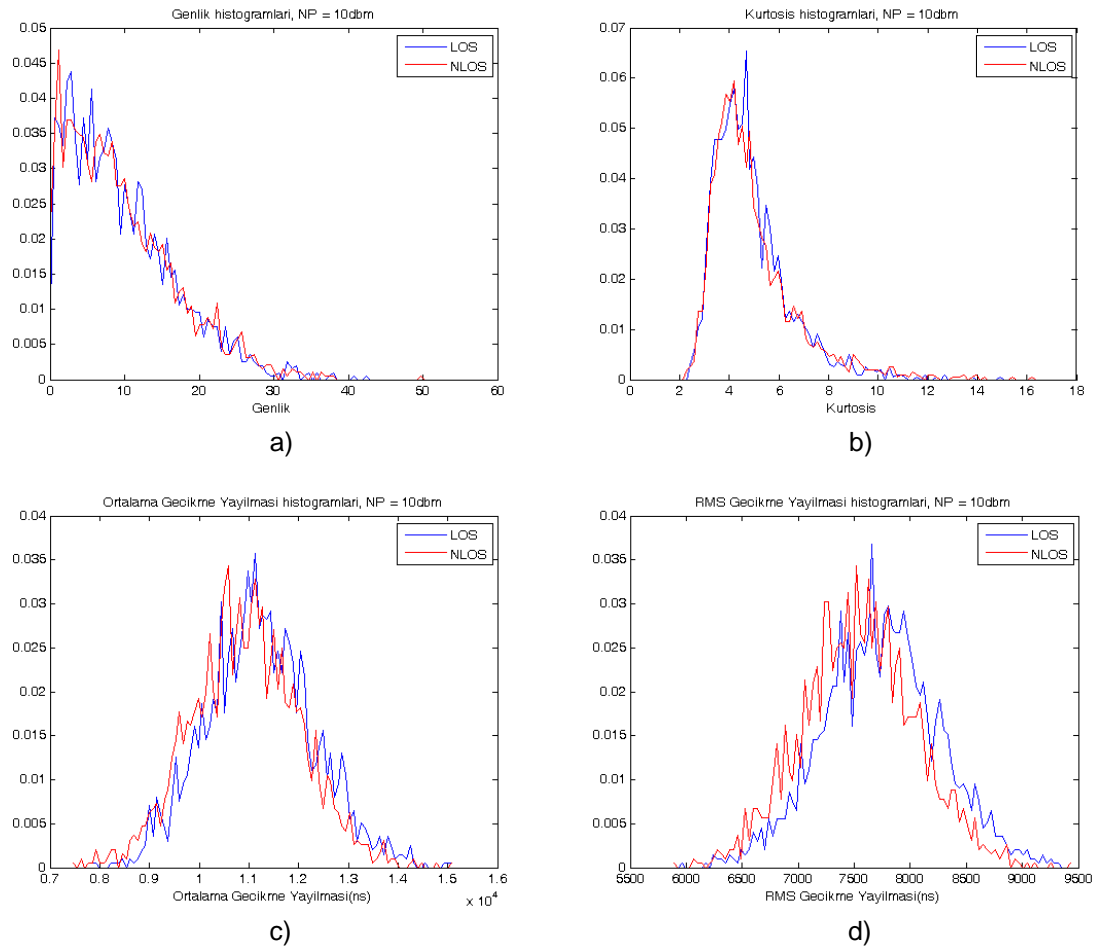


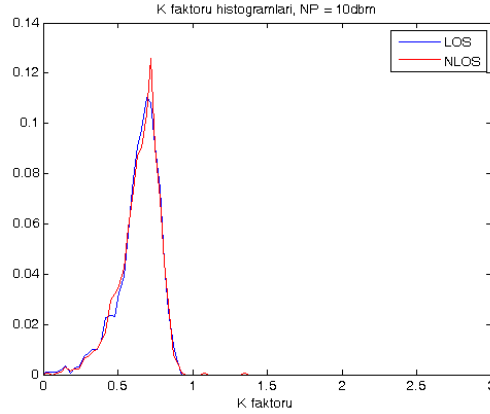
### 6.2.5 DSSS sistemlerinde 10dbm gürültü seviyesi

Bu gürültü seviyesindeki benzetimler sadece bilgi vermesi ve karşılaştırma amacı ile yapılmıştır. Gürültü hem LOS hem de NLOS bileşenlerinin gücünden çok daha büyük olduğu için, yapılan testlerin hiçbiri bu seviye de çalışmamaktadır.



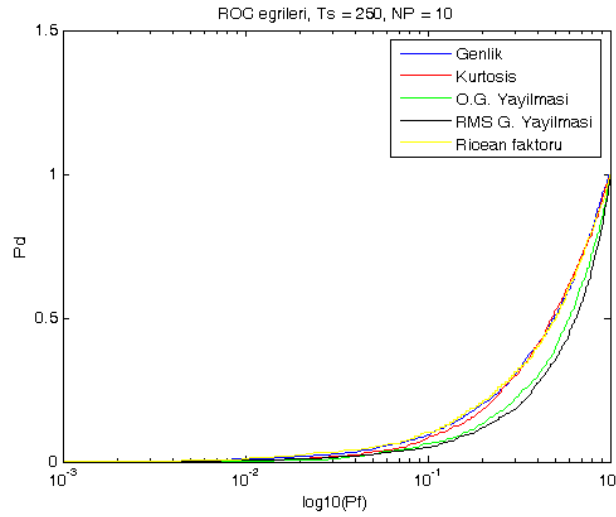
Şekil 6.40 Senaryo 2 için NP= 10dbm'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı





e)

Şekil 6.41 Senaryo 2 için NP= 10dbm’de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e)K faktörü histogramları

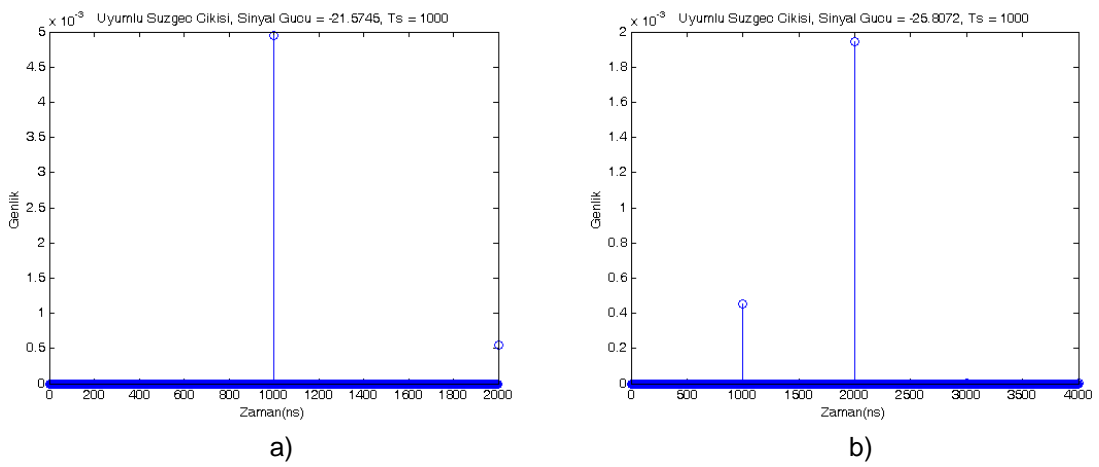


Şekil 6.42 Senaryo 2 için NP= 10dbm’de test edilen algoritmaların ROC eğrileri

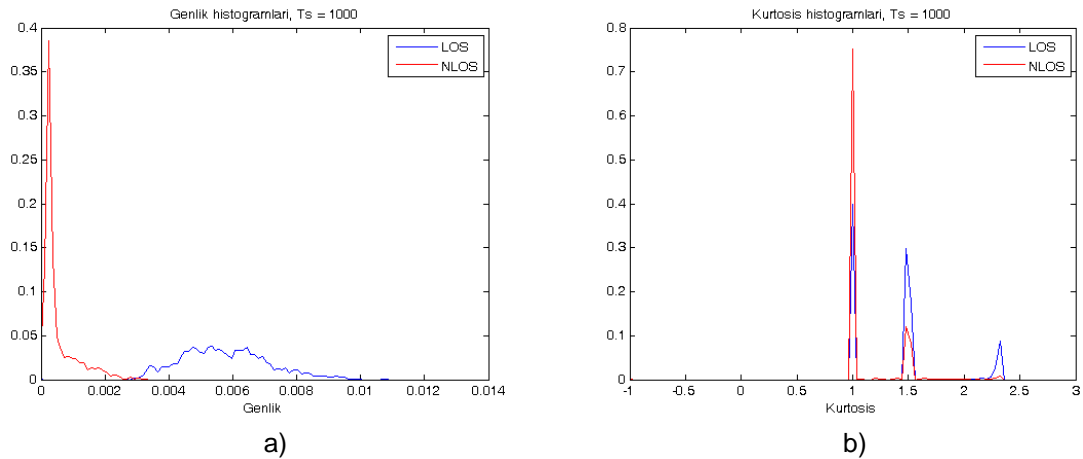
### 6.2.6 Tek Taşıyıcılı sistemlerde 1µs sembol süresi

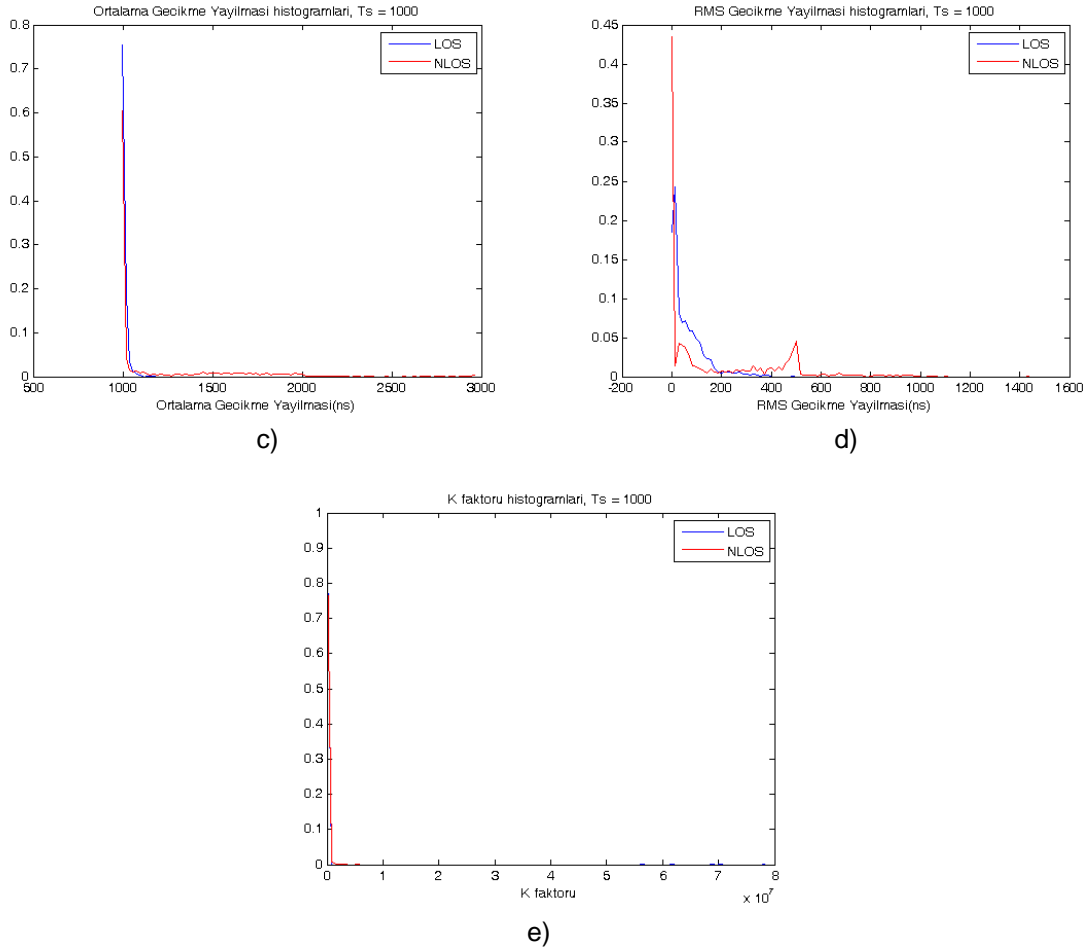
Bu bölümde -110dbm gürültü seviyesinde, 1µs sembol süresine sahip tek taşıyıcılı bir sistem kullanılarak NLOS/LOS sınıflandırma algoritmaları gerçekleştirilmiştir.Şekil 6.43(a)’da LOS durumunda olan bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekil 6.43(b)’de NLOS durumundaki bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekillerden de görüldüğü gibi LOS ve NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin sinyal gürültü oranları çok yüksektir.

Kurtosis, ortalama gecikme yayılması ve rms gecikme yayılması parametreleri geniş bantlı sistemlerde daha iyi kestirilebildiği için, sembol süresi arttıkça bu parametrelerin kullanıldığı NLOS/LOS sınıflandırma testlerinin performanslarının düşmesi beklenmektedir. Şekil 6.45’de testlerin karşılaştırmaları verilmiştir en iyi performansı genlik testinin gösterdiği görülmektedir. Fakat ortalama gecikme yayılmasının da sembol süresinin yüksek olmasına rağmen iyi performans gösterdiği görülmektedir. Bunun en önemli nedeni de ortalama hesaplamasında LOS durumunda ilk örneğin diğer örneklerden daha güçlü olmasıdır. NLOS durumunda ise örneklerin seviyelerinin farkları çok fazla değildir.

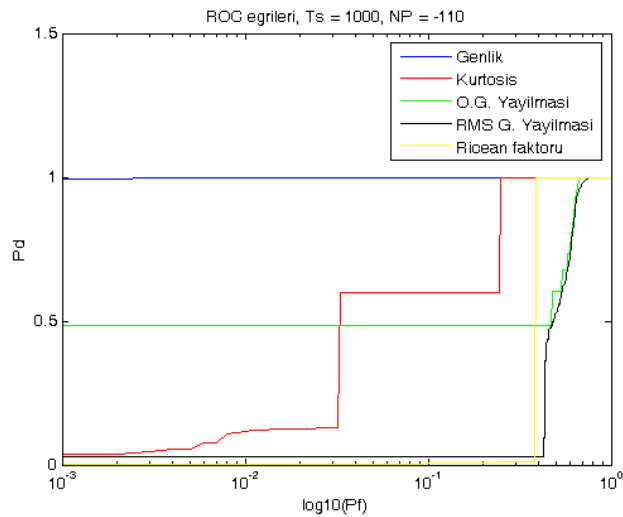


Şekil 6.43 Senaryo 2 için  $T_s=1\mu s$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı





Şekil 6.44 Senaryo 2 için  $T_s=1 \mu s$ 'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e)K faktörü histogramları

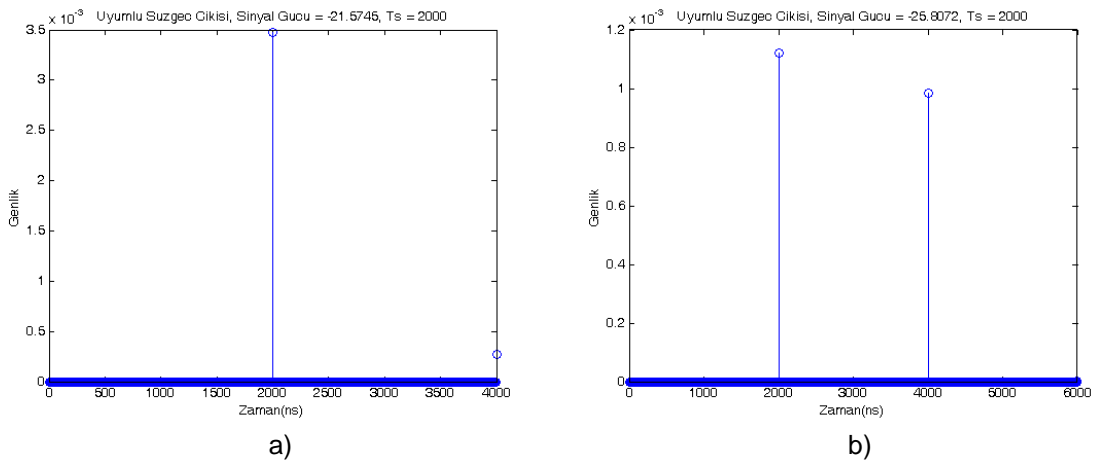


Şekil 6.45 Senaryo 2 için  $T_s=1\mu s$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri

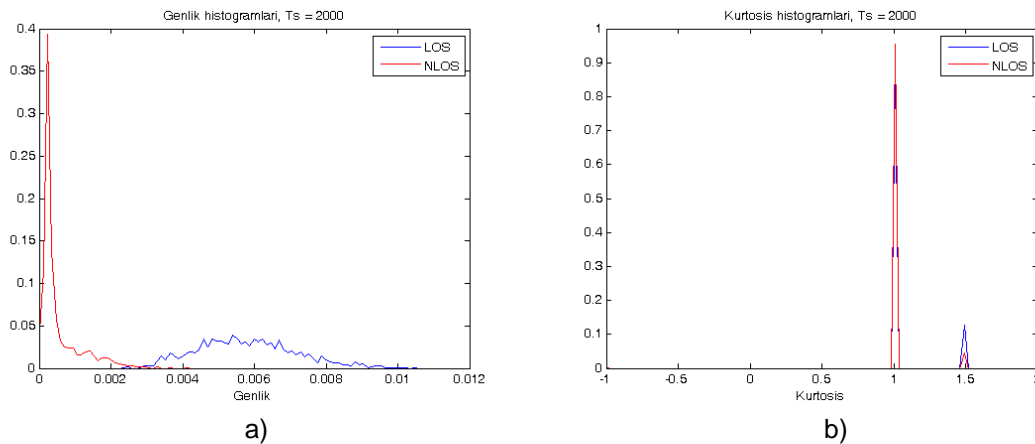
### 6.2.7 Tek Taşıyıcılı sistemlerde $2\mu\text{s}$ sembol süresi

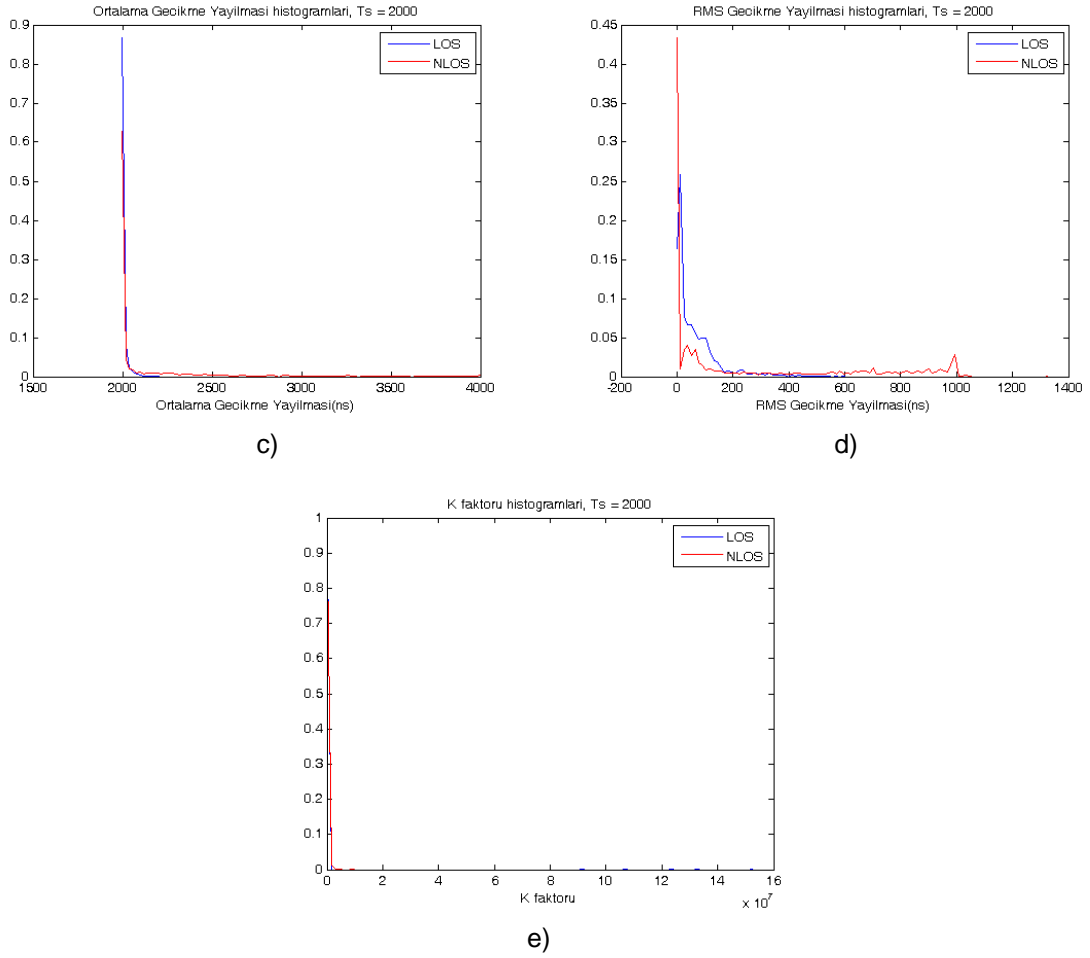
Bu bölümde  $-110\text{dbm}$  gürültü seviyesinde,  $2\mu\text{s}$  sembol süresine sahip tek taşıyıcılı bir sistem kullanılarak NLOS/LOS sınıflandırma algoritmaları gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.46(a)'da LOS durumunda olan bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekil 6.46(b)'de NLOS durumundaki bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekillerden de görüldüğü gibi LOS ve NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin sinyal gürültü oranları çok yüksektir.

Kurtosis, ortalama gecikme yayılması ve rms gecikme yayılması parametreleri geniş bantlı sistemlerde daha iyi kestirilebildiği için, sembol süresi arttıkça bu parametrelerin kullanıldığı NLOS/LOS sınıflandırma testlerinin performanslarının düşmesi beklenmektedir. Şekil 6.48'de testlerin karşılaştırmaları verilmiştir en iyi performansı genlik testinin gösterdiği görülmektedir. NLOS durumunda örneklerin genlikleri arasındaki fark çok büyük olmadığı için ortalama gecikme yayılmasının da iyi performans gösterdiği görülmektedir.

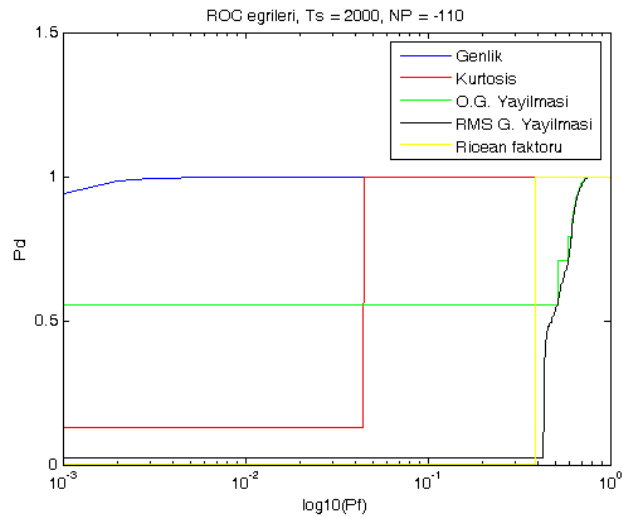


Şekil 6.46 Senaryo 2 için  $T_s=2\mu\text{s}$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı





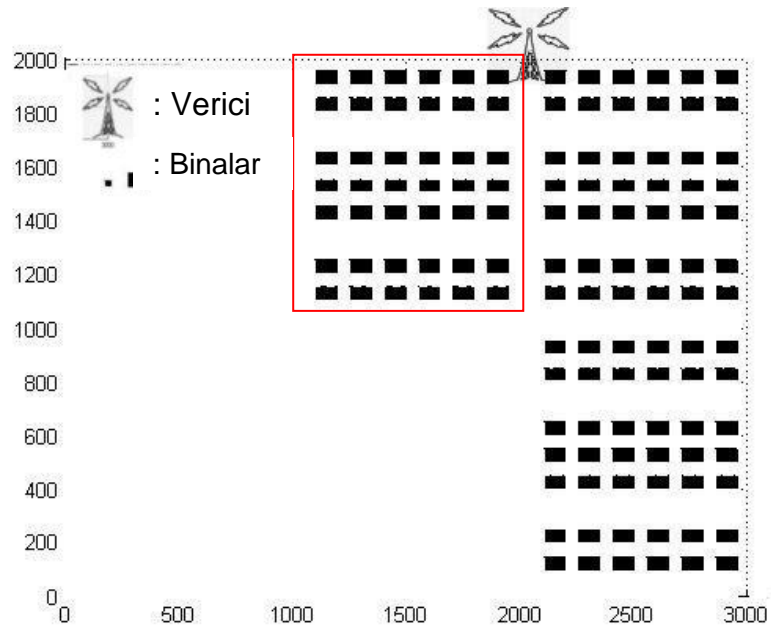
Şekil 6.47 Senaryo 2 için  $T_s=2 \mu s$ 'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e)K faktörü histogramları



Şekil 6.48 Senaryo 2 için  $T_s=2 \mu s$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri

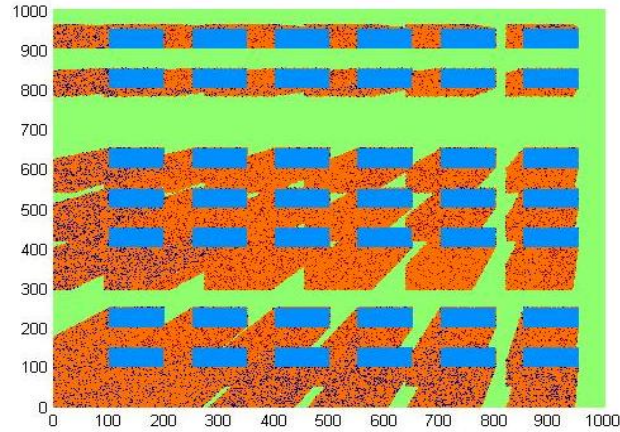
### 6.3 Senaryo 3

Simülasyonların yapıldığı ikinci senaryo da kalabalık, iç içe binaların olduğu şehir merkezleri modellenmeye çalışılmıştır. Binaların yükseklikleri 10m'dir. Alıcıların yükseklikleri 1.5m ve vericinin yüksekliği ise 50m'dir. Alıcılar 1km<sup>2</sup> alanın içinden rastgele olarak seçilmiştir. Verici 1km<sup>2</sup>lik bir köşesinde bulunmaktadır. Işın izleme algoritması ile bu alandan rastgele seçilen alıcılara gelen ışınlar farklı gürültü seviyeleri ve sembol süreleri için hesaplanmıştır. Senaryo 3'de kullanılan binaların ve vericinin yerleri Şekil 6.49'de gösterilmektedir. Alıcılar kırmızı hat ile çevrelenmiş bölge içinden seçilmiştir.



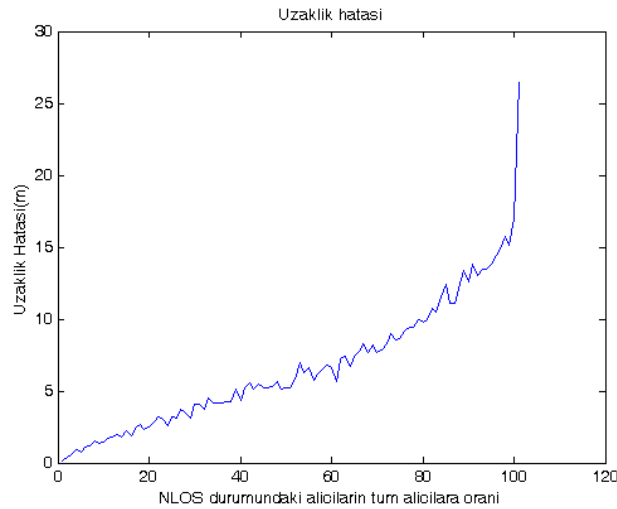
Şekil 6.49 Senaryo 3

Şekil 6.50'de LOS ve NLOS durumundaki alıcıların olduğu konumlar gösterilmiştir. Yeşil renk ile gösterilen bölgedeki alıcılara görüş hattı üzerinden bir bileşen ulaşmaktadır. Turuncu renk ile gösterilen bölgelerdeki alıcılar ise direkt olarak vericiyi görememektedir.



Şekil 6.50 Senaryo 3 NLOS ve LOS konumları

Yer bulma algoritmasında kullanılan NLOS durumundaki alıcı sayısı arttıkça yer bulma algoritmasının hatası da artmaktadır. Şekil 6.51’de NLOS sayısının toplam alıcı sayısına oranına karşılık hata grafiği verilmiştir. NLOS/LOS sınıflandırma algoritmasının NLOS durumundaki alıcıları LOS olarak sınıflandırma oranı  $P_{FA}$  ile gösterilmiştir. İstenen hata oranına bağlı olarak NLOS/LOS sınıflandırma algoritmasının  $P_{FA}$  değeri bu grafik yardımı ile elde edilebilir.



Şekil 6.51 Algoritmadaki NLOS oranına karşılık gelen yer kestirimi hatası

Aşağıdaki bölümlerde ilk olarak DSSS sistemleri için farklı gürültü seviyelerinde NLOS/LOS sınıflandırma algoritmalarının benzetim sonuçları gösterilmiştir. Daha sonra ise tek taşıyıcılı sistemlerde farklı sembol süreleri için NLOS/LOS sınıflandırma algoritmalarının sonuçları verilmiştir.



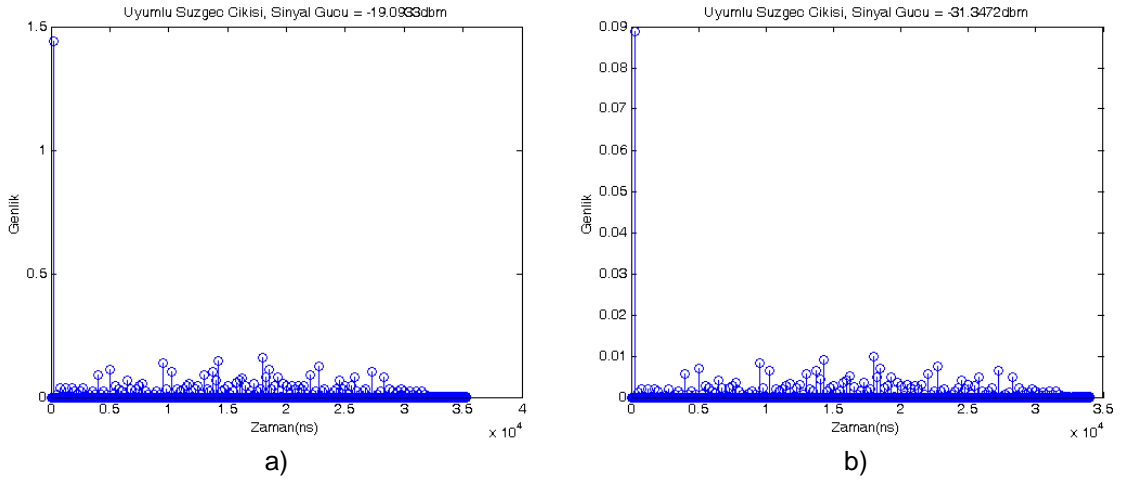
### 6.3.1 DSSS sistemlerinde -110dbm gürültü seviyesi

Bu bölümde senaryo 3 için -110dbm gürültü seviyesinde gerçekleştirilen benzetimler verilmiştir. Şekil 6.52(a)'da LOS durumunda olan bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü üzere sinyal gürültü oranı çok yüksektir ve yaklaşık olarak 90dB'ye denk gelmektedir. Fakat bu senaryoda LOS durumundaki alıcılara gelen sinyallerin güçleri çok geniş bir aralıkta değişmektedir. Yani 90db'den çok farklı sinyal gürültü oranları da görülecektir. Şekil 6.52(b)'de NLOS durumundaki bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. NLOS durumunda bile sinyal gürültü oranı çok yüksektir. Aşağıdaki bölümlerde bu sinyal gürültü oranında gerçekleştirilmiş olan benzetimlerin sonuçları verilmiştir.

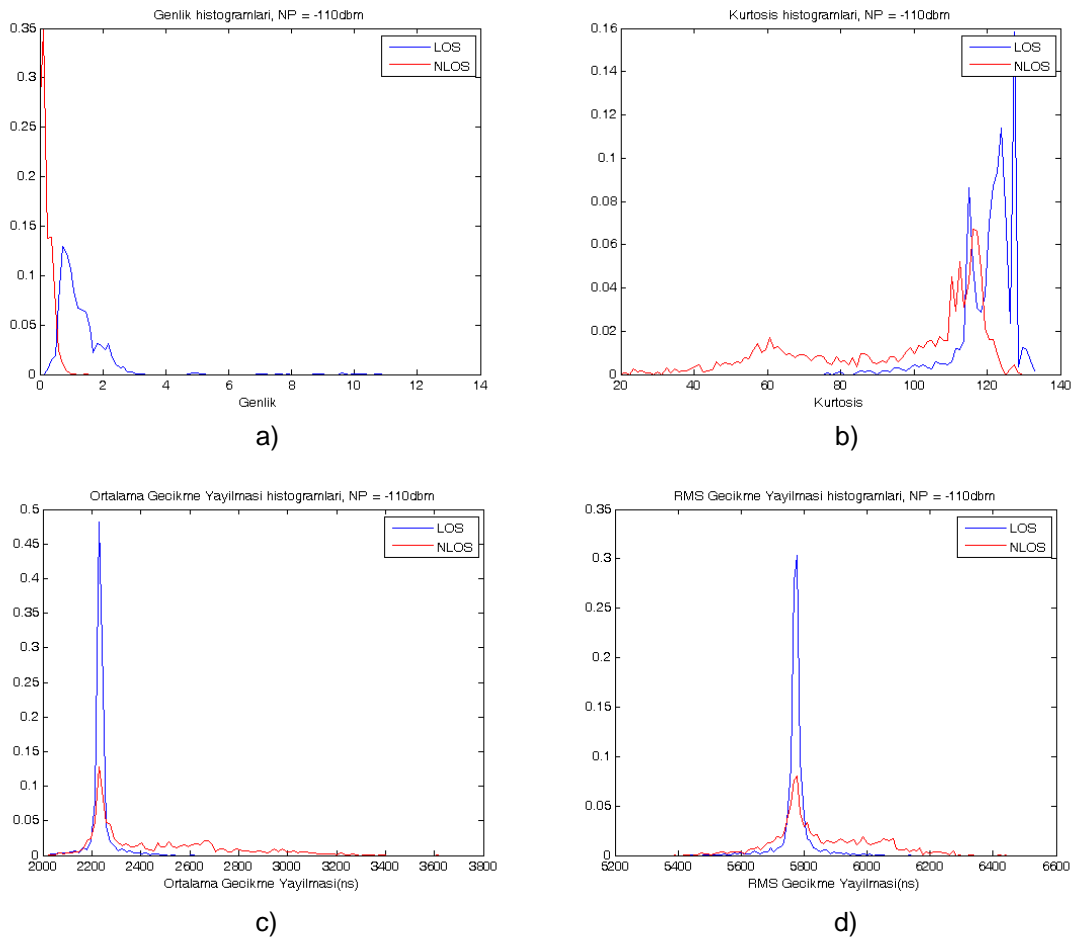
Şekil 6.53(a)'de -110dbm gürültü seviyesinde oluşturulan NLOS ve LOS durumlarındaki alıcıların genlik histogramları verilmiştir. Senaryo 1 de olduğu gibi ikinci ortamda da genlik seviyeleri LOS ve NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyaller için farklılık göstermektedir. NLOS/LOS sınıflandırılması bu ayırım sayesinde -110dbm gürültü seviyesinde başarılı bir şekilde çalışabilmektedir. Daha önceki senaryolardan farklı olarak verici bu sefer alıcılara yakın mesafede olduğu için genlik değerleri daha büyük bir aralık içinde değişmektedir. Ayrıca verici yakın olduğu için alıcılarda iki yönlü yayılım etkileri de daha bariz olarak görülmeye başlanmıştır. LOS durumunda genlik değerleri NLOS durumundaki genlik değerlerine yaklaşmıştır.

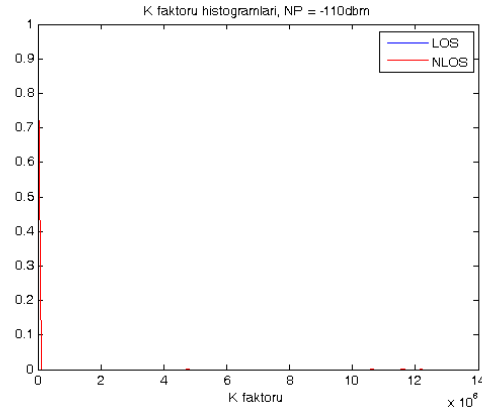
Şekil 6.53(b-e)'de -110dbm gürültü seviyesinde oluşturulan NLOS ve LOS durumundaki alıcıların kurtosis, ortalama gecikme yayılması, rms gecikme yayılması ve K faktörü histogramları verilmiştir. K faktörü haricindeki testler diğer senaryolarda da olduğu gibi düşük performans göstermektedir. K faktörü testleri -110dbm gürültü seviyesinde yüksek performans göstermiştir.

Şekil 6.54'da farklı NLOS/LOS sınıflandırma algoritmalarının karşılaştırmaları verilmiştir. Senaryo 3'de -110dbm gürültü seviyesi için genlik ve Ricean K faktörü ile iyi sonuçlar elde edilmiştir.



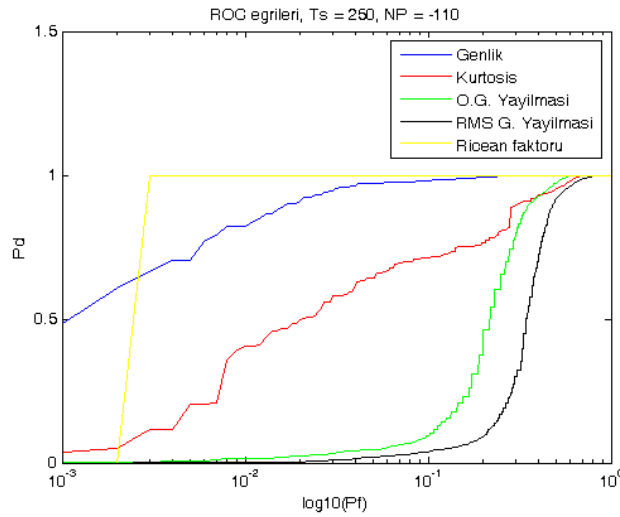
Şekil 6.52 Senaryo3 için NP= -110dbm'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı





e)

Şekil 6.53 Senaryo 3 için NP= -110dbm’de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d) rms gecikme yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları



Şekil 6.54 Senaryo3 için NP= -110dbm’de test edilen algoritmaların ROC eğrileri

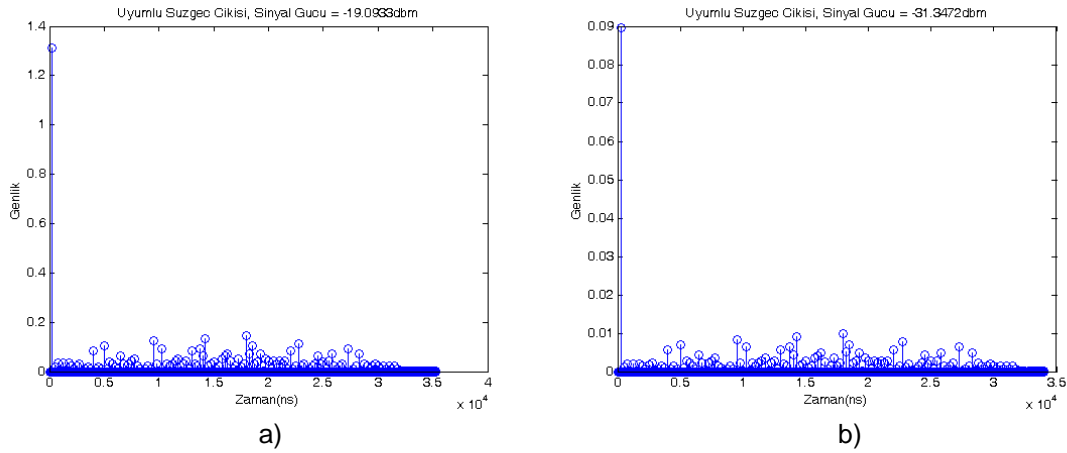
### 6.3.2 DSSS sistemlerinde -80dbm gürültü seviyesi

Bu bölümde, senaryo 3 için, -80dbm gürültü seviyesinde gerçekleştirilen benzetimler verilmiştir. Şekil 6.55(a)’da LOS durumunda olan bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü üzere sinyal gürültü oranı çok yüksektir ve yaklaşık olarak 60dB’ye denk gelmektedir. Fakat bu senaryoda LOS durumundaki alıcılara gelen sinyallerin güçleri çok geniş bir aralıkta değişmektedir. Yani 60db’den çok farklı sinyal gürültü oranları da görülecektir. Şekil 6.55(b)’de NLOS durumundaki bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. NLOS durumundaki sinyal gürültü oranı ise yaklaşık olarak 50db’dir. Aşağıdaki bölümlerde bu sinyal gürültü oranında gerçekleştirilmiş olan benzetimlerin sonuçları verilmiştir.

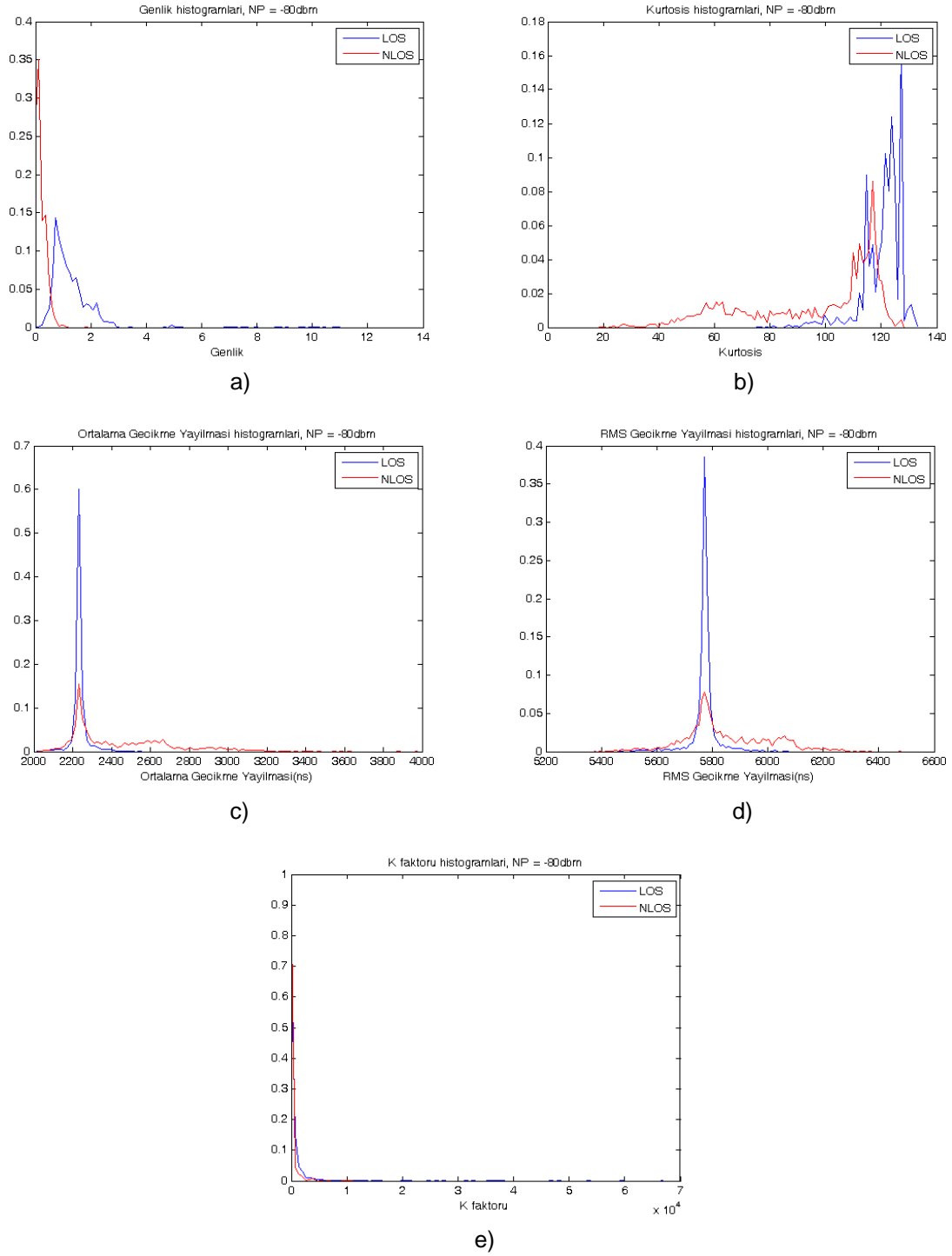
Şekil 6.56'de -80dbm gürültü seviyesinde senaryo 3 için oluşturulan NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin genlik, kurtosis, ortalama gecikme yayılması, rms gecikme yayılması değerlerinin histogramları gösterilmiştir. Bu değerler Senaryo 2'deki ile benzerlik göstermektedir.

Şekil 6.56'da -80dbm gürültü seviyesinde senaryo 3 için oluşturulan NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin K faktörü değerlerinin histogramları verilmiştir. Önceki senaryolarda gürültü seviyesi arttıkça K faktörü kullanılarak yapılan NLOS/LOS sınıflandırma algoritmasının performansı da artmaktaydı fakat bu senaryoda -80dbm de K faktörü testinin performansı düşmüştür. Bu da gene K faktörünün kestirimindeki sorunlardan kaynaklanmaktadır. Yeteri kadar örnek kullanılmayınca bazı durumlarda K faktörü çok büyük değerler üretebilmektedir.

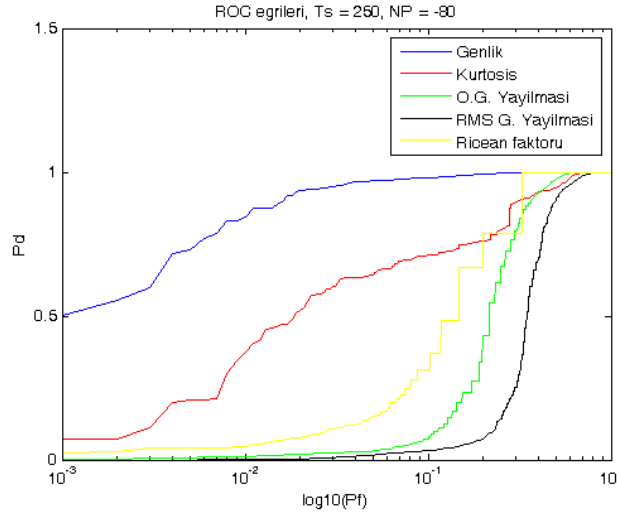
Şekil 6.57'de -80dbm de senaryo 3 için NLOS/LOS sınıflandırma algoritmalarının karşılaştırması verilmiştir. Genlik testi bu gürültü seviyesi için en iyi performansı göstermiştir.



Şekil 6.55 Senaryo3 için NP= -80dbm'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı



Şekil 6.56 Senaryo 3 için NP= -80dbm'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d) rms gecikme yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları



Şekil 6.57 Senaryo3 için NP= -80dbm'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri

### 6.3.3 DSSS sistemlerinde -50dbm gürültü seviyesi

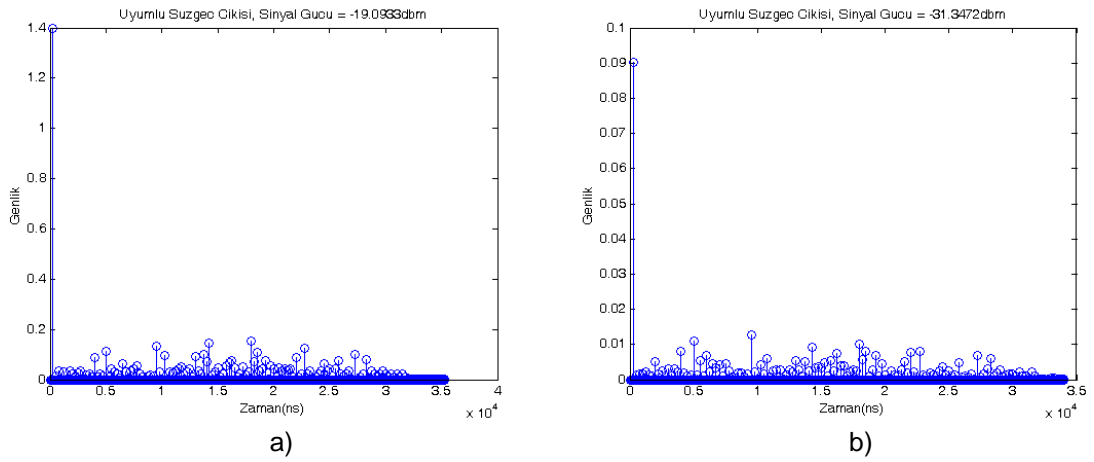
Bu bölümde, senaryo 3 için, -50dbm gürültü seviyesinde gerçekleştirilen benzetimler verilmiştir. Şekil 6.58(a)'da LOS durumunda olan bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Sinyal gürültü oranı yaklaşık olarak 20dB'ye denk gelmektedir. Fakat bu senaryoda LOS durumundaki alıcılara gelen sinyallerin güçleri çok geniş bir aralıkta değişmektedir. Yani 20db'den çok farklı sinyal gürültü oranları da görülecektir. Şekil 6.58(b)'de NLOS durumundaki bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. NLOS durumundaki sinyal gürültü oranı ise yaklaşık olarak 10db'dir. Aşağıdaki bölümlerde bu sinyal gürültü oranında gerçekleştirilmiş olan benzetimlerin sonuçları verilmiştir.

Şekil 6.59(a-d)'da -50dbm gürültü seviyesinde senaryo 3 için oluşturulan NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin genlik, kurtosis, ortalama gecikme yayılması, rms gecikme yayılması değerlerinin histogramları gösterilmiştir. Bu değerlerin histogramları için senaryo 2'deki gibi bariz bir ayırım oluşmamıştır. Genlik testi diğer testlere göre yüksek performans göstermesine rağmen, vericinin alıcılara olan uzaklığı azaldıkça genlik testinin performansında da düşüş olmuştur. Bunun sebebi vericiye yakın mesafeler yerden yansıyanın görüş hattından gelen bileşene olan girişiminin bazı noktalarda çok güçlü olmasıdır. Bu etki Şekil 3.8'de görülebilir.

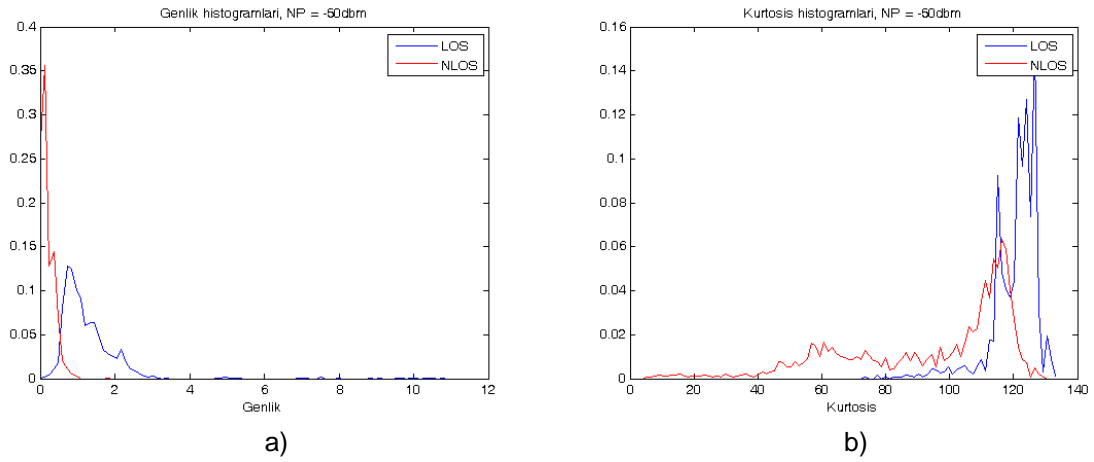
Şekil 6.59'da -50dbm gürültü seviyesinde senaryo 3 için oluşturulan NLOS ve LOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin K faktörü değerlerinin histogramları

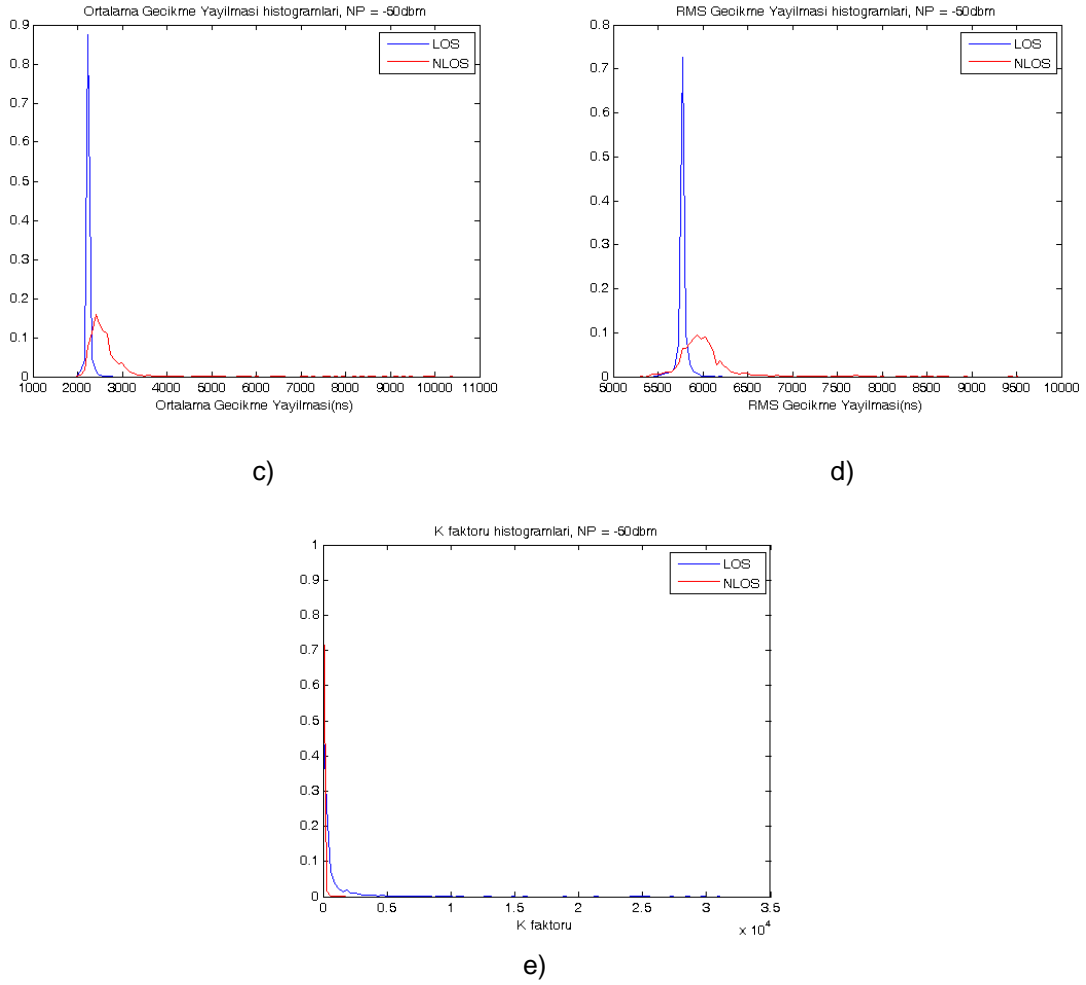
verilmiştir. Bu senaryoda alıcılar vericiye çok yakın olarak konumlandırılabilirdikleri için, LOS bileşenleri çok güçlüdür ve K faktörü değeri de çok büyük değerler alabilmektedir.

Şekil 6.60'de -50dbm de senaryo 3 için NLOS/LOS sınıflandırma algoritmalarının karşılaştırması verilmiştir. Genlik testi -50dbm gürültü seviyesi için en iyi performansı göstermiştir. Genlik testinden sonra Ricean K faktör testi iyi performans göstermiştir.

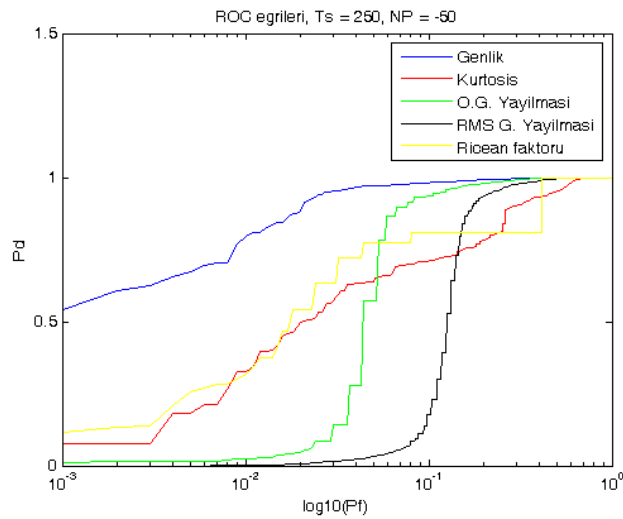


Şekil 6.58 Senaryo 3 için NP= -50dbm'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı





Şekil 6.59 Senaryo 3 için NP= -50dbm'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d) rms gecikme yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları

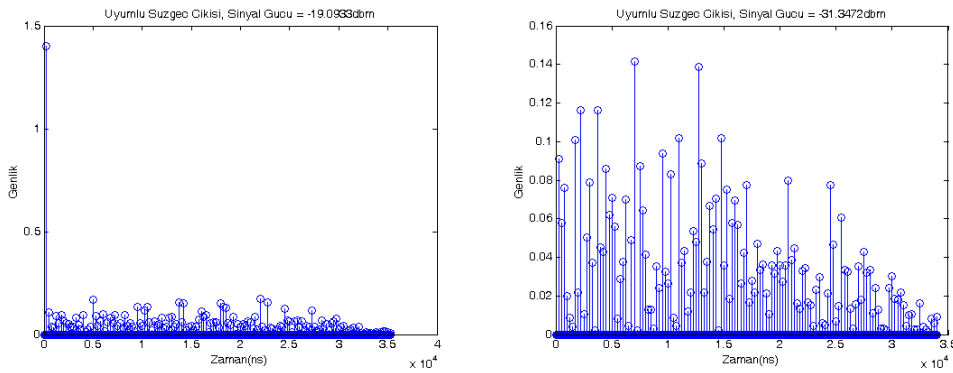


Şekil 6.60 Senaryo 3 için NP= -50dbm'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri



### 6.3.4 DSSS sistemlerinde -20dbm gürültü seviyesi

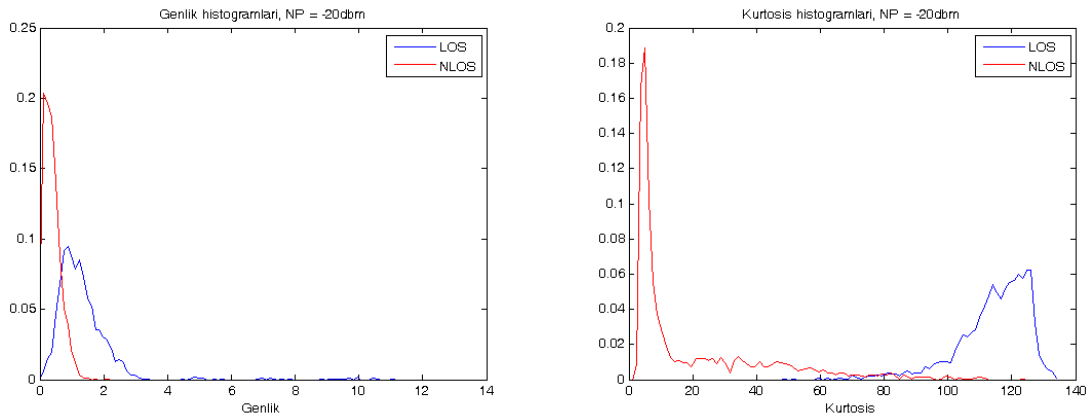
Bu bölümde senaryo 3 için -20dbm gürültü seviyesinde gerçekleştirilen benzetimler verilmiştir. Şekil 6.61(a)'da LOS durumunda olan bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü üzere sinyal gürültü oranı 0db civarındadır. Fakat bu senaryoda LOS durumundaki alıcılara gelen sinyallerin güçleri çok geniş bir aralıkta değişmektedir. Yani 0db'den çok farklı sinyal gürültü oranları da görülecektir. Şekil 6.61(b)'de NLOS durumundaki bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. NLOS durumunda ise sinyal gürültü oranı yaklaşık olarak -10db'dir. Bu bölümdeki benzetimlerde NLOS bileşenlerinin büyük bir bölümü gürültü seviyesinin altında kaldığından testler LOS bileşenleri ile gürültü arasında yapılmış gibi olmuştur. Senaryo 1 ve senaryo 2'deki sonuçlara benzer sonuçlar elde edildiği için bu bölümde sırası ile sadece elde edilen grafikler gösterilmiştir.



a)

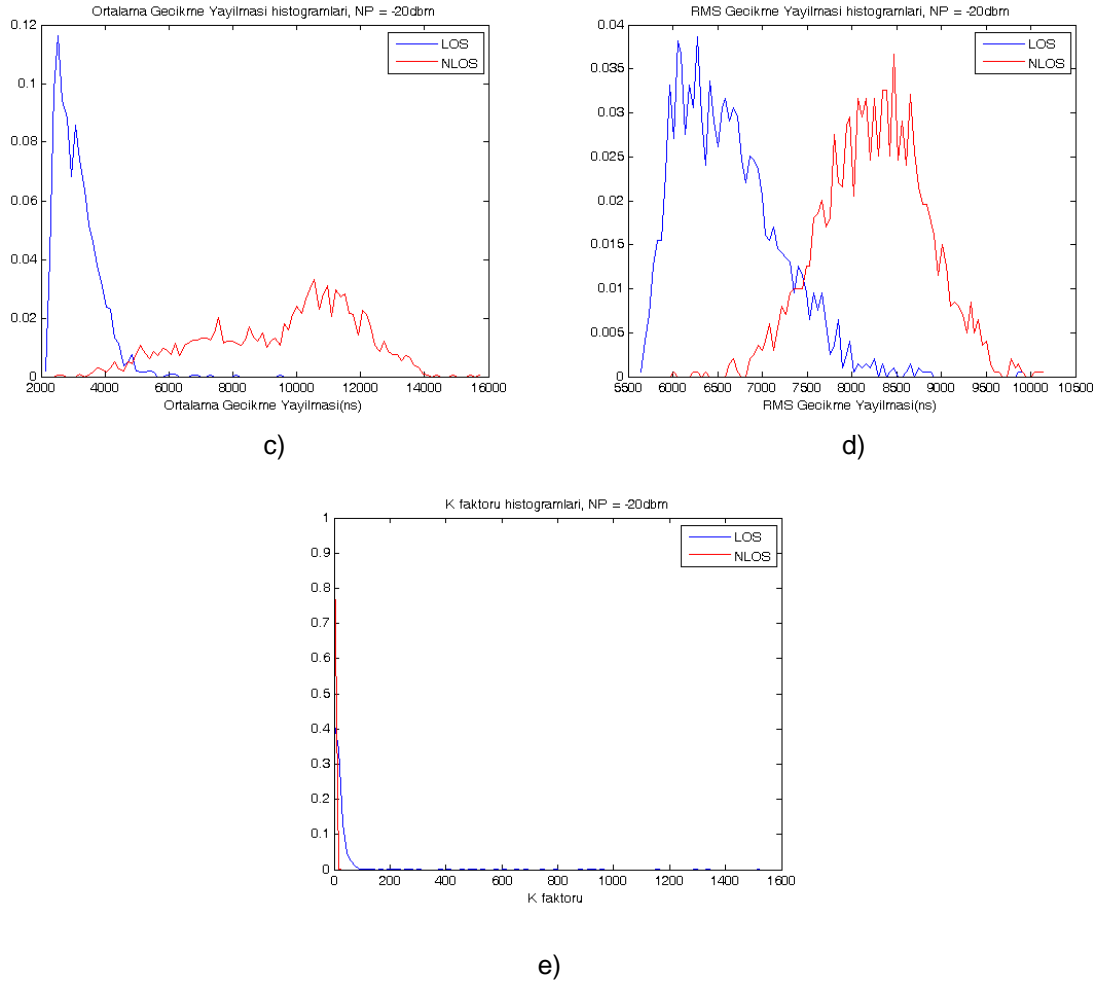
b)

Şekil 6.61 Senaryo 3 için NP= -20dbm'de LOS ve NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı

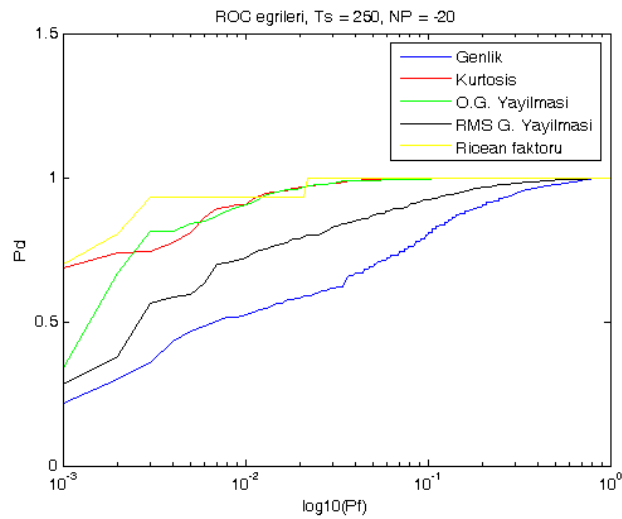


a)

b)



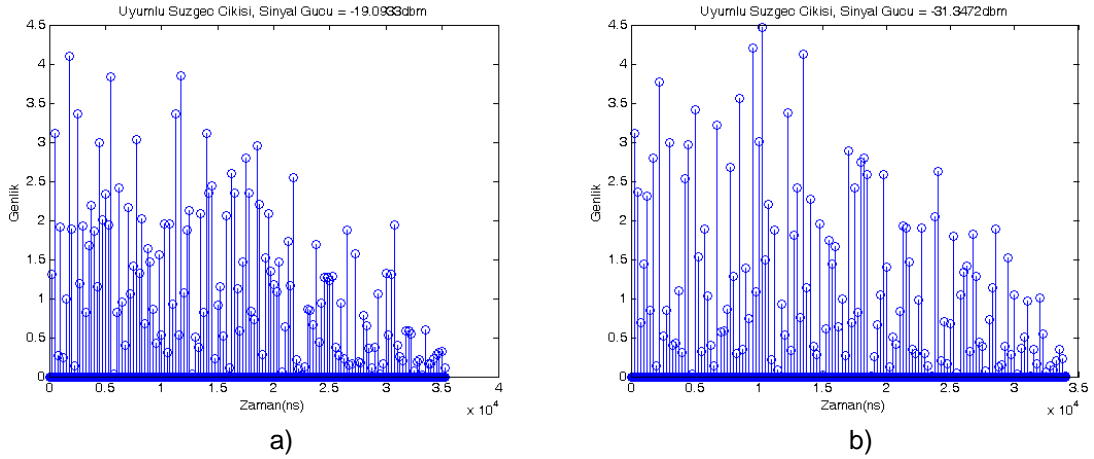
Şekil 6.62 Senaryo 3 için NP= -20dbm'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d) rms gecikme yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları



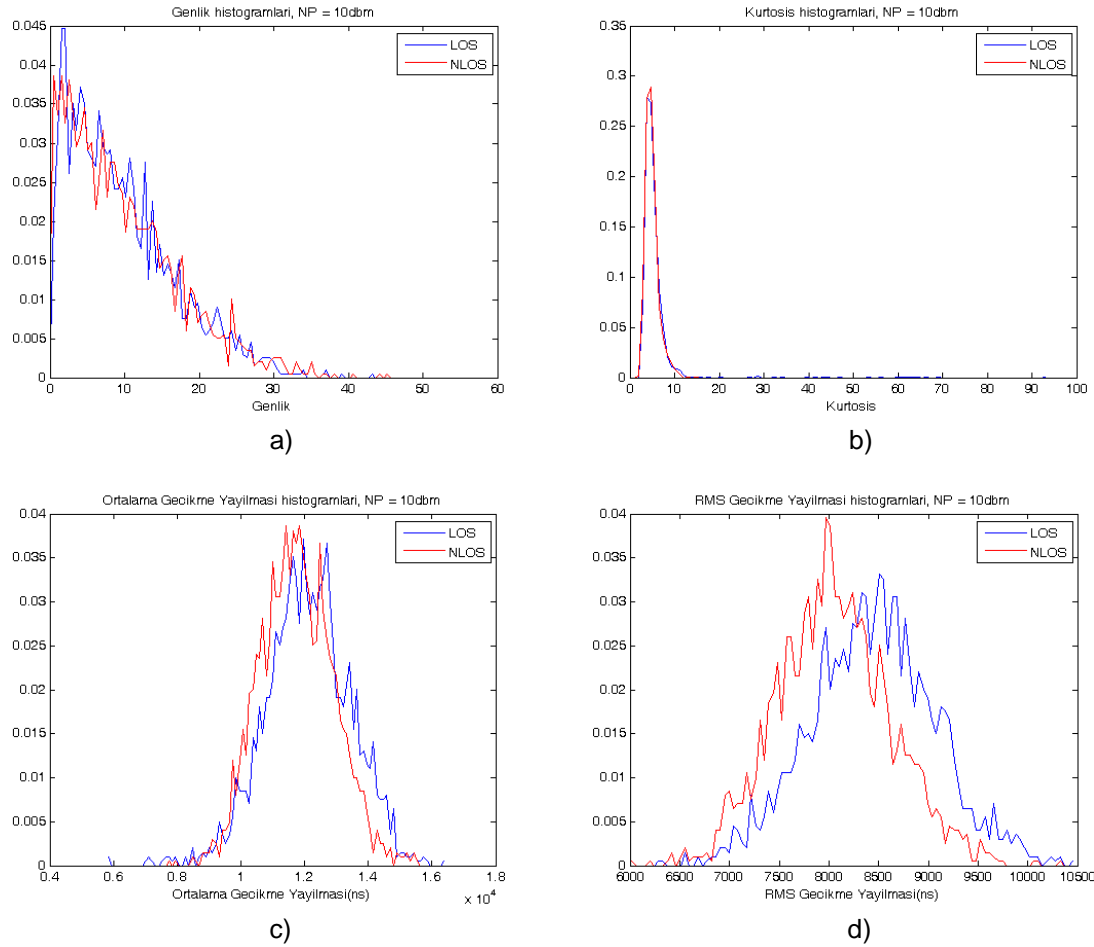
Şekil 6.63 Senaryo 3 için NP= -20dbm'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri

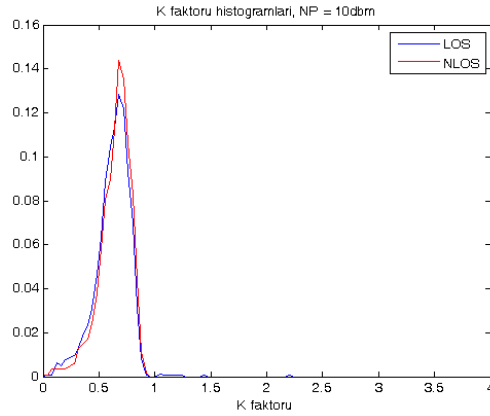
### 6.3.5 DSSS sistemlerinde 10dbm gürültü seviyesi

Bu gürültü seviyesindeki benzetimler sadece bilgi vermesi ve karşılaştırma amacı ile yapılmıştır. Gürültü hem LOS hem de NLOS bileşenlerinin gücünden çok daha büyük olduğu için, yapılan testlerin hiçbiri bu seviye de çalışmamaktadır.



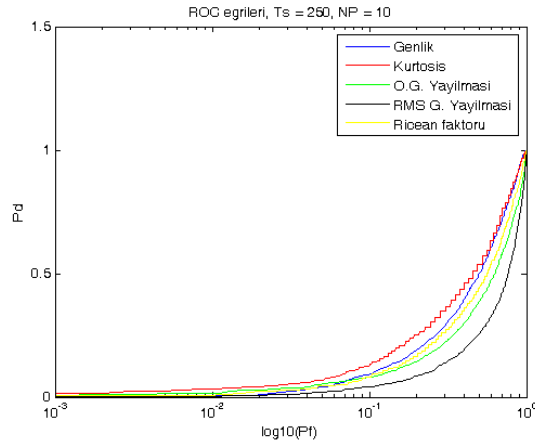
Şekil 6.64 Senaryo 2 için NP= 10dbm'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı





e)

Şekil 6.65 Senaryo 3 için NP= 10dbm’de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d) rms gecikme yayılması, (e) Ricean K faktörü histogramları



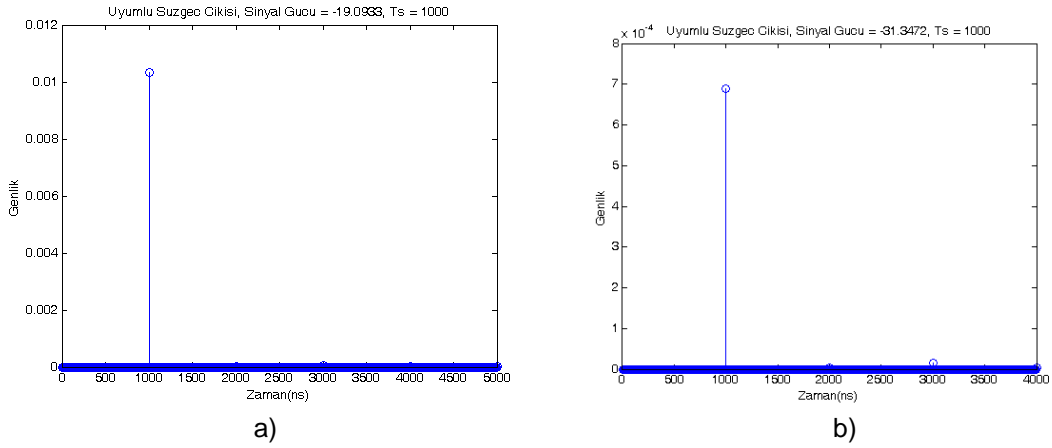
Şekil 6.66 Senaryo 2 için NP= 10dbm’de test edilen algoritmaların ROC eğrileri

### 6.3.6 Tek Taşıyıcılı sistemlerde 1 $\mu$ s sembol süresi

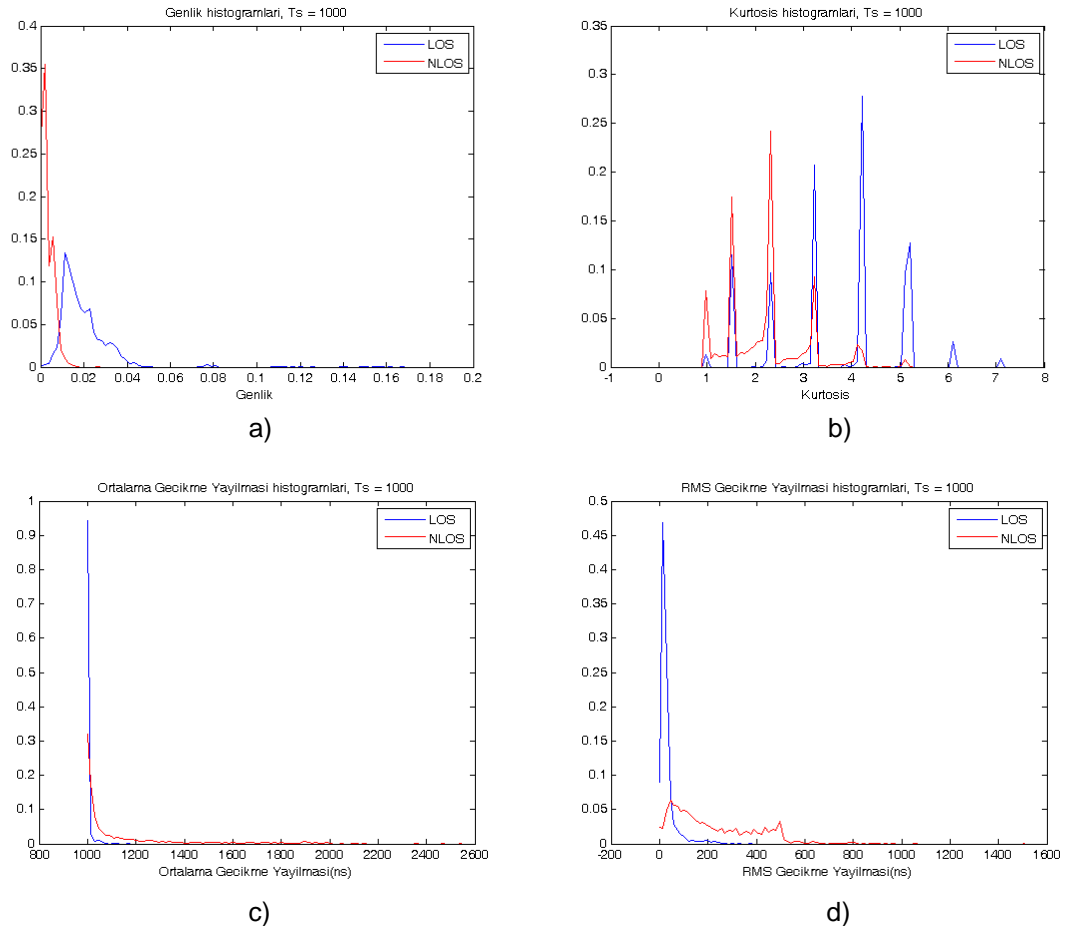
Bu bölümde -110dbm gürültü seviyesinde, 1 $\mu$ s sembol süresine sahip tek taşıyıcılı bir sistem kullanılarak NLOS/LOS sınıflandırma algoritmaları gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.67(a)’da LOS durumunda olan bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekil 6.67(b)’de NLOS durumundaki bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekillerden de görüldüğü gibi LOS ve NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin sinyal gürültü oranları çok yüksektir.

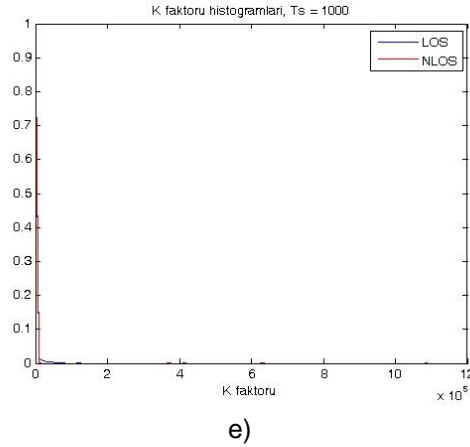
Kurtosis, ortalama gecikme yayılması ve rms gecikme yayılması parametreleri geniş bantlı sistemlerde daha iyi kestirilebildiği için, sembol süresi arttıkça bu parametrelerin kullanıldığı NLOS/LOS sınıflandırma testlerinin performanslarının

düşmesi beklenmektedir.Şekil 6.69'de testlerin karşılaştırmaları verilmiştir en iyi performansı genlik testinin gösterdiği görülmektedir. Fakat ortalama gecikme yayılmasının da sembol süresinin yüksek olmasına rağmen iyi performans gösterdiği görülmektedir. Bunun en önemli nedeni de ortalama hesaplamasında LOS durumunda ilk örneğin diğer örneklerden daha güçlü olmasıdır. NLOS durumunda ise örneklerin seviyelerinin farkları çok fazla değildir.

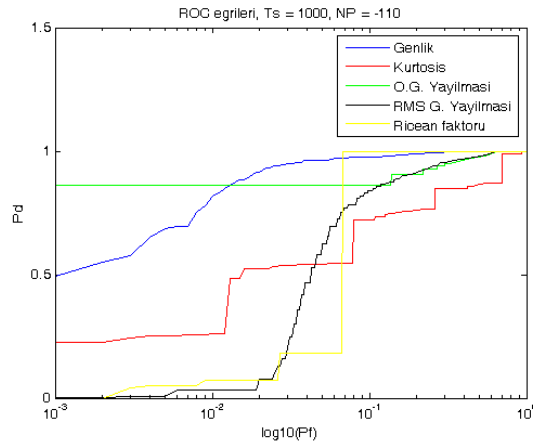


Şekil 6.67 Senaryo 3 için  $T_s=1\mu s$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı





Şekil 6.68 Senaryo 3 için  $T_s=1 \mu s$ 'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e)K faktörü histogramları



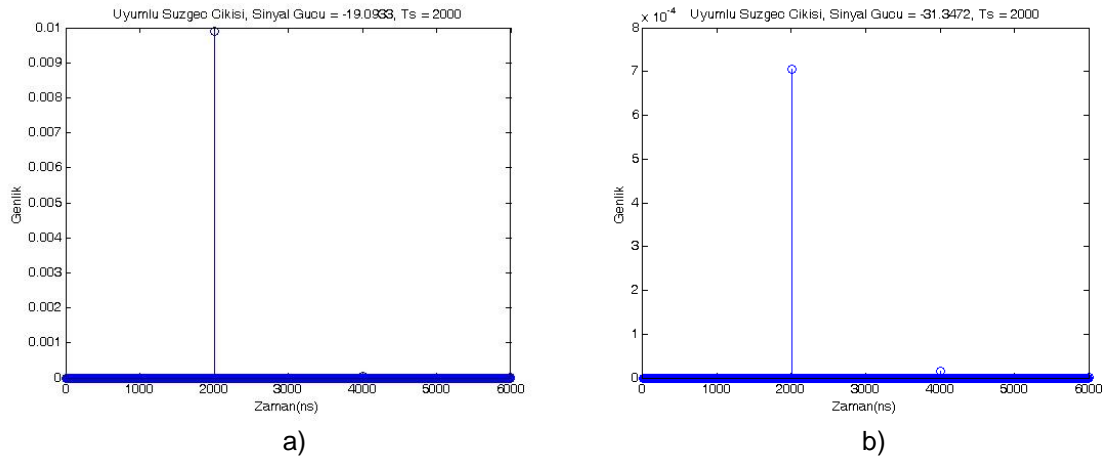
Şekil 6.69 Senaryo 3 için  $T_s=1\mu s$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri

### 6.3.7 Tek Taşıyıcılı sistemlerde $2\mu s$ sembol süresi

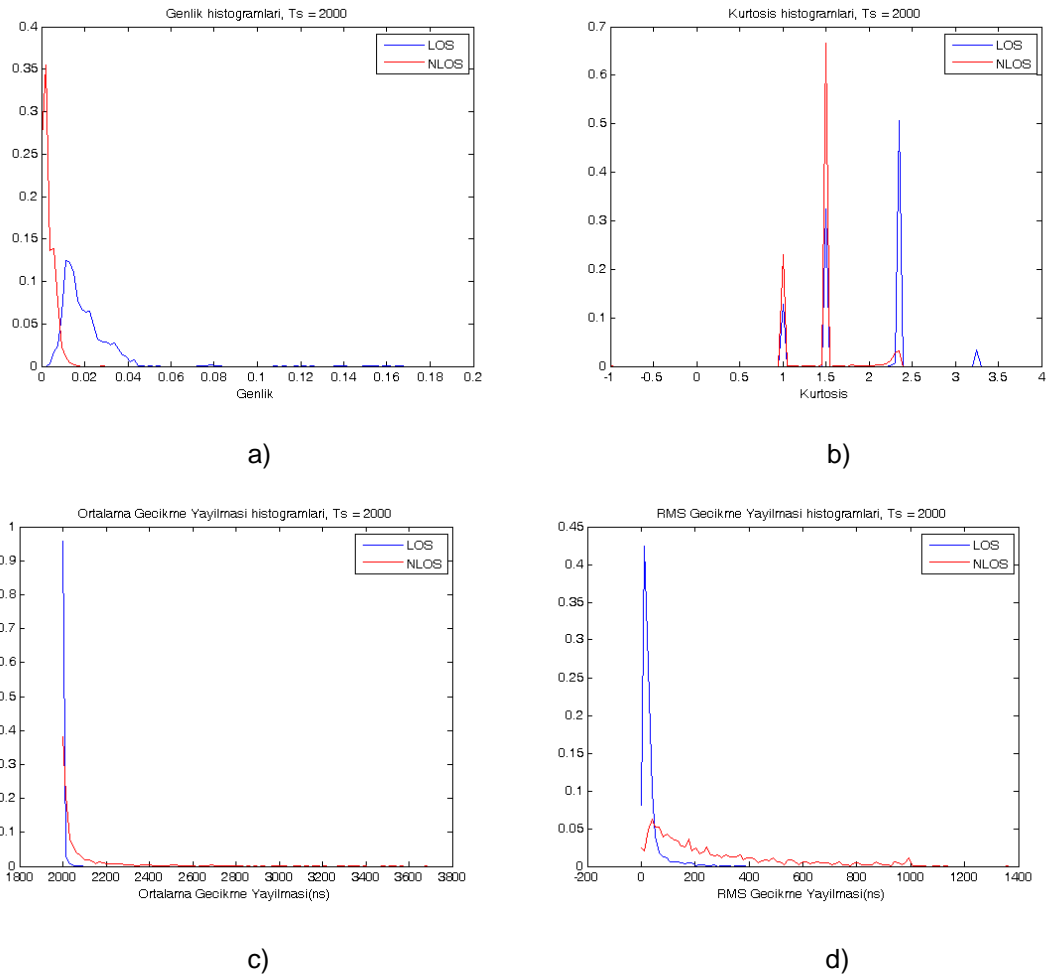
Bu bölümde  $-110\text{dbm}$  gürültü seviyesinde,  $2\mu s$  sembol süresine sahip tek taşıyıcılı bir sistem kullanılarak NLOS/LOS sınıflandırma algoritmaları gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.70'da LOS durumunda olan bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Gene Şekil 6.70'de NLOS durumundaki bir alıcıya gelen sinyalin uyumlu süzgeç çıkışı gösterilmiştir. Şekillerden de görüldüğü gibi LOS ve NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin sinyal gürültü oranları çok yüksektir.

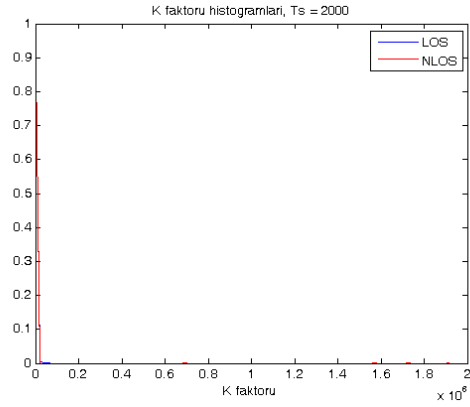
Kurtosis, ortalama gecikme yayılması ve rms gecikme yayılması parametreleri geniş bantlı sistemlerde daha iyi kestirilebildiği için, sembol süresi arttıkça bu parametrelerin kullanıldığı NLOS/LOS sınıflandırma testlerinin performanslarının düşmesi beklenmektedir. Şekil 6.72'de testlerin karşılaştırmaları verilmiştir en iyi performansı genlik testinin gösterdiği görülmektedir. NLOS durumunda örneklerin genlikleri arasındaki fark çok büyük olmadığı için ortalama gecikme yayılmasının

da iyi performans gösterdiği görülmektedir. Kurtosis ise, kanaldan alınan örnek sayısı düştüğü için dar bantlı sistemlerde iyi performans gösterememektedir.



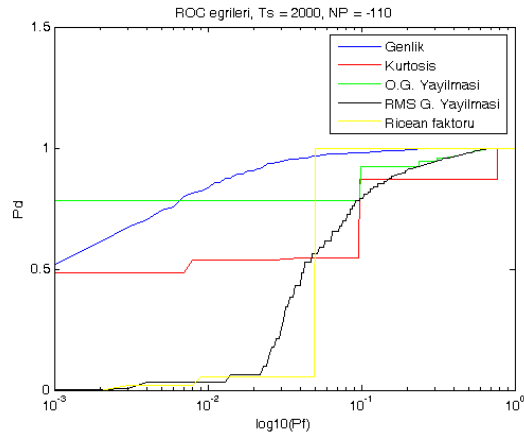
Şekil 6.70 Senaryo 3 için  $T_s=2\mu s$ 'de (a)LOS ve (b)NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin uyumlu süzgeç çıkışı





e)

Şekil 6.71 Senaryo 3 için  $T_s=2 \mu s$ 'de oluşturulan (a)genlik, (b)kurtosis, (c)ortalama gecikme yayılması, (d)rms gecikme yayılması ve (e)K faktörü histogramları



Şekil 6.72 Senaryo 3 için  $T_s=2\mu s$ 'de test edilen algoritmaların ROC eğrileri



## 7 SONUÇLAR

Bu tezde ilk olarak literatürdeki NLOS/LOS sınıflandırma algoritmaları incelenmiştir. İncelenen makalelerde, NLOS/LOS sınıflandırma probleminin ikili hipotez testi olarak ele alındığı görülmüştür. İkili hipotez testlerinin gerçekleştirilmesi için test istatistiklerinin dağılımlarının NLOS ve LOS durumları için bilinmesi gerekmektedir. Bazı çalışmalarda UWB kanalları için hazırlanan modellerden faydalanılarak NLOS ve LOS için test istatistiklerinin çıkarıldığı görülmektedir. Bu modellerin kullanılmadığı çalışmalar için ise parametrik olmayan kestirim yöntemleri geliştirilmiştir.

Tezde, daha sonra, alıcıya gelen sinyalin NLOS durumu ve LOS durumu için karakteristikleri incelenmiştir. Benzetimlerde farklı senaryolar için DSSS sistemlerinde ve tek taşıyıcılı sistemlerde alıcıya gelen sinyaller incelenmiştir. Bu benzetimlerde de görüldüğü gibi en gürbüz olan test istatistiğinin genlik dağılımı olduğu görülmüştür. Kurtosis testi, yüksek sinyal gürültü oranında ve tek taşıyıcılı dar bantlı sistemler için kötü performans göstermektedir. Fakat düşük sinyal gürültü oranında ve geniş bantlı sistemlerde yüksek performans gösterebilmektedir. Ortalama gecikme yayılması ve rms gecikme yayılması istatistikleri ise yüksek sinyal gürültü oranlarında düşük performans göstermektedir. ROC eğrilerinden de görüldüğü gibi dar bantlı sistemlerde de genlik kadar olmasa da ortalama gecikme yayılması ve rms gecikme yayılması testleri yüksek performansla çalışmaktadır. Ricean K faktörünün kullanıldığı testlerin ise kalabalık şehir içi ortamlarda kötü performans gösterdiği benzetimlerde de görülmektedir. Bunun en büyük sebebi de ortamdan yansıyan çokyol bileşenlerinin güçlerinin toplamının LOS bileşeninin gücü kadar büyük olabilmesidir. Ricean K faktörü benzetimlerde de görüldüğü gibi dağınık yerleşimin olduğu ortamlarda iyi performans göstermektedir. Ricean K faktörü testinin en büyük dezavantajı, kestirim için fazla sayıda örnek ve zamana ihtiyaç duymasıdır. Buna rağmen benzetimlerde de görüldüğü gibi genlik testini kullanan NLOS/LOS sınıflandırma algoritması tüm senaryolarda, farklı sinyal gürültü oranlarında ve farklı sembol periyotlarında en iyi performansı göstermektedir. Bunun yanında, genlik testlerinin, Ricean K faktörü testlerinde olduğu gibi çok fazla işlem yükü ve zaman gereksinimi de yoktur.

Literatürdeki algoritmalarda olduğu gibi kıyaslanan algoritmaların uygulanmasındaki en büyük problem incelenen test istatistiklerinin dağılımlarının bilinmemesidir. Bu dağılımlar testler gerçekleştirilmeden önce ortamdaki alıcılar tarafından gerçekleştirilebilir. Histogramların oluşturulmasında kullanılacak ikinci yöntemin de ışın izleme yöntemi olduğu düşünülmektedir. Çünkü LOS ve NLOS durumlarındaki alıcılara gelen sinyallerin karakteristik özellikleri ortamın geometrisine bağlıdır. Bilgisayar teknolojisindeki gelişmeler ve uydudan fotoğraflama gibi haritalama yöntemlerinin gelişmesi ile ışın izleme yönteminin verimliliği artmıştır.

## KAYNAKLAR

1. J. Caffery, Jr., 2000, Wireless location in CDMA cellular radio systems. Boston : Kluwer Academic Publishers.
2. Knapp, C. ve G.Carter., 1976, The Generalized correlation method for estimation of time delay, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, 24(4), 320 - 327.
3. Patwari, Neal, et al., 2005, Locating the Nodes:Cooperative localization in wireless sensor networks, IEEE SIGNAL PROCESSING MAGAZINE, 22(4), 55-69.
4. S.-S. Woo, H.-R. You, and J.-S. Koh., 2000, The NLOS mitigation technique for position location using IS-95 CDMA networks. Proc. IEEE 52th Vehicular Technology Conference, 2556 - 2560.
5. Smith, Julius O. ve Abel, Jonathan s., 1987, Closed-Form Least-Squares Source Location Estimation from Range-Difference Measurements., IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing 35(12), 1661 - 1669.
6. Goldsmith, Andrea. , 2005, Wireless Communications, Cambridge University Press.
7. Molisch, Andreas. , 2005, Wireless Communications, Wiley.
8. Bertoni, Henry L. , 2000, Radio Propagation for Modern Wireless Systems, Prentice Hall.
9. Awe Communications, 3D Urban Intelligent Ray Tracing. [Çevrimiçi] <http://www.awe-communications.com/>.
10. Borrás, J., Hatrack, P. ve Mandayam, N.B. , 1998, Decision theoretic framework for NLOS Identification, IEEE 48th Vehicular Technology Conference, 1583-1587.
11. S. Gezici, H. Kobayashi, and H. V. Poor. , 2003, Nonparametric nonline-of-sight identification. IEEE 58th Vehicular Technology Conference, 2544- 2548.
12. Venkatraman, S. ve J. Caffery, Jr., , 2002, Statistical approach to non-line-of-sight BS identification. Honolulu, Hawaii : 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, 296 - 300.
13. Yu, K ve Guo, Y. J. , 2009, Statistical NLOS Identification Based on AOA, TOA, and Signal Strength, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 58(1), 274 - 286.
14. Zhuang, L. Cong and W. , 2005, Nonline-of-sight error mitigation in mobile location. IEEE Transactions on Wireless Communications, 4(2), 560 - 573.

15. Alavi, B. ve K. Pahlavan. , 2003, Modeling of the distance error for indoor geolocation, : Wireless Communications and Networking, 668 – 672.
16. Molisch, A.F., Balakrishnan, K. ve Cassioli, D. , 2004, IEEE 802.15.4a channel model final report. Technical Report, IEEE 802.15-04-0662-01-04a.
17. Güvenç, İsmail, Chong, Chia-Chin ve Watanabe, Fujio. , 2008, NLOS identification and weighted least-squares localization for UWB systems using multipath statistics. EURASIP J. on Advances in Signal Processing.
18. Venkatesh, S ve Buehrer, R.M. , 2007, Non-line-of-sight identification in ultra-wideband systems based on received signal statistics, Microwaves, Antennas & Propagation, IET, 6(1).
19. Maali, Abdelmadjid, et al. , 2009, A New Low Complexity NLOS Identification Approach Based on UWB Energy Detection, Radio and Wireless Symposium.
20. Benedetto, Francesco, et al., 2007, Dynamic LOS/NLOS Statistical Discrimination of Wireless Mobile Channels, IEEE 65th Vehicular Technology Conference, 3071 - 3075.
21. Al-Jazzar, S. ve J. Caffery, Jr. , 2005, New algorithms for NLOS identification, Mobile and Wireless Communications Summit.
22. Schroeder, Jens, et al., 2007, NLOS detection algorithms for Ultra-Wideband localization, 4th Workshop on Positioning, Navigation and Communication.
23. Chen, P. C. , 1999, A non-line-of-sight error mitigation algorithm in location estimation. New Orleans, LA : Proc. IEEE Int. Conf. Wireless Commun. Networking.
24. Chao, Wei-Kai ve Lay, Kuen-Tsair , 2007, NLOS Measurement Identification for Mobile Positioning in Wireless Cellular Systems, IEEE 66th Vehicular Technology Conference, :1965 - 1969.
25. Tepedelenlioglu, C., Abdi, A. ve G.B Giannakis. , 2003, The Ricean K factor: estimation and performance analysis, IEEE Trans. on Wireless Communications, 2(4), 799 - 810.
26. Trees, Harry L. Van. Detection, 2001, Estimation, and Linear Modulation Theory Part I, Wiley.

**ÖZGEÇMİŞ**

Adı Soyadı : ÖMER ÖZDİL

Doğum Yeri : KAHRAMANMARAŞ

Doğum Yılı : 1983

Medeni Hali : Bekar

Eğitim ve Akademik Durumu:

Lise 1998-2001 : Fatih Fen Lisesi, İSTANBUL

Lisans2002-2006 : Purdue Üniversitesi, ABD

Yabancı Dil : İngilizce

İş Tecrübesi:

2006-... : TÜBİTAK İLTAREN

ANKARA