

**BİNALARIN VE ARAZİ YAPISININ KENTSEL BÖLGELERDEKİ
KABLOSUZ HABERLEŞMEDE OLUŞAN YOL KAYIPLARINA ETKİLERİ**

Alper HAN

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**HAZİRAN 2006
ANKARA**

Alper HAN tarafından hazırlanan BİNALARIN VE ARAZİ YAPISININ KENTSEL BÖLGELERDEKİ KABLOSUZ HABERLEŞMEDE OLUŞAN YOL KAYIPLARINA ETKİLERİ adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd.Doç.Dr.K.Cem NAKİBOĞLU
Tez Yöneticisi

Bu çalışma, jürimiz tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Doç.Dr.Osman GÜRDAL

Üye : Yrd.Doç.Dr.K.Cem NAKİBOĞLU

Üye : Yrd.Doç.Dr.Remzi YILDIRIM

Tarih : 23.06.2006

Bu tez, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygundur.

TEZ BİLDİRİMİ

Bu tezde belirtilen görüş ve yorumlar yazana aittir. Türk Silahlı Kuvvetlerinin ya da diğer kamu kuruluşlarının görüşlerini yansıtmaz.

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada orijinal olmayan her türlü kaynağa eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Alper HAN

**BİNALARIN VE ARAZİ YAPISININ KENTSEL BÖLGELERDEKİ
KABLOSUZ HABERLEŞMEDE OLUŞAN YOL KAYIPLARINA ETKİLERİ
(Yüksek Lisans Tezi)**

Alper HAN

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
Haziran 2006**

ÖZET

Kablosuz haberleşme sistemlerindeki radyo-linkler genellikle 20 km ve daha kısa menzile sahip olup, kullanılan işaretlerin dalga boyu bina boyutlarından küçüktür. Linkte kullanılan antenler binalar arasına veya yanına yerleştirilebilir. Bu durumda; kablosuz haberleşme sistemleri için önem arz eden kanal işaret karakteristikleri, bitki örtüsü ve coğrafi şartlar kadar yapılardan da etkilenmektedir. Bu tür ortamlarda işaretler, bir antenden diğerine duvarlarda oluşan yansıma ve iletim, zeminde oluşan yansıma, bina kenarları ve arazideki diğer engellerden kaynaklanan kırımın sonucunda oluşan bir çok yol üzerinden gelmektedir. Bu çalışmada elektromanyetik dalga yayılımı olayı, binaların düz arazi veya bir tepe üzerinde bulunması durumuna göre incelenmiştir. Emici yarı-ekranlar dizisi olarak tanımlanan binaların, arazi eğimine dik olan ve birbirine paralel olan sokaklar ile eşit aralıklara ayrılan saflar üzerinde bulunduğu kabul edilmiştir. Metot olarak doğrusal ışın optiği teorisi modeli esas alınarak inceleme yapılmış ve nümerik sonuçlar elde edilmiştir. Bu sonuçlar deneysel ölçüm sonuçları ve diğer yol kaybı yöntemlerinden hesaplanan sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Ayrıca, bir orman içinde veya orman içerisinde açıklık bir bölgede bulunan kullanıcı için kırılma ve kırımın

varsayımlarını kullanan bazı yol kaybı hesaplama yöntemleri incelenmiş ve sonuçları değerlendirilmiştir.

Bilim Kodu : 905.1.053
Anahtar Kelimeler : Kablosuz haberleşme, elektromanyetik dalga yayılımı, yol kaybı, arazi faktörleri, kentsel bölgeler, orman etkileri
Sayfa Adedi : 137
Tez Yöneticisi : Yrd.Doç.Dr.K.Cem NAKİBOĞLU

EFFECTS OF TERRAIN AND BUILDINGS ON PATH LOSS IN URBAN ENVIRONMENTS FOR WIRELESS COMMUNICATION APPLICATIONS

(M.Sc. Thesis)

Alper HAN

**GAZİ UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY**

June 2006

ABSTRACT

In modern wireless systems, the radio links are about 20 kilometers or less, the antennas that create the links lie near to or among the buildings, and the wavelength is small compared to building dimensions. As a result, the channel signal characteristics, which are most significant for wireless communication systems, are strongly influenced by the buildings as well as by vegetation and geographical conditions. In this environment, signals propagate from one antenna to the other over multiple paths that involve the processes of reflection and transmission at walls and by the ground and process of diffraction at building edges and terrain obstacles. In this thesis, electromagnetic wave propagation over buildings is examined when the buildings are located on flat terrain and hills. The buildings, which are represented by a series of absorbing half-screens, are assumed to lie in rows that are equally spaced along parallel streets, with the streets running perpendicular to the terrain slope. Phenomenological methods based on non-linear ray optics for diffraction investigated and the results are evaluated through computer simulation programs and some results are compared

measurements and other some path loss models. Furthermore, path loss to subscribers located in a forest and on roads or in clearings in a forest are examined using refraction and diffraction concepts.

Science Code : 905.1.053

Key Words : Wireless communication, electromagnetic wave propagation, path loss, terrain factors, urban areas, forest effects

Page Number : 137

Adviser : Asst.Prof.Dr.K.Cem NAKİBOĞLU

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren, bilgi tecrübe ve zamanını benimle paylaşmaktan kaçınmayan Hocam Yrd.Doç.Dr.K.Cem NAKİBOĞLU'na çok teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR.....	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	.xii
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	.xvii
1. GİRİŞ	1
2. KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE YAYILIM OLAYI	5
3. KENAR VE KÖŞELERDE OLUŞAN KIRINIM OLAYI	10
3.1. Yerel Bölgenin Fresnel Bölgeleri Bakımından Yorumu.....	12
3.2. Emici Bir Yarı Ekran Tarafından Düzlem Dalga Kırınımı	13
3.2.1. $y>0$ Aydınlatılmış bölgedeki alan	15
3.2.2. $y<0$ Gölge bölgesindeki alan	16
3.2.3. $y=0$ Gölge sınırı yakınındaki alan (Kırınımın Düzenli Teorisi-UTD)	17
3.3. Emici Ekran (Felsen Kırınım Katsayısı)	18
4. ÖNEMLİ YOL KAYBI KESTİRİM MODELLERİ	20
4.1. HATA Yol Kaybı Kestirim Modeli	20
4.2. COST 231 HATA (Genişletilmiş HATA) Yol Kaybı Kestirim Modeli ...	21
4.3. COST 231 WI (Walfisch-Ikegami) Yol Kaybı Kestirim Modeli.....	22
5. DÜZ ARAZİ ÜZERİNDEKİ BİNALARIN VARLIĞI DURUMUNDA ELEKTROMANYETİK DALGA YAYILIMI	25

Sayfa

5.1. Alçak Binaların Oluşturduğu Saflar Üzerinden Elektromanyetik Dalga Yayılımının Modellenmesi.....	25
5.1.1. Yol kazancı (Path Gain-PG) bileşenleri	26
5.1.2. Çatı üstü alanların kırınımı ile PG ₂ 'nin modellenmesi.....	27
5.2. Çatı Üstü Alanların PG ₁ İndirgemesinin Hesaplanması.....	32
5.2.1. Alan indirgemesi hesabında fiziksel optik yöntemi.....	34
5.2.2. Düzgün saf aralığı ve bina yüksekliği durumu için çözüm	36
5.3. Makro Hücresel Kestirim İçin Düzlem Dalga Gelişi (Etkisi).....	37
5.3.1. Boersma fonksiyonuna göre çözüm	38
5.3.2. Yol kaybı hesabında yerleşen alanın kullanımı	42
5.4. Düz Arazi Üzerindeki Binaların Varlığı Durumunda Elektromanyetik Dalga Yayılımı ile İlgili Benzetim Çalışmaları.....	44
6. YOL KAYBI HESABINDA ARAZİ ENGEBELİĞİ VE ORMAN ETKİLERİNİN MODELLENMESİ.....	55
6.1. Arazi Engeliği Etkilerinin Modellenmesi.....	55
6.1.1. Görüş hattında olan kullanıcı yakınındaki çatı üstleri için yollar.....	56
6.1.2. Keskin kenarlı tepeler üzerinden kırınıma uğrayan yollar	57
6.1.3. Binaların bulunduğu tepeler üzerinden silindirik dalgaların kırınımı	60
6.1.4. Üzerinde binaların bulunduğu tepeler için yol kaybı eşitlikleri	66
6.2. Engeli Arazi İçin Yapılan Benzetim Sonuçları.....	68
6.2.1. Silindirik bir tepe ve ardında uzanan düz arazi modeli için yapılan benzetim sonuçları.....	68
6.2.2. Silindirik bir tepe ve ardında uzanan eğimli arazi modeli için yapılan benzetim sonuçları.....	77

Sayfa

6.3. Ormanlık Bölgelerin Modellenmesi	82
6.3.1. Ormanın içinde bulunan gezgin birimden diğer bir gezgin birime yanal dalga yayılımı ve yapılan benzetim sonuçları	86
6.3.2. Ormanın içindeki bir kullanıcıya doğru olan yayılımdaki kırılmaya uğramış yol ve yapılan benzetim sonuçları	90
6.3.3. Orman dışındaki açıklık bir bölgede bulunan kullanıcılar arası yayılım ve yapılan benzetim sonuçları	95
7. SONUÇ VE ÖNERİLER	99
KAYNAKLAR	101
EKLER	104
EK-1 Düzlem dalga için Snell yasası eşitlikleri.....	105
EK-2 Antenler ve ışınlım	109
EK-3 Benzetim programları.....	122
ÖZGEÇMİŞ	137

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Gezgin kullanıcı yakınındaki nesnelerden dolayı elektromanyetik dalgaların kullanıcıya farklı yollardan ulaşması.....	8
Şekil 2.2. Doğrudan görüş hattının sağlanamadığı durum için gezgin kullanıcının cadde boyunca ilerlemesi sonucu dBm olarak ölçülen darband CW işaretin mesafeye göre değişimi ve değişimin kayan ortalaması (gölgeleme bayılması).....	8
Şekil 3.1. Bir vericiden alıcıya ulaşan alan, aradaki bir düzlemde bulunan eşdeğer kaynakların katkılarının toplamı olarak üretilmiş kabul edilerek elde edilebilir.....	11
Şekil 3.2. Alıcı ve vericinin odaklarını oluşturduğu Fresnel bölgesi elipsoidi.	12
Şekil 3.3. Emici yarı düzlemin ötesine gönderilen alanın, yarı düzlem üstündeki bir bölgede gelen bir düzlem dalgadan dolayı oluşan eşdeğer kaynakların katkılarının toplamı olarak bulunması.	13
Şekil 3.4. Aydınlatılmış bölgedeki emici bir yarı düzlemin ötesine gönderilen düzlem dalga ve kenardaki kırınım tarafından oluşturulan silindirik dalga.....	16
Şekil 3.5. Bir yarı düzlem üzerine gelen düzlem dalga, Gelen Dalga Gölge Sınırı (GDGS) üstündeki bölgeyi aydınlatması ve Yansıyan Dalga Gölge Sınırı (YDGS) altındaki bölgede yansıyan dalgalar üretmesi.	18
Şekil 5.1. Alçak binaların bulunduğu ortamda elektromanyetik dalga yayılımının araya giren bina safları üzerinden gerçekleşmesinin modellenmesi ve gezgin kullanıcı yakınındaki saflardan cadde seviyesine doğru oluşan kırınım olayı.	26
Şekil 5.2. Sivri uçlu çatılara sahip ve paralel saflar oluşturan binalar için çatı üstü alanların cadde seviyesinde bulunan kullanıcıya doğru kırınımı ile ilgili farklı yollar.	28
Şekil 5.3. Reading-İngiltere’de yapılan orta işaret ölçümünün yükseklik kazancı ($H_B \approx 12,5$ m) değerleri ve bu değerlerin hesaplanan değerlerle karşılaştırılması.	32

Şekil	Sayfa
Şekil 5.4. $n+1$ safı üzerindeki düzlem içindeki alanın, n safı üzerindeki alandan hesaplanması geometrisi.....	34
Şekil 5.5. N_0 yerleşme sayısı; $n+1$ ekranı üstüne ulaşan düzlem dalga ışını çevresindeki Fresnel bölgesine giren ekran sayısı ile belirlenmesi.....	36
Şekil 5.6. Bir düzlem dalga gelişinden kaynaklanan ve birbiri ardına dizilen saflar üzerinden $N+1$ çatı üstüne ulaşan alanın değişik g_p parametre değerlerine göre değişimi.	41
Şekil 5.7. Yerleşen alan olarak verilen Q alan indirgemesi değerinin, boyutsuz g_p parametresi ile değişimi.	43
Şekil 5.8. $H=h_{BS}-H_B=6,1$ m için Philadelphia'da yapılan ölçümler ile teorik hesaplama sonuçlarının karşılaştırılması.....	45
Şekil 5.9. $H=h_{BS}-H_B=18,3$ m için Philadelphia'da yapılan ölçümler ile teorik hesaplama sonuçlarının karşılaştırılması.....	46
Şekil 5.10. Büyük kente yakın bir büyüklükteki kentsel bölgede yol kaybı ile ilgili ölçülen ve hesaplanan sonuçların karşılaştırılması ($f=900$ MHz, $h_{BS}=25$ m, $h_m=2$ m, $H_B=20$ m, $d=20$ m).....	47
Şekil 5.11. Büyük kente yakın bir büyüklükteki kentsel bölgede yol kaybı ile ilgili ölçülen değerler ile Eş. 5.32 ve COST 231 WI modeli ile ayrı ayrı hesaplanan sonuçların karşılaştırılması ($f=900$ MHz, $h_{BS}=25$ m, $h_m=2$ m, $H_B=20$ m, $d=20$ m).....	48
Şekil 5.12. Büyük kent ortamında yol kaybı ile ilgili ölçülen ve hesaplanan sonuçların karşılaştırılması ($f=1800$ MHz, $h_{BS}=40$ m, $h_m=2$ m, $H_B=20$ m, $d=20$ m).....	49
Şekil 5.13. Büyük kent ortamında yol kaybı ile ilgili ölçülen değerler ile Eş. 5.32, HATA ve COST 231 HATA modelleri ile ayrı ayrı hesaplanan sonuçların karşılaştırılması ($f=1800$ MHz, $h_{BS}=40$ m, $h_m=2$ m, $H_B=20$ m, $d=20$ m).....	50
Şekil 5.14. Büyük kent ortamında yol kaybı ile ilgili ölçülen değerler ve COST 231 WI, COST 231 HATA modelleri ile Eş. 5.32 ile hesaplanan sonuçların karşılaştırılması ($f=1800$ MHz, $h_{BS}=40$ m, $h_m=2$ m, $H_B=20$ m, $d=20$ m).....	51

Şekil	Sayfa
Şekil 5.15. Büyük kent ortamında yol kaybı ile ilgili ölçülen ve hesaplanan sonuçların karşılaştırılması ($f=900$ MHz, $h_{BS}=40$ m, $h_m=2$ m, $H_B=16$ m, $d=30$ m).....	52
Şekil 5.16. Büyük kent ortamında yol kaybı ile ilgili ölçülen değerler ile Eş. 5.32 ve HATA modeli sonuçlarının birlikte karşılaştırılması ($f=900$ MHz, $h_{BS}=40$ m, $h_m=2$ m, $H_B=16$ m, $d=30$ m).	53
Şekil 5.17. Büyük kent ortamında yol kaybı ile ilgili ölçülen değerler ile Eş. 5.32, COST 231WI ve HATA modeli ile birlikte karşılaştırılması ($f=900$ MHz, $h_{BS}=40$ m, $h_m=2$ m, $H_B=16$ m, $d=30$ m).	54
Şekil 6.1. İnişli çıkışlı arazi üzerindeki çatı üstleri için dalga yayılımı.	56
Şekil 6.2. Bir tepe üzerinden kırınım için kama (wedge) yaklaşımı.	58
Şekil 6.3. 50 m yükseklikli silindirik bir tepe ($R_H=10$ km) ve onu takip eden düz arazi üzerinde bulunan $H_B=7$ m yüksekliğindeki bina saflarını temsil eden ekranlar.	61
Şekil 6.4. Bir tepe üzerinden kırınım için silindirik yaklaşım.	61
Şekil 6.5. Şekil 6.3'teki verici konumundaki doğrusal bir hat kaynağı tarafından yayılan silindirik bir dalga için Şekil 6.3'teki çatı üstlerindeki alan genliğinin değişimi (Noktalar genliğin değişimini, devamlı çizgili eğri ise tepenin arka tarafındaki ve düz bölgedeki alan için sürünen ışın yaklaşıklıklarını göstermektedir).	62
Şekil 6.6. Sürünen ışın yaklaşımının, değişik d saf aralıkları ve R_H tepe yarı çapları için bir tepenin arka tarafındaki nümerik olarak hesaplanmış alanlara uydurulması ile elde edilen 900 MHz'deki eksponansiyel ψ zayıflama katsayısı.....	64
Şekil 6.7. Sürünen ışın yaklaşımının, $d=50$ m saf aralığı ile 900 MHz ve 1,8 GHz frekansları için farklı büyüklükteki tepelerin arka taraflarındaki nümerik olarak hesaplanmış alanlara uydurulması ile elde edilen D_H kırınım katsayısı.	64
Şekil 6.8. Sürünen ışın yaklaşımının, $d=50$ m saf aralığı ile 900 MHz ve 1,8 GHz frekansları için farklı büyüklükteki tepelerden sonraki düzlemde nümerik olarak hesaplanmış alanlara uydurulması ile elde edilen D_1 kırınım katsayısı.....	66

Şekil	Sayfa
Şekil 6.9. (-1000-0) m bölgesindeki yol kaybı grafiği.....	69
Şekil 6.10. (-1000-0) m bölgesindeki yol kazancı grafiği.....	70
Şekil 6.11. (-1000-0) m bölgesindeki çatı üstlerindeki fazladan yol kaybı $Q(g_p)$	71
Şekil 6.12. (0-1000) m tepe arkası bölgesindeki yol kaybı grafiği.	72
Şekil 6.13. (0-1000) m tepe arkası bölgesindeki yol kazancı grafiği.....	72
Şekil 6.14. (1000-4800) m tepe arkası bölgesindeki yol kaybı grafiği.	74
Şekil 6.15. (1000-4800) m tepe arkası bölgesindeki yol kazancı grafiği.....	74
Şekil 6.16. (-1000-4800) m bölgesinin tümüne ait yol kaybı grafiği.	76
Şekil 6.17. 50 m yükseklikli silindirik bir tepe ($R_H=10$ km) ve onu takip eden eğimli arazi üzerinde bulunan $H_B=7$ m yüksekliğindeki bina saflarını temsil eden ekranlar.	77
Şekil 6.18. (1000-4800) m tepe arkası eğimli arazideki yol kaybı grafiği.	79
Şekil 6.19. Tepe arkası bölgesinin düz veya eğimli arazi olması durumuna göre yapılan benzetim sonuçlarındaki yol kaybı grafiklerinin karşılaştırılması.....	80
Şekil 6.20. (-1000-4800) m bölgesinin tümüne ait yol kaybı grafiği.	81
Şekil 6.21. İnce disk ve ince silindirlerden oluşan bölgeye düzlem dalga gelişi.	82
Şekil 6.22. 90° Geliş açısı için κ 'nın reel kısmının frekansa göre değişimi.	84
Şekil 6.23. 90° Geliş açısı için κ 'nın negatif sanal kısmının frekansa göre değişimi.....	84
Şekil 6.24. Ormanın içinde gezgin birimden diğer bir gezgin birime yanal dalga yayılımı.	87
Şekil 6.25. Ormanın içinde gezgin birimden diğer bir gezgin birime doğru olan yayılım için yol kazancı değişimi.	88

Şekil	Sayfa
Şekil 6.26. Ormanın içinde gezgin birimden diğer bir gezgin birime doğru olan yayılım için yol kaybı değişimi.	89
Şekil 6.27. Ormanın içindeki bir kullanıcıya doğru olan yayılımdaki kırılmaya uğramış yol.	91
Şekil 6.28. Ormanın içindeki bir kullanıcıya doğru olan yayılımdaki yol kazancının değişimi.	93
Şekil 6.29. Ormanın içindeki bir kullanıcıya doğru olan yayılımdaki yol kaybının değişimi.	94
Şekil 6.30. Orman dışındaki açıklık bir bölgede bulunan kullanıcıya doğru orman üzerinden gerçekleşen yayılımdaki kırıma uğramış yol.	95
Şekil 6.31. Orman dışındaki açıklık bir bölgede bulunan kullanıcılar arası yayılımda yol kazancının değişimi.	96
Şekil 6.32. Orman dışındaki açıklık bir bölgede bulunan kullanıcılar arası yayılımda yol kaybının değişimi.	97

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
a_c	Dal yarıçapı
a_d	Yaprak yarıçapı
A_e	Antenin efektif alanı
C	Işık hızı
d	Binalar veya bina safları arası mesafe
D	Kırınım katsayısı
dB	Desibel
D_H	Tepe kırınım katsayısı
d_s	Katman derinliği
D_T	UTD kırınım katsayısı
E	Elektrik alan
E^{inc}	Gelen elektrik alan
f	Frekans
F	Geçiş fonksiyonu
f_M	MHz biriminden frekans
g	Anten kazancı
G	Anten kazancı
GHz	Gigahertz
g_p	Düzlem dalga gelişi ile ilişkili boyutsuz parametre
H	Manyetik alan
H_B	Bina yüksekliği
h_{BS}	Aktarıcı anteni yüksekliği
h_{eff}	Aktarıcı anteni efektif yüksekliği
H^{inc}	Gelen manyetik alan

Simgeler	Açıklama
h_m	Gezgin kullanıcı anteni yüksekliği
H_T	Orman örtüsü yüksekliği
k	Dalga sayısı
k_F	Orman için yayılma sabiti
km	Kilometre
l	Dal uzunluğu
L	Yol kaybı
L_0	Serbest uzay yol kaybı
L_{msd}	Çoklu ekran kırınım kaybı
L_{rts}	Çatı üstünden sokağa doğru olan kırınım kaybı
m	Metre
MHz	Megahertz
N	Ekran sayısı
N_0	Yerleşme ekran sayısı
P	Poynting vektörü
PG₀	Serbest uzay yol kazancı
PG₁	Çoklu ekran kırınımı yol kazancı
PG₂	Çatı üstünden kullanıcıya doğru yol kazancı
PG_{dB}	Desibel biriminden yol kazancı
P_R	Alıcı tarafından alınan güç
P_T	Verici tarafından gönderilen güç
Q	Yerleşen alan değerinin büyüklüğü
r	İşinsal mesafe
rad	Radyan
R	Aktarıcı ile kullanıcı arasındaki yatay mesafe
R_h	Tepe yarıçapı
R_k	Km biriminden yatay mesafe
r_R	Alıcıya olan uzaklık
r_S	Kaynağa olan uzaklık

Simgeler	Açıklama
t	Yaprak kalınlığı
T	İletim katsayısı
U	Birim adım fonksiyonu
w	Bina derinliği veya genişliği
W_{Fn}	n.ci Fresnel bölgesinin yarı çapı
x_h	Tepe tabanı ile doruğu arasındaki yatay mesafe
y_h	Tepenin zeminden yüksekliği
λ	Dalga boyu
Λ	Örüntü fonksiyonu
ρ	Alıcı ile kırınım kenarı arasındaki mesafe
θ	Kırınım açısı
φ'	Kırınım kenarına düzlem dalga geliş açısı
φ	Kırınım kenarından düzlem dalga ayrılış açısı
Γ	Yansımaya katsayısı
α	Aktarıcıdan çatı üstüne düzlem dalga geliş açısı
ψ	Sürünen dalga yaklaşımındaki zayıflama katsayısı
κ	Dalga sayısı sapması
ρ_c	Dal yoğunluğu
ρ_d	Yaprak yoğunluğu
α_{dB}	Özel zayıflama değeri
χ	Duyarlılık (veya Polarizabilite)
θ_c	Kritik açı
ϵ_r	Ölçeklendirilmiş dielektrik sabiti
θ_T	Snell yasasında iletim açısı
θ_R	Snell yasasında yansımaya açısı
ω	Açısal frekans
η	Dalga empedansı

Kısaltmalar	Açıklama
BK	Büyük Kent
CMR	Hücrel Gezgın Haberleşme Sistemi (Cellular Mobile Radio)
COST	Bilimsel Teknik Araştırma Alanında Avrupa İşbirliği (European Co-operation in the field of Scientific Technical research)
CW	Sürekli Dalga (Continuous Wave)
GDGS	Gelen Dalga Gölge Sınırı
GTD	Kırınımın Geometrik Teorisi (Geometrical Theory of Diffraction)
KD	Kent Dışı
OBK	Orta Büyüklükte Kent
PCS	Kişisel Haberleşme Hizmetleri (Personal Communication Services)
PG	Yol Kazancı (Path Gain)
PL	Yol Kaybı (Path Loss)
TE	Enine Elektrik (Transverse Electric)
TM	Enine Manyetik (Transverse Magnetic)
UHF	Ultra Yüksek Frekans (Ultra High Frequency)
UTD	Kırınımın Düzenli Teorisi (Uniform Theory of Diffraction)
WI	Walfisch-Ikegami
WLAN	Kablosuz Yerel Alan Şebekesi (Wireless Local Area Network)
WPBX	Kablosuz Özel Büro Santralleri (Wireless Private Branch Exchange)
YDGS	Yansıyan Dalga Gölge Sınırı

1. GİRİŞ

Son yıllarda yaşanan kablosuz haberleşme sistemlerindeki hızlı gelişmeler neticesinde, bu sistemleri tasarlayan mühendisler için haberleşme ortamının kanal karakteristiklerinin elde edilmesi ve belli parametrelere bağlı olarak hızlı bir şekilde değerlendirilmesi daha önemli hale gelmeye başlamıştır. Bu sayede, elektromanyetik dalgaların kablosuz haberleşme alt yapısının kurulacağı ortamdaki yayılımının daha iyi anlaşılabilmesi sonucunda daha maliyet etkin sistemlerin üretilmesi mümkün olmaktadır.

Özellikle UHF frekans bandındaki elektromanyetik dalgaların yayılım karakteristikleri; çok sayıda kablosuz haberleşme sistemlerinin performans ve tasarımı üzerindeki temel limitleri belirlemektedir.

Günümüzdeki kablosuz sistemlerde; haberleşmeyi sağlayan antenler binaların arasında yer almakta ve işaretlerin dalga boyları ise binaların boyutları ile karşılaştırıldığında çok küçük kalmaktadır. Bu itibarla; haberleşme ortamının kanal karakteristikleri bitki örtüsünden ve arazi yapısından etkilendiği gibi ortamda bulunan binalardan da büyük ölçüde etkilenmektedir. Bu tür ortamlarda; bina duvarlarında oluşan yansıma ve iletim olayları, zeminden kaynaklanan yansıma olayları, binaların köşe ve kenarları ile arazideki diğer engellerden kaynaklanan kırınım olayları neticesinde elektromanyetik dalgalar bir antenden diğerine çok sayıda farklı yol üzerinden ulaşmaktadır [1].

Büyük kentsel bölgelerde kurulan hücresel sistemlerdeki aktarıcı ile şehrin belli kısımları kapsama alanına girmekte, bu sayede elektromanyetik dalgaların mesafe ile zayıflaması sonucu aynı frekansların aynı kentsel bölgede farklı hücrelerde tekrarlı kullanımı (frequency reuse) sağlanabilmektedir [2]. Bu durumda sistem tasarım hedefi, her bir link üzerinden alınan gücün zemin gürültüsünü bastıracak şekilde yeterli seviyede olması ancak, birbirinden uzakta fakat aynı frekansta çalışan linklerin birbirine olan girişimlerinin minimum seviyede tutulabilmesidir.

İstenilen linkler üzerinden haberleşme kapsama alanının sağlanması ve bununla birlikte diğer linklerden kaynaklanacak istenmeyen girişimlerin önüne geçilmesi arasındaki dengeyi kurma, sistem tasarımını oldukça karmaşık hale getirebilmektedir [1].

Haberleşmenin gerçekleştiği ortamın özelliklerine bağlı olarak belirlenebilecek olan aktarıcı anten yüksekliği, aktarıcı ile kullanıcı arasındaki uzaklık, bölgenin arazi profili, kullanıcı anteni yüksekliği, bölgedeki ortalama bina yükseklikleri, ortalama sokak genişlikleri, kullanılan haberleşme işaretinin frekansı vb. parametrelere göre ortaya çıkacak dalga yayılım kaybının (propagation path loss) etkin bir şekilde hesap edilebilmesi; kablosuz haberleşme sistemlerindeki hücre boyutunun yanı sıra frekansın tekrar kullanılabilmesi hücre uzaklığının, verici gücü ve anten kazançları gibi parametrelerle ilgili sistem güç ilişkilerinin ve aktarıcı için en optimum yer belirlenmesi konularında da çok önemli bir öneme sahiptir.

Kablosuz sistemlerin öneminin ilk arttığı yıllarda yapılması uzun zaman alan ve masraflı olan deneysel olarak elde edilen verilere bağlı olarak türetilen ampirik eşitlikler kullanılmıştır [3,4]. Özellikle 1980'li yıllardan sonra yaşanan bilgisayar sistemlerindeki ve teknolojiye hızlı gelişmeler sonrasında ise pahalı ve zaman alan ölçümler yerine, dalga yayılımına yönelik analitik ve nümerik yöntemleri kullanılarak bilgisayar yardımıyla yapılan benzetim çalışmalarına dayalı çözümler geliştirilmiştir. Genelde ölçüm sonuçlarıyla da desteklenen bu gelişmeler neticesinde aktarıcı ile kullanıcı arasındaki ortama ait parametrelerin de hesaba katılıp değerlendirilebildiği yayılım modelleri geliştirilmiştir. Bu yöntemler genelde ışın izleme (ray tracing) tekniğine dayanmaktadır.

Yerleşim bölgelerinde dalga yayılımının fiziksel olarak anlaşılmasına yönelik ilk çalışmalar 1980'li yılların ortalarında başlamıştır. Walfisch ve Bertoni, kablosuz haberleşme sistemleri için yerleşim bölgelerinde binalar üzerinde dalga yayılımına yönelik fiziksel bir model önermişlerdir [5]. Bu modeller ile binalar nedeniyle gerçekleşen çoklu kırınım kaybına (multiple diffraction loss)

basit hesaplanabilir ampirik eşitlikler önerilmiştir. Tezin ilerleyen kısımlarında da ele alınacak bu ve geliştirilmiş yaklaşımları ile dalgaların binalar üzerinden ardışık olarak kırınımına uğrayarak gezgin kullanıcıya ulaştığı göz önüne alınmakta ve elde edilen sonuçlar ise ölçüm sonuçları ile tutarlı çıkmaktadır.

Bu tez çalışmasında elektromanyetik dalga yayılımı olayı, binaların düz bir arazi üzerinde veya bir tepenin bulunduğu bir arazi üzerinde bulunması durumlarına göre ve kullanıcının ormanlık bir bölgede bulunması durumlarına göre incelenmiş, yol kaybı hesaplama yöntemlerine göre bilgisayar benzetimi ile sonuçlar üretilmiş ve bu sonuçlar ölçüm sonuçları ile veya farklı yol kaybı hesaplama yöntemleriyle elde edilen sonuçlara göre değerlendirilmiştir.

Tezin ikinci bölümünde; kablosuz haberleşme sistemlerindeki genel yayılım olayı özetlenmiş ve ortamdaki işaretin mesafeye bağımlı olarak değişiminin hızlı bayılma (fast fading) ve gölgeleme bayılması (shadow fading veya slow fading) olarak iki farklı ölçek uzunluğu üzerinde gerçekleştiği ve bunun etkileri vurgulanmıştır.

Üçüncü bölümde; kenar ve köşelerde oluşan kırınım olayı, çoğu kablosuz haberleşme problemi için gerçekçi bir kabul olan emici ekran (absorbing screen) kabulü ile Kirchhoff-Huygens yaklaşımı kullanılarak irdelenmiştir.

Dördüncü bölümde; literatürde sıkça kullanılan önemli yol kaybı kestirim modelleri kısaca verilmiştir. Bu kapsamda Hata, COST 231 Hata ve COST 231 Walfisch-Ikegami modellerine yer verilmiştir.

Beşinci bölümde; düz arazi üzerindeki binaların varlığı durumunda elektromanyetik dalga yayılımı incelenmiş ve düz arazi üzerinde kurulmuş ve birbirine yakın yüksekliklere sahip binaların oluşturduğu safların, dalga yayılım yoluna dik olduğu basitleştirilmiş durum ele alınarak muhtemel durumlar değerlendirilmiş ve bu durumlara uygun olan yol kaybı eşitlikleri elde edilmiştir. Elde edilen yol kaybı eşitlikleri bilgisayarda hazırlanan

benzetim programları vasıtasıyla ölçüm sonuçlarıyla ve bazı önemli yol kaybı yöntemleriyle karşılaştırmalı olarak değerlendirilmiştir.

Altıncı bölümde; yol kaybı hesabında arazi engebeliği ve orman etkilerinin modellenmesi ele alınmıştır. Arazi etkilerini hesaplamalara dahil etmek için, üzerinde binaların bulunduğu tepeler üzerinden oluşan kırınım olayı incelenmiş ve ayrıca orman içinde veya orman içerisinde açıklık bir bölgede bulunan bir kullanıcı için kırılma ve kırınım kavramlarını kullanan bazı yol kaybı hesaplama yöntemleri incelenerek bilgisayarda hazırlanan benzetim programlarıyla nümerik sonuçlar elde edilmiştir.

Bu çalışmadaki yol kaybı hesaplamalarında, atmosferik ve iklimsel koşulların etkileri hesaplamalara dahil edilmemiştir. Ayrıca elektromanyetik dalgaların saçılması (scattering) olayı da bu çalışmada doğrudan ele alınmamıştır. Ancak son çatı üstünden sokak seviyesindeki gezgin kullanıcıya doğru yayılım kaybı hesabında; en büyük katkıyı sağlayan esas yol haricindeki yansıma, saçılma, iletim ve kırınım olayları neticesinde meydana gelen diğer tüm yolların katkısının esas yol kadar olduğu şeklinde bir yaklaşıklık yapılmıştır. Bu yaklaşıklık kapsamında saçılma etkisi dolaylı ve yaklaşık olarak hesaplamalara dahil edilmiştir.

2. KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE YAYILIM OLAYI

Günümüzde kullanılan kablosuz haberleşme sistemlerinde; radyo-linkler genellikle 20 km civarında veya daha kısa olup, linki oluşturan antenler binaların arasında hatta içerisinde yer almaktadır. Kullanılan elektromanyetik dalgaların dalga boyları ise binaların boyutları ile karşılaştırıldığında çok küçük kalmaktadır. Sonuç olarak; haberleşme ortamının kanal karakteristikleri bitki örtüsünden ve arazi yapısından etkilendiği gibi ortamda bulunan binalardan da büyük ölçüde etkilenmektedir. Bu tür ortamlarda; bina duvarlarında oluşan yansıma ve iletim olayları, zeminden kaynaklanan yansıma olayları, binaların köşe ve kenarları ile arazideki diğer engellerden kaynaklanan kırınım olayları neticesinde elektromanyetik dalgalar bir antenden diğerine çok sayıda farklı yol üzerinden ulaşmaktadır [1].

UHF frekans bandındaki elektromanyetik dalgalar yayılım karakteristikleri; Hücreli Gezgin Haberleşme Sistemi (Cellular Mobile Radio-CMR), Kablosuz Yerel Alan Şebekesi (Wireless Local Area Network-WLAN) ve Kişisel Haberleşme Hizmetleri (Personal Communication Services-PCS) gibi uygulamalarda kullanılan kablosuz haberleşme sistemlerinin performans ve tasarımı üzerindeki temel limitleri belirlemektedir. Radyo-link her bir kullanıcıya doğru olduğundan, kullanıcıların yoğun olduğu kentsel bölgelerde işaret karakteristikleri çok önemlidir ve buralarda binalar elektromanyetik dalgaların yayılımında önemli bir etkiye sahiptir [6].

CMR telefon sistemleri; gezgin kullanıcıların elektromanyetik dalgalar vasıtasıyla kısa linkler üzerinden kablolu haberleşme şebekelerine erişmesi imkanını sağlamak amacıyla geliştirilmiştir. Kısa link üzerinden kablosuz haberleşme ile sadece büyük kentsel bölgelerin belli kısımları kapsama alanına girmekte, bu sayede elektromanyetik dalgaların mesafe ile zayıflaması sonucu aynı frekans spektrumunun aynı kentsel bölgede farklı alanlarda tekrar kullanımı sağlanabilmektedir. Bu durumda sistem tasarım hedefi, her bir link üzerinden alınan gücün zemin gürültüsünü bastıracak yeterli seviyede olması ve birbirinden uzakta fakat aynı frekansta çalışan

linklerin birbirine olan girişimlerini minimum seviyede tutabilmektir. Arzu edilen linkler üzerinden haberleşme kapsama alanının sağlanması ve diğer linklerin istenmeyen girişimlerinden kaçınma arasındaki dengeyi kurma, sistem tasarımını oldukça karmaşık hale getirmektedir [1].

Büyük kentsel bölgelerde ilk kurulan CMR haberleşme sistemlerinde aktarıcı ile kullanıcı arasında kurulan radyo-linklerin mesafesi yaklaşık 20 km'ye kadar çıkıyordu. Bununla birlikte kullanıcı sayısının artmasını sağlamak amacıyla daha fazla aktarıcı ilave edildi ve maksimum yayılma mesafeleri düşürüldü. Özellikle bina içi uygulamalara yönelik olan WLAN ve Kablosuz Özel Büro Santralleri (Wireless Private Branch Exchange-WPBX) gibi uygulamalarda maksimum yayılım mesafesi en fazla bir kaç yüz metredir. Bu tür küçük linkler üzerinde binaların elektromanyetik dalga yayılımına olan etkisi oldukça fazla olmaktadır [1].

Hücrel sistemler önceleri genelde 450-900 MHz frekans bandında çalışıyordu. Şu an dünya çapında ikinci nesil hücrel sistemlerde 1,9 GHz'e yakın frekans bantları ve kablosuz yerel çevrimlerde 3,9 GHz frekanslı elektromanyetik dalgalar kullanılmaktadır. 900 MHz, 2,4 GHz ve 5,2 GHz civarlarında yer alan lisanssız frekans bantları WLAN, WPBX ve diğer uygulamalar için kullanılabilmekte veya ileride yoğunlukla kullanılacaktır. Bahsedilen frekanslardaki 1 m'den küçük dalga boyları; binaların boyutları ile kıyaslandığında oldukça küçük fakat binalardaki malzemeler dolayısıyla oluşan pürüzler ile karşılaştırıldığında daha büyük olduğu görülmektedir. Sonuç olarak matematiksel açıdan elektromanyetik dalgaların yayılımı; bina duvarlarında oluşan yansıma ve iletim olayları ile bina kenarlarında oluşan kırınım olayları olarak anlaşılabilir [1].

CMR haberleşme sistemlerinde özellikle kullanılan cihazların boyutsal olarak küçültülmesine ve fonksiyonel olarak kabiliyetlerinin artırılmasına yönelik sürekli geliştirme çalışmaları yapılmaktadır. Anılan geliştirme çalışmaları ile haberleşme kanalına ait yayılma karakteristiklerinin zorunlu kıldığı bazı sınırlamaların üstesinden gelinmeye çalışılmaktadır. Ancak bu tür gelişmiş

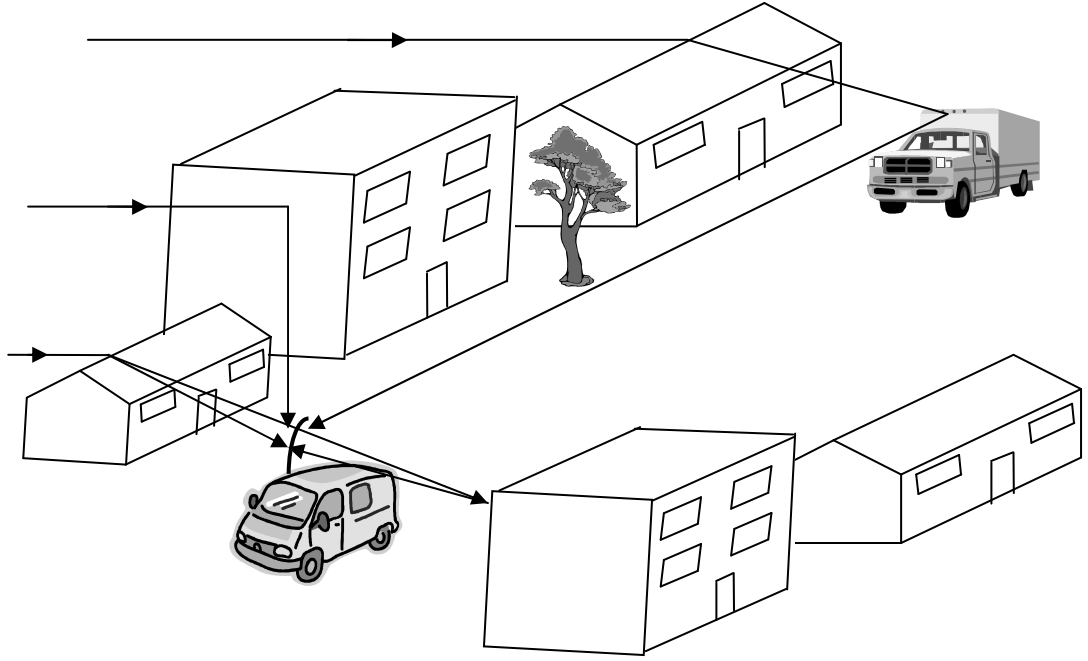
sistemlerin tasarlanması haberleşme kanalı hakkında daha geniş bilgilerin elde edilmesini gerekli kılmaktadır [1].

Hücrel gezgin haberleşme sistemlerinin gelişimi, yükseltilmiş aktarıcı antenleri ile zeminde veya cadde seviyesinde bulunan kullanıcılar arasındaki 450-900 MHz frekans bandındaki elektromanyetik dalgaların yayılımı hakkındaki bilgilerin elde edilmesini gerekli kıldı. Şehirlerdeki aktarıcı antenleri, çevrede bulunan binaların üzerinde olacak şekilde yerleştirilmekte, fakat genellikle çevredeki en yüksek binanın üstüne yerleştirilememektedir. Kullanıcılar ise kendileri ile aktarıcı arasındaki doğrudan görüş hattını engelleyen (gölgeleyen) binaların arasında yer almaktadır. Kentsel bölgelerdeki gölgelenmiş kullanıcıların elektromanyetik dalga yayılım karakteristiklerini belirlemek için sürekli dalga (CW) ve darbant işaretler kullanılarak çok kapsamlı ölçümler yapılmaktadır [1].

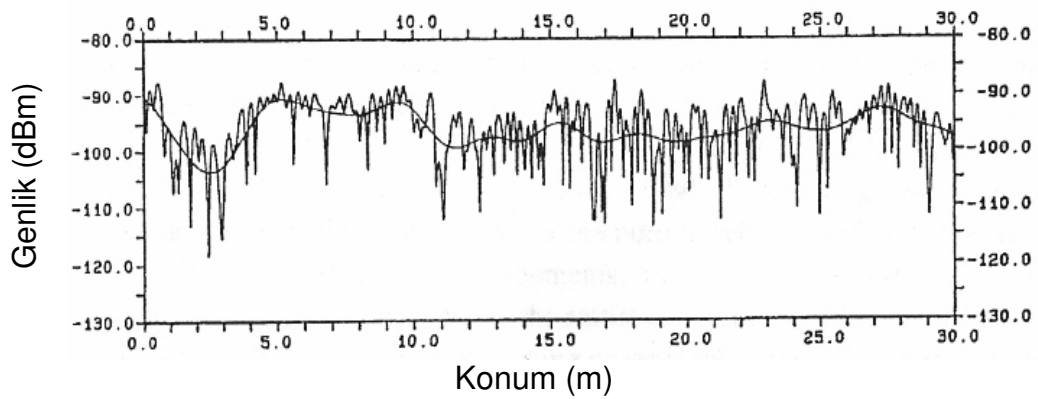
UHF ($300 \text{ MHz} \leq f \leq 3 \text{ GHz}$) ve mikrodalga bantlarındaki frekanslar için elektromanyetik dalgaların dalga boyu 1 m'den daha azdır ve bu değer çevredeki bina boyutlarıyla karşılaştırıldığında oldukça küçüktür. Bu sebeple verici ile alıcı arasındaki elektromanyetik dalgaların yayılımının bireysel ışın yolları olarak tarif etmek anlamlı olmaktadır. Kentsel bölgelerde binalar, araçlar, insanlar vb. engellerden kaynaklanan yansıma, kırınım ve saçılma olayları sonucu alıcı ile verici arasında bir çok farklı yol oluşmaktadır. Oluşan bu yollar sayesinde alıcı ile verici arasında doğrudan görüş hattı sağlanmasa bile haberleşmek mümkün olabilmektedir [1,2].

Ortamdaki elektromanyetik dalgaların mesafeye bağımlı olarak değişimi iki farklı ölçek uzunluğu üzerinde gerçekleşir. Bunlar hızlı bayılma (fast fading) ve gölgeleme bayılmasıdır (shadow fading veya slow fading). Hızlı bayılma, yarım dalga boyu ($\lambda/2$) ölçek mesafesinde oluşur ve Şekil 2.1'de görüldüğü gibi kullanıcı yakınında bulunan binalar, araçlar ve diğer nesnelerden kaynaklanan yansıma, kırınım ve saçılma sonucu farklı yollardan ulaşan işaretlerin girişimi ile meydana gelir. Şekil 2.2'de 910 MHz frekanslı işarete ait mesafeye göre genlik değişimini gösteren ölçüm grafiği verilmiştir. Grafikte

işaretin bir kaç metre mesafede 30 dBm değiştiği görülmektedir. Küçük ölçek değişimi (small-scale variation) olarak adlandırılan bu hızlı değişim, kullanıcının cadde boyunca $\lambda/2$ mesafe kadar ilerlemesi sonucu oluşmaktadır [1,6].



Şekil 2.1. Gezgin kullanıcı yakınındaki nesnelerden dolayı elektromanyetik dalgaların kullanıcıya farklı yollardan ulaşması.



Şekil 2.2. Doğrudan görüş hattının sağlanamadığı durum için gezgin kullanıcının cadde boyunca ilerlemesi sonucu dBm olarak ölçülen darband CW işaretin mesafeye göre değişimi ve değişimin kayan ortalaması (gölgeleme bayılması) [1].

Caddenin içerisine doğru daha uzak mesafelere hareket edildiğinde kullanıcı; farklı yükseklikteki binalardan, boş arsalardan, diğer caddelerle kesişen kavşaklardan vb. yerlerden geçecektir. Kullanıcının bu hareketi sonucunda, bina boyutları mertebesindeki (ortalama olarak 10 m veya 20 λ) orta ölçek mesafesi boyunca işaretin sektör ortalamaları (küçük alan ortalamaları-small area average) arasındaki değişimin yavaşladığı Şekil 2.2’de görölmektedir. Bu orta ölçek mesafesindeki değişim gölgeleme bayılması olarak ifade edilmektedir [2]. Sonuç olarak; aktarıcıya olan mesafenin veya menzilin artması ile işaretin genel ortalaması düzenli olarak azalmaktadır.

3. KENAR VE KÖŞELERDE OLUŞAN KIRINIM OLAYI

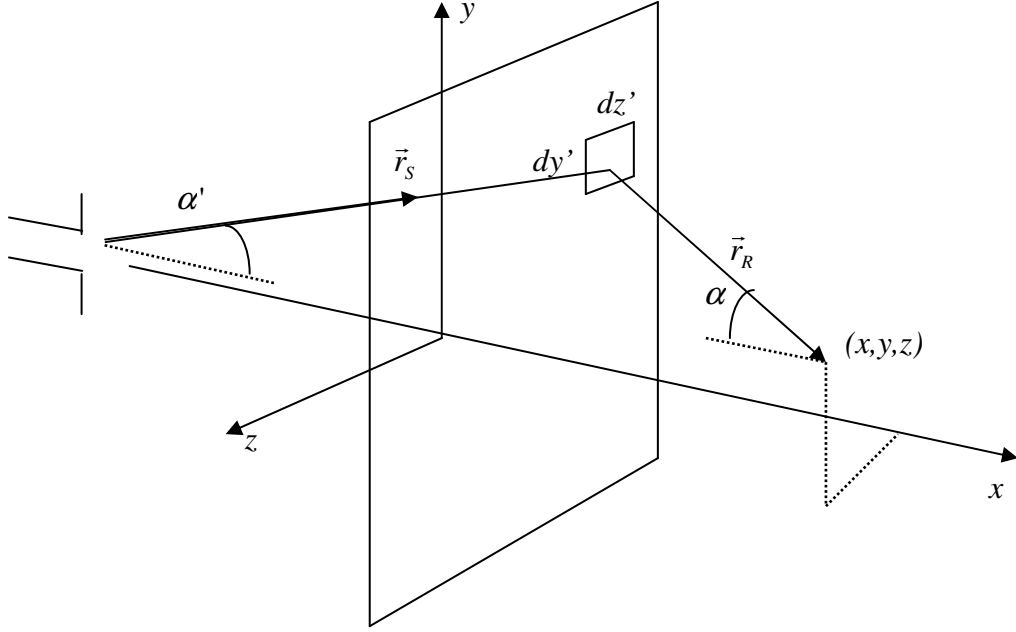
Yüzey kenarlarında oluşan kırınım etkilerini basit matematik formülleri ile tarif etmek için Kirchhoff-Huygens yaklaşımı kullanılabilir [1]. Huygens; bir kaynaktan alıcıya ara bir yüzeyden geçerek ulaşan alanların, bu ara yüzey üzerindeki ikincil nokta kaynaklar tarafından üretiliyormuş gibi düşünülebileceğini göstermiştir. Böylece alıcı noktasındaki alanlar, sırası ile bu noktasal kaynaklardan elde edilebilmektedir. Bahsedilen kavram Şekil 3.1’de resmedilmiştir. Burada $x=0$ düzlemi, ikincil kaynakların bulunduğu yer olarak alınmıştır. Daha sonra Kirchhoff, Huygens kuralının matematiksel eşitliklerini vermiştir.

Emici (absorbing) bir ekran tarafından oluşturulan kırınımın analizleri, elektrik alanın mümkün olan her iki polarizasyonu için kırınım katsayısının aynı olduğunu göstermiştir [6]. Kırınıma uğrayan alanın kompleks genliğini bulmak için ölçeklendirilmiş Kirchhoff yaklaşımı kullanılabilir. Emici bir ekran kabulü, çoğu kablosuz haberleşme problemi için gerçekçi bir kabuldür. Böylece polarizasyonun doğru olarak hesaba katılması için gerekli olan karmaşıklıktan kurtulmuş olmaktadır.

Elektrik alanın E kompleks genliği ve manyetik alanın H kompleks genliği için Kirchhoff yaklaşımı; Şekil 3.1’de görüldüğü gibi $x<0$ bölgesindeki kaynakların sebep olduğu $x>0$ olan bir (x,y,z) alıcı noktasında, $x=0$ düzlemi üzerinde

$$\left\{ \begin{array}{l} E(x, y, z) \\ H(x, y, z) \end{array} \right\} \approx \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \Lambda(\alpha, \alpha') \left\{ \begin{array}{l} E^{inc}(0, y', z') \\ H^{inc}(0, y', z') \end{array} \right\} \frac{jke^{-jkr_R}}{4\pi r_R} dy' dz' \quad (3.1)$$

şeklinde bir integral olarak yazılabilir.



Şekil 3.1. Bir vericiden alıcıya ulaşan alan, aradaki bir düzlemde bulunan eşdeğer kaynakların katkılarının toplamı olarak üretilmiş kabul edilerek elde edilebilir.

Eş. 3.1'de; r_R , $x=0$ düzlemi üzerindeki ikincil kaynak noktası (y', z') 'den alıcı noktasına olan mesafedir. $\Lambda(\alpha, \alpha')$,

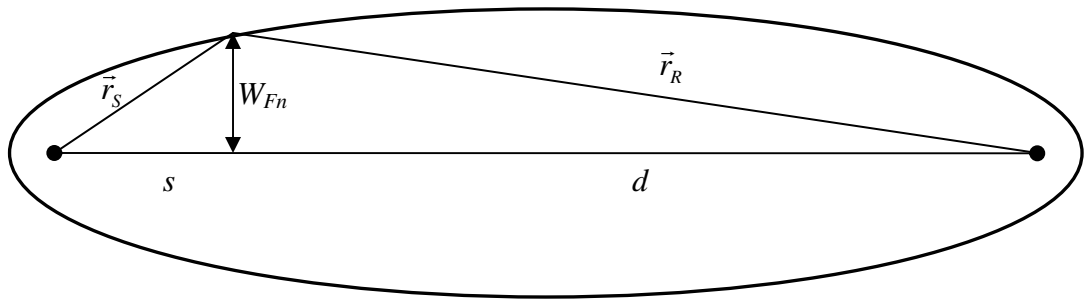
$$\Lambda(\alpha, \alpha') = \cos \alpha + \cos \alpha' \quad (3.2)$$

olarak tarif edilen örüntü (pattern) fonksiyonudur.

Eş. 3.1'deki E^{inc} ve H^{inc} gerçek kaynakların oluşturduğu alanlardır ve $x=0$ düzlemi üzerindeki ikincil kaynakların genliğini vermektedir. Eş. 3.1'deki integral; $\Lambda(\alpha, \alpha')$ örüntü fonksiyonu, küresel dalganın r' 'ye olan bağımlılığı ve eşdeğer kaynaktan oluşan bir formdadır. Daha özenli vektör eşitliklerinde $\Lambda(\alpha, \alpha')$, kırınan alanın polarizasyonunu da tarif eden bir fark operatörüdür. Küresel dalga katkılarının, ikincil kaynak dağılımı üzerinden integrali alıcı noktasındaki toplam alanı vermektedir.

3.1. Yerel Bölgenin Fresnel Bölgeleri Bakımından Yorumu

Fresnel bölgeleri, bir vericiden bir alıcı noktasına olan doğru etrafındaki dolanmadan oluşan elipsoitlerdir ve Şekil 3.2’de görüldüğü gibi alıcı ve verici noktaları elipsin odakları olarak davranmaktadır.



Şekil 3.2. Alıcı ve vericinin odaklarını oluşturduğu Fresnel bölgesi elipsoidi.

Vericiden s mesafesi uzaklıktaki n .ci Fresnel bölgesinin yarı çapı W_{Fn} olarak gösterilir ve $s+d \gg \lambda$ olmak üzere bu yarı çap,

$$W_{Fn} = \sqrt{n \frac{\lambda s d}{s + d}} \quad (3.3)$$

olarak ifade edilir.

Bir kaynaktan bir alıcı noktasına olan dalga yayılımı, Fresnel bölgeleri ile verilmiş olan yerel bölgeyle ilgili bir olaydır. Fresnel bölgesinin dışında yer alan örneğin zemin ve binalar gibi nesnelerin, yansıma ve saçılmalardan dolayı alıcı noktasındaki toplam alana ilave bir katkısı olabilir ancak bu katkı, orijinal dalgada çok az bir etki oluşturacaktır. Bununla birlikte Fresnel bölgesi içerisinde özellikle $n=1$ bölgesinde yer alan nesneler, doğrudan gelen dalga üzerinde önemli bir bozulmaya sebep olacaktır.

Fresnel bölgesi engellemesinin bir sonucu olarak, alınan güç mesafeye göre hızla azalır. Noktadan noktaya mikrodalga linklerin bir tasarım kriteri olarak,

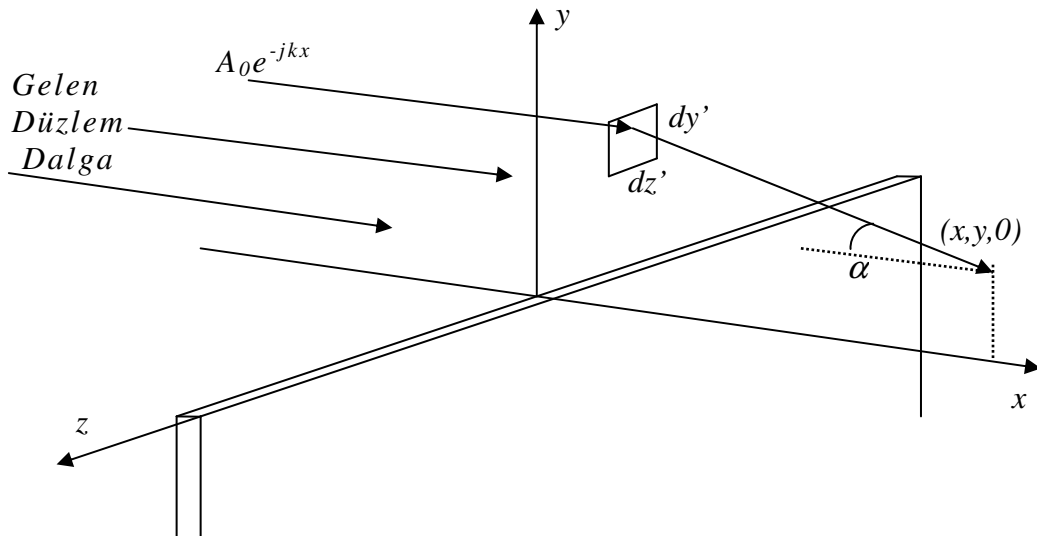
Fresnel bölgesinin zeminden temiz olması gereklidir. Eğer bir nesne tamamen $n=1$ Fresnel bölgesini engelliyorsa, bu nesne doğrudan gelen dalganın alıcı noktasına ulaşmasını engelleyecektir.

3.2. Emici Bir Yarı Ekran Tarafından Düzlem Dalga Kırınımı

Bir düzlem dalganın bir kenar tarafından kırınım problemi, diğer bir çok kırınım problemine örnek oluşturmaktadır. Şekil 3.3'te görüldüğü gibi, uzaktaki bir kaynak tarafından üretilen bir düzlem dalga, alt tarafı emici bir ekran olan $x=0$ düzlemi üzerine sol taraftan gelmektedir. Anlamlı açılar üzerinden kırınımı sağlamak için $\vec{E}$ veya $\vec{H}$ alanlarından birinin z bileşeni ele alınır. Eğer düzlem dalga x eksenini boyunca yayılıyorsa, $\alpha' = 0$ 'dır ve gelen alanın z bileşeni,

$$\left. \begin{array}{l} E_z^{inc} \\ H_z^{inc} \end{array} \right\} = A_0 e^{-jkx} \quad (3.4)$$

olarak verilir.



Şekil 3.3. Emici yarı düzlemin ötesine gönderilen alanın, yarı düzlem üstündeki bir bölgede gelen bir düzlem dalgadan dolayı oluşan eşdeğer kaynakların katkılarının toplamı olarak bulunması.

Ekranın ötesindeki kırınım uğramış alanlar; ekranın hemen sağında alanın, $y > 0$ için gelen düzlem dalga olduğu, $y < 0$ için sıfır olduğu kabulü yapılarak Eş. 3.1 ifadesinden elde edilir. z boyunca çevrim simetrisinden dolayı, eğer alıcı noktalarının $z=0$ düzlemi içerisinde yer aldığı kabulü yapılırsa genellemede bir kayıp oluşmaz. Bahsedilen kabuller neticesinde düzlemin ötesinde kırınım uğramış alan,

$$\left. \begin{array}{l} E_z(x, y, 0) \\ H_z(x, y, 0) \end{array} \right\} = A_0 \frac{jk}{4\pi} \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty (1 + \cos \alpha) \frac{e^{-jkr_R}}{r_R} dz' dy' \quad (3.5)$$

olarak verilir. Buradaki alıcı noktası ile integrasyon noktası arasındaki mesafe,

$$r_R = \sqrt{x^2 + (y - y')^2 + (z')^2} \quad (3.6)$$

şeklinde hesaplanır. r_R 'nin ikinci dereceden terimlere açılımı yapılırsa;

$$r_R \approx \rho_R + \frac{(z')^2}{2\rho_R} \quad (3.7)$$

yaklaşıklığı yapılabilir. Burada ρ_R ,

$$\rho_R = \sqrt{x^2 + (y - y')^2} \quad (3.8)$$

olarak hesaplanır. Bahsedilen yaklaşımların z' üzerine olan integrasyonda kullanılması ile,

$$\int_{-\infty}^\infty (1 + \cos \alpha) \frac{e^{-jkr_R}}{r_R} dz' \approx (1 + \cos \alpha) \frac{e^{-jk\rho_R}}{\rho_R} \int_{-\infty}^\infty \exp \left[-jk \frac{(z')^2}{2\rho_R} \right] dz' \quad (3.9)$$

elde edilir. Bu integralin sağ tarafı, $u = z' e^{j\pi/4} \sqrt{k/2\rho_R}$ dönüşümü yapılarak kapalı formda değerlendirilebilir ve sonuç olarak,

$$\int_{-\infty}^{\infty} (1 + \cos \alpha) \frac{e^{-jkr_R}}{r_R} dz' \approx (1 + \cos \alpha) \frac{e^{-jk\rho_R}}{\rho_R} e^{-j\pi/4} \sqrt{\frac{2\pi\rho_R}{k}} \quad (3.10)$$

elde edilir. Eş. 3.10'un Eş. 3.5'de yerine konulması ile alıcı noktasındaki alan,

$$\left. \begin{array}{l} E_z(x, y, 0) \\ H_z(x, y, 0) \end{array} \right\} = A_0 \frac{e^{j\pi/4}}{2} \sqrt{\frac{k}{2\pi}} \int_0^{\infty} (1 + \cos \alpha) \frac{e^{-jk\rho_R}}{\sqrt{\rho_R}} dy' \quad (3.11)$$

olarak elde edilir.

Eş. 3.11'deki y' üzerine olan integral, alıcı noktasının (1) düzlem dalga tarafından aydınlatılan $y > 0$ bölgesinin iyice içerisinde bulunması, (2) $y < 0$ gölge bölgesinin iyice içinde bulunması ve (3) $y=0$ olan gölge sınırı civarındaki bir geçiş bölgesinde bulunmasına göre değişik durumlarda basit eşitliklere indirgenebilir.

3.2.1. $y > 0$ Aydınlatılmış bölgedeki alan

Düzlem dalga tarafından aydınlatılan $y > 0$ bölgesinin iyice içerisinde Eş. 3.11'deki alan ifadesi,

$$\left. \begin{array}{l} E_z(x, y, 0) \\ H_z(x, y, 0) \end{array} \right\} = A_0 e^{-jkx} + A_0 e^{-j\pi/4} \frac{e^{-jk\rho}}{\sqrt{\rho}} D(\theta) \quad (3.12)$$

ile verilen ifadeye indirgenebilir [1].

Burada; alıcı noktası ile kırınımına sebep olan kenar arasındaki mesafe olarak tanımlanan $\rho = \sqrt{x^2 + y^2}$ 'dir ve $D(\theta)$ ise,

$$D(\theta) = -\frac{1}{\sqrt{2\pi k}} \frac{1 + \cos \theta}{2 \sin \theta} \quad (3.13)$$

Burada, $D(\theta)$ kırınım katsayısı Eş. 3.13 ile belirlenen kırınım katsayısı ile aynıdır. Gölge bölgesinde alan, Şekil 3.4'te gösterildiği gibi sadece kenardan uzağa yayılan silindirik dalgadan oluşmaktadır.

3.2.3. $y=0$ Gölge sınırı yakınındaki alan (Kırınımın düzenli teorisi-UTD)

Alıcı noktasının $y=0$ gölge sınırı yakınında geçiş bölgesi içerisinde bulunması durumunda Eş. 3.11'deki alan ifadesi,

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

ile verilen ifadeye indirgenebilir [1].

Buradaki UTD (Uniform Theory of Diffraction) kırınım katsayısı,

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

şeklinde bulunur.

Buradaki $D(\theta)$, Eş. 3.13 ile belirlenen Kırınımın Geometrik Teorisi (Geometrical Theory of Diffraction-GTD) kırınım katsayısıdır. $U(y)$ ise birim adım fonksiyonu ve $F(S)$ ise,

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

ifadesi kullanılarak hesaplanabilen geçiş fonksiyonudur. Burada S ,

$$S = \frac{k\rho}{2} \frac{y^2}{x^2} = \frac{k\rho}{2} \tan^2 \theta \quad (3.18)$$

ifadesi ile elde edilir. $F(S)$ ile ilgili $f(\xi)$ ve $g(\xi)$ fonksiyonları ise ξ 'nin tüm pozitif değerleri için,

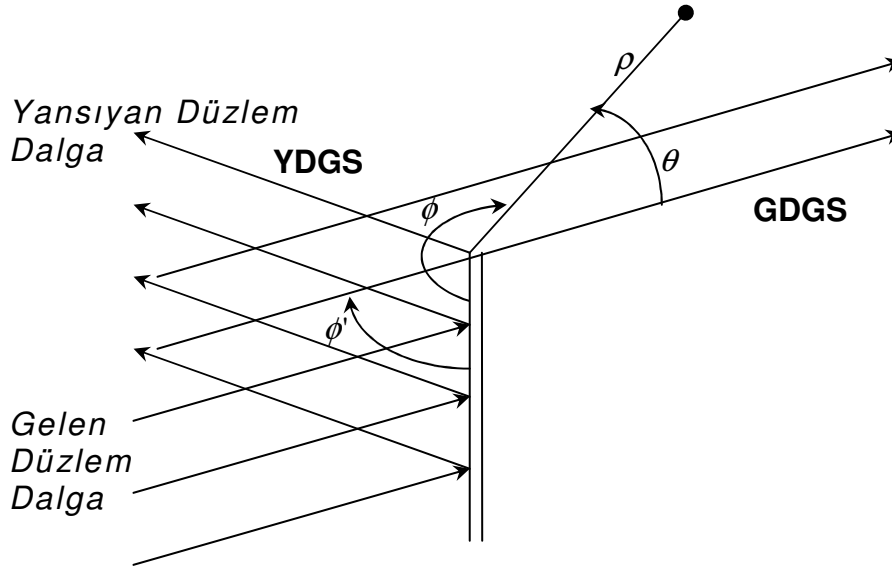
$$f(\xi) = \frac{1 + 0,926\xi}{2 + 1,792\xi + 3,104\xi^2}$$

$$g(\xi) = \frac{1}{2 + 4,142\xi + 3,492\xi^2 + 6,670\xi^3}$$
(3.19)

olarak verilen ifadelerden elde edilebilmektedir.

3.3. Emici Ekran (Felsen Kırınım Katsayısı)

Felsen, emici yüzeylere sahip kamaların neden olduğu kırınım ile ilgili titiz çalışmalar yapmıştır [7]. Dahili kama açısı olmadığında, kama Şekil 3.5'te gösterildiği gibi emici bir yarı ekran haline gelir.



Şekil 3.5. Bir yarı düzlem üzerine gelen düzlem dalga, Gelen Dalga Gölge Sınırı (GDGS) üstündeki bölgeyi aydınlatması ve Yansıyan Dalga Gölge Sınırı (YDGS) altındaki bölgede yansıyan dalgalar üretmesi.

ϕ' açısında bir düzlem dalga gelişi için, hassas yaklaşım sonuçları GTD kırınım katsayısını,

$$D = \frac{-1}{\sqrt{2\pi k}} \left[\frac{1}{\pi - |\phi - \phi'|} + \frac{1}{\pi + |\phi - \phi'|} \right] = \frac{-1}{\sqrt{2\pi k}} \left[\frac{1}{\theta} + \frac{1}{2\pi - \theta} \right]$$
(3.20)

şeklinde vermiştir [1]. Burada; ϕ , ϕ' ve θ açıları radyan birimindedir ve Şekil 3.5'te gösterildiği gibi tarif edilir. Eş. 3.20 ifadesi, gelen dalganın herhangi bir polarizasyonu için ve π 'den küçük herhangi bir dahili kama açısı için uygulanabilir.

4. ÖNEMLİ YOL KAYBI KESTİRİM MODELLERİ

Literatürde çok kullanılan ve bu çalışmada da karşılaştırma amacıyla sonraki bölümde benzetim çalışmalarında kullanılan bazı önemli yol kaybı kestirim modellerine ait hesaplama yöntemleri burada kısaca özetlenmiştir.

4.1. HATA Yol Kaybı Kestirim Modeli

Hücreselel gezgin haberleşme sistemlerinin tasarımı ile ilgili özellikle yol kaybına ait tahmin modellerinin geliştirilmesine yönelik bugüne kadar bir çok ölçüm ve çalışma yapılmıştır.

Bu çalışmaların ilk yapılanlarından ve önemli olanlarından biri Okumura tarafından yapılmıştır [3]. Okumura Tokyo/JAPONYA civarında yaptığı yoğun ölçüm ve çalışmaları neticesinde; aktarıcı anten yüksekliği, işaret frekansı, binaların bulunduğu şehirselle ortamın fizikselle özellikleri vb. etkilerin, alınan işaretin mesafeye, yavaş ve hızlı bayılmaya olan bağımlılığına olan etkilerini incelemiştir. Bu sayede yol kaybını grafiklerle vermiştir.

Daha sonra ise Hata, Okumura tarafından açıklanan bu sonuçları, izotropik antenler arasındaki yol kayıpları olarak incelemiş ve bulunulan ortam ve koşullara göre kolay hesaplanabilir eşitlikler halinde ifade etmiştir [4]. Hata'nın önerdiği eşitlikler, hücreselel sistem tasarımcısı mühendisler tarafından kullanılan önemli araçlardan biri olmuştur.

Hata'nın önerdiği eşitlikler; MHz biriminden f_M frekansı, km biriminden alıcı ile aktarıcı arasındaki R_k mesafesi, m biriminden aktarıcı h_{BS} yüksekliği ve m biriminden h_m kullanıcı anten yüksekliği parametrelerine bağılı olarak L olarak gösterilen ortalama yol kaybını vermektedir.

Hata tarafından önerilen eşitlikler; $150 \leq f_M \leq 1500$ MHz, $1 \leq R_k \leq 20$ km, $30 \leq h_{BS} \leq 200$ m ve $1 \leq h_m \leq 10$ m aralıklarında yapılan ölçüm sonuçlarına uydurulmuş eşitliklerdir. Bu kapsamda standart Hata eşitliği,

$$L = 69,55 + 26,16 \log f_M - 13,82 \log h_{BS} - a(h_m) + (44,9 - 6,55 \log h_{BS}) \log R_k \quad (4.1)$$

olarak verilir [2]. $a(h_m)$ terimi gezgin anten yüksekliği düzeltme faktörü olup, yol kaybının kullanıcı anteni yüksekliğine olan bağımlılığı vermektedir ve haberleşmenin yapıldığı ortam koşullarına göre farklı şekillerde hesaplanır. Büyük kentler için $a(h_m)$;

$$a(h_m) = \begin{cases} 8,29(\log(1,54h_m))^2 - 1,10.....; f_M \leq 200MHz \\ 3,2(\log(11,75h_m))^2 - 4,97.....; f_M \geq 400MHz \end{cases} \quad (4.2)$$

olarak verilir. Orta ölçekli kentler için ise $a(h_m)$;

$$a(h_m) = (1,1 \log f_M - 0,7)h_m - (1,56 \log f_M - 0,8) \quad (4.3)$$

olarak verilir. Hata'nın aynı zamanda kent dışı bölgelerdeki yerleşimler ve açık arazilerdeki kullanıcılar için de düzeltme faktörleri mevcuttur. Fakat bu düzeltme faktörleri sadece kullanıcı anteni yüksekliğinin 1,5 m olduğu durumlar için geçerlidir.

4.2. COST 231 HATA (Genişletilmiş HATA) Yol Kaybı Kestirim Modeli

COST (European Co-operation in the field of Scientific Technical research) 231 Hata modeli, standart Hata modelinin 1500-2000 MHz frekans bölgesinde geçerli olacak şekilde genişletilmiş biçimidir. Bu kapsamda COST 231 Hata eşitliği,

$$L = 46,3 + 33,9 \log f_M - 13,82 \log h_{BS} - a(h_m) + (44,9 - 6,55 \log h_{BS}) \log R_k + C_m \quad (4.4)$$

olarak verilir [2,27]. $a(h_m)$ terimi gezgin anten yüksekliği düzeltme faktörü olup Hata modelindeki Eş. 4.3'den elde edilir. C_m terimi; orta büyüklükteki kentler ve orta yoğunlukta ağaçlık alana sahip kent dışı bölgeler için 0 dB, büyük kentler için ise 3 dB olarak alınan düzeltme faktörüdür.

COST 231 Hata modeli; $1500 \leq f_M \leq 2000$ MHz, $1 \leq R_k \leq 20$ km, $30 \leq h_{BS} \leq 200$ m ve $1 \leq h_m \leq 10$ m için uygulanmak üzere geliştirilmiş yol kaybı kestirim modelidir.

4.3. COST 231 WI (Walfisch-Ikegami) Yol Kaybı Kestirim Modeli

COST 231 WI modeli, Walfisch [5] ve Ikegami [28] modellerinin bir kombinasyonu olarak “COST 231 Yayılım Modelleri Alt Grubu” üyeleri tarafından önerilmiş bir modeldir. Bu modelle yol kaybı hesabının yapılabilmesi için ortama ait daha fazla parametrenin girişine olanak sağlanmakta ve frekans için $800 \leq f_M \leq 2000$ MHz, mesafe için $0,02 \leq R_k \leq 5$ km, aktarıcı anteni yüksekliği için $4 \leq h_{BS} \leq 50$ m, kullanıcı anteni yüksekliği için $1 \leq h_m \leq 3$ m ve bina aralığı için $20 \leq d \leq 50$ m değer aralıklarında modern kablosuz sistemlere daha uygun gerçekçi parametrelerin girilerek analizlerin yapılabilmesine olanak sağlamaktadır. Bu kapsamda doğrudan görüş hattının olmadığı durumlar için geçerli olan standart COST 231 WI eşitliği,

$$L = \begin{cases} L_0 + L_{rts} + L_{msd} \dots\dots\dots; L_{rts} + L_{msd} > 0 \\ L_0 \dots\dots\dots; L_{rts} + L_{msd} \leq 0 \end{cases} \quad (4.5)$$

olarak verilen terimlerden oluşmaktadır [2, 26]. Burada L_0 serbest uzay yol kaybını, L_{rts} çatı üstünden sokağa doğru olan kırınım ve saçılma kayıplarını, L_{msd} ise çoklu ekran kırınım kayıplarını göstermektedir. L_0 serbest uzay yol kaybı,

$$L_0 = 32,4 + 20 \log R_k + 20 \log f_M \quad (4.6)$$

olarak verilmektedir. Burada; f_M MHz biriminden frekansı, R_k km biriminden mesafeyi göstermektedir. L_{rts} ise,

$$L_{rts} = -16,9 - 10 \log w + 10 \log f_M + 20 \log \Delta h_m + L_{ori} \quad (4.7)$$

$$L_{Ori} = \begin{cases} -10 + 0,354\varphi.....; 0^0 \leq \varphi < 35^0 \\ 2,5 + 0,075\varphi.....; 35^0 \leq \varphi < 55^0 \\ 4 - 0,114\varphi.....; 55 \leq \varphi < 90^0 \end{cases} \quad (4.8)$$

$$\Delta h_m = H_B - h_m \quad ; \quad \Delta h_{BS} = h_{BS} - H_B \quad (4.9)$$

eşitlikleri ile belirlenir. Burada m biriminden w sokak genişliğini, L_{Ori} ise yönlenme terimini göstermektedir. φ yönlenme açısı olup, vericiden sokak arasında bulunan kullanıcıdan önceki çatı üstüne doğru gelen ışının sokak hattıyla yaptığı dar açıdan derece birimi olarak belirlenir. Bina, kullanıcı ve verici yükseklik değerleri m biriminden hesaplamalara dahil edilir.

L_{msd} çoklu ekran kırınım kayıplarının belirlenmesi için bina yükseklikleri ve binaların doğrudan giden dalga yolu boyunca uzaysal sıralanışları emici ekranlar olarak modellenir. Bu kapsamda L_{msd} ,

$$L_{msd} = L_{bsh} + k_a + k_d \log R_k + k_f \log f_M - 9 \log d \quad (4.10)$$

$$L_{bsh} = \begin{cases} -18 \log(1 + \Delta h_{BS}).....; h_{BS} > H_B \\ 0.....; h_{BS} \leq H_B \end{cases} \quad (4.11)$$

$$k_a = \begin{cases} 54.....; h_{BS} > H_B \\ 54 - 0,8\Delta h_{BS}.....; h_{BS} \leq H_B \dots ve \dots R_k \geq 0,5km \\ 54 - 0,8\Delta h_{BS}.....; h_{BS} \leq H_B \dots ve \dots R_k < 0,5km \end{cases} \quad (4.12)$$

$$k_d = \begin{cases} 18.....; h_{BS} > H_B \\ 18 - 15 \frac{\Delta h_{BS}}{h_m}.....; h_{BS} \leq H_B \end{cases} \quad (4.13)$$

$$k_f = -4 + \begin{cases} 0,7(\frac{f_M}{925} - 1).....; OBK....ve.....KD \\ 1,5(\frac{f_M}{925} - 1).....; BK \end{cases} \quad (4.14)$$

olarak verilen eşitlikler ile belirlenir. Burada; k_a aktarıcı anteninin bina yüksekliğinden düşük olması durumundaki yol kaybının artması durumunu, k_d aktarıcı anteni, bina yüksekliği ve kullanıcı anteni yüksekliklerine bağlı kontrol durumunu ve k_f ise elektromanyetik dalga frekansına bağlı kontrol durumunu göstermektedir. *OBK* orta büyüklükteki kenti, *KD* kent dışı bir merkezi ve *BK* ise büyük kentleri belirtmektedir.

5. DÜZ ARAZİ ÜZERİNDEKİ BİNALARIN VARLIĞI DURUMUNDA ELEKTROMANYETİK DALGA YAYILIMI

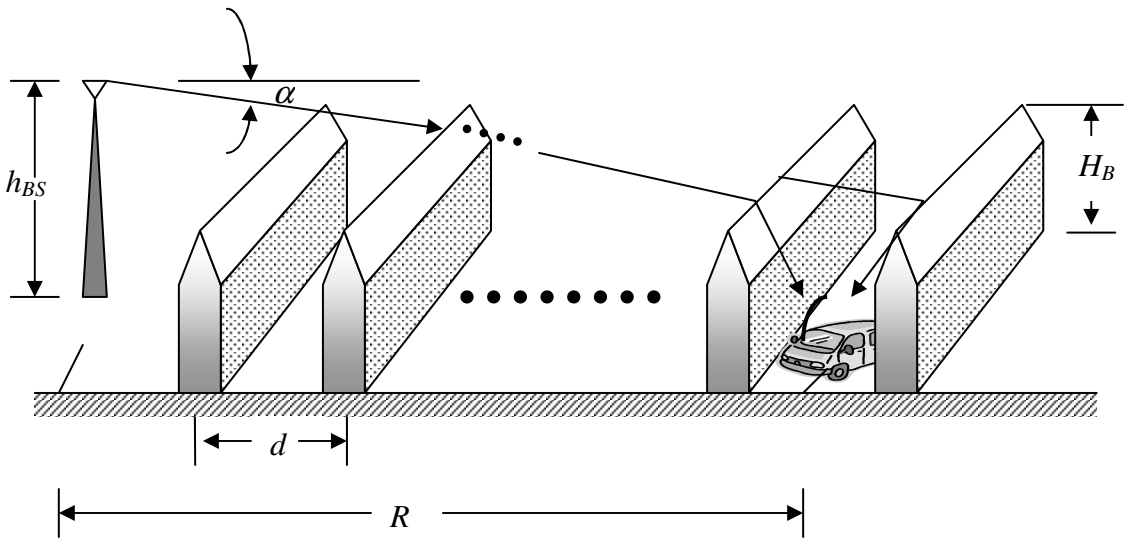
Çok yüksek binaların bulunduğu şehir merkezinden uzaklaştıkça, şehrin birbirine yakın yüksekliğe sahip binalar dizisinden oluştuğu söylenebilir. Şehir merkezine doğru yaklaşıldıkça binaların daha uzun ve birbirine daha yakın olduğu, merkezden uzaklaşıp şehrin kenarlarına doğru gidildikçe ise binaların kısaldığı ve birbirinden uzaklaştığı görülmektedir [1].

Sonuç olarak büyük şehirler için, çok yüksek binaların bulunduğu bir merkez ile bu merkezin etrafını saran ve geniş bir alana yayılmış birbirine yakın yüksekliklere sahip daha kısa binalardan oluştuğu yönüyle basitleştirilmiş bir tasvir yapılabilir. Buralarda cadde yerleşimleri araziye bloklara ayıran dikdörtgen şeklinde bir ağ veya ızgara yapısı gibidir. Bu blokların dar tarafının genişliği genelde 80 m ile 120 m arasındadır. Binaların oluşturduğu her saf, bloğun iki yanında da sıralanmaktadır. Bloğun uzunluğu ise genişliğinin 2 veya 3 katı kadardır. Binalar cadde yerleşimleri kapsamında; yan tarafları arasındaki boşluklar çok küçük veya hiç olmayacak şekilde, binaların ön cepheleri arasındaki boşluk veya arka cepheleri arasındaki boşluk eşit olacak şekilde düzenlenerek ele alınıp incelenebilir. Yani caddeler binaları birbirine yaklaşık olarak paralel olan bina saflarına bölmektedir. Şehir merkezinin dışında aktarıcı anten yükseklikleri, civardaki binaların çatı yüksekliği kadardır veya daha fazla yüksekliğe sahiptir ve elektromanyetik dalgaların yayılımı esas olarak binaların çatıları üzerinden gerçekleşmektedir. Cadde seviyesindeki bir kullanıcının görüş hattı dışındaki bir aktarıcı ile haberleşmesinde kullanıcıya en yakın binanın çatısında oluşan kırınımın etkisi çok büyüktür [1,5].

5.1. Alçak Binaların Oluşturduğu Saflar Üzerinden Elektromanyetik Dalga Yayılımının Modellenmesi

Şekil 5.1’de; düz arazi üzerinde kurulmuş ve birbirine yakın yüksekliklere sahip binaların oluşturduğu safların, elektromanyetik dalga yayılım yoluna dik

olduğu basitleştirilmiş durum gösterilmektedir. Burada; binaların yükseklikleri eşit kabul edilmiş ve binaların oluşturduğu her bir saf, zeminden yüksekliği H_B olan yatay bir çubuk (bar) olarak gösterilmiştir. Her bir şehir bloğunda binaların oluşturduğu iki adet saf olduğundan, saflar birbirinden ortalama 40-60 m olan bir d mesafesiyle ayrılmıştır. Aktarıcı antenin zeminden yüksekliği h_{BS} ve genelde çevredeki binalardan daha alçakta olan gezgin kullanıcı anten yüksekliği ise h_m olarak ifade edilmektedir.



Şekil 5.1. Alçak binaların bulunduğu ortamda elektromanyetik dalga yayılımının araya giren bina safları üzerinden gerçekleşmesinin modellenmesi ve gezgin kullanıcı yakınındaki saflardan cadde seviyesine doğru oluşan kırınım olayı.

5.1.1. Yol kazancı (Path Gain-PG) bileşenleri

Şekil 5.1'de yer alan durumda; yükseltilmiş bir aktarıcı anteni ile binalar arasında yer alan gezgin kullanıcı arasındaki elektromanyetik dalga yayılımı, araya giren ve binaların oluşturduğu safların üzerinden ve gezgin kullanıcı yakınındaki çatılardan cadde seviyesine doğru oluşan kırınım sayesinde gerçekleşmektedir. Bu bakış açısında Yol Kazancı PG, üç ayrı faktör tarafından belirlenmektedir:

(1) Serbest uzay yol kazancı PG_0 ,

(2) Elektromanyetik dalgaların gezgin kullanıcı yakınındaki binalara gelene kadar geçmiş olduğu bina saflarında oluşan kırınımlardan kaynaklanan Yol Kazancı PG_1 ,

(3) Son çatı üstünden kullanıcının bulunduğu zemin seviyesine doğru olan kırınımdan kaynaklanan Yol Kazancı PG_2 .

Böylece dB cinsinden PG,

$$PG_{dB} = 10 \log PG_0 + 10 \log PG_1 + 10 \log PG_2 \quad (5.1)$$

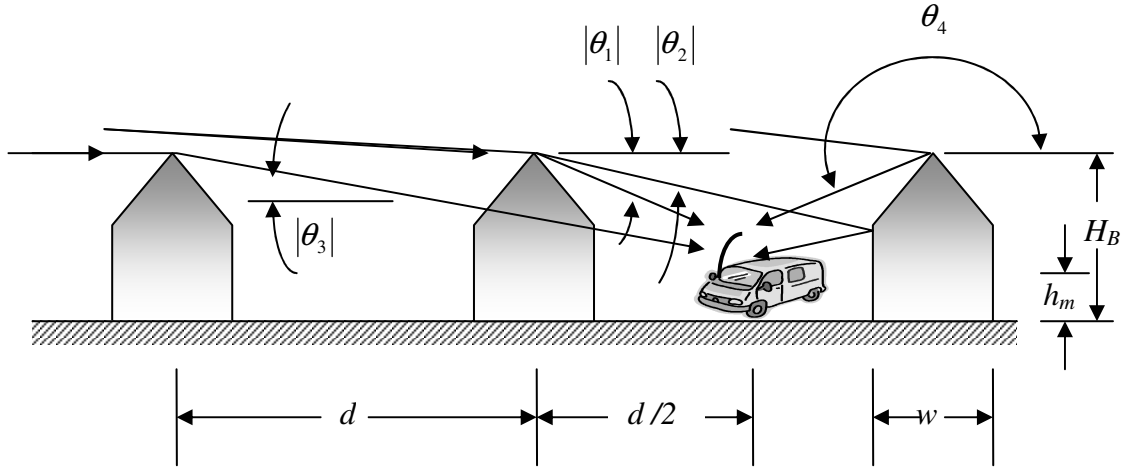
eşitliğindeki gibi ifade edilebilir. Yol Kazancı (PG), dB cinsinden Yol Kaybının (L) negatif işaretlisidir. Anten yüksekliğine göre çok büyük olan R yatay mesafesi ve izotropik antenler için Serbest uzay yol kazancı EK-2 Eş. 2.12 kullanılarak,

$$PG_0 = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (5.2)$$

olarak ifade edilir.

5.1.2. Çatı üstü alanların kırınımı ile PG_2 'nin modellenmesi

Sivri uçlu çatılara sahip binalar için çatı üstü alanların cadde seviyesinde bulunan kullanıcıya doğru kırınımı ile ilgili dört muhtemel yol Şekil 5.2'de gösterilmiştir. Esas katkısı, kullanıcıdan hemen önceki çatıda oluşan kırınım oluşturmaktadır. İkinci önemli katkı, caddenin karşısındaki binadan kullanıcıya doğru olan geri yansımadır. Üçüncü önemli katkı, gezgin kullanıcıdan iki saf önceki çatıda oluşan kırınım ve kullanıcıdan hemen önceki bina içerisinden geçiştir. Dördüncü önemli katkı ise kullanıcıdan hemen sonraki çatıda meydana gelen geriye doğru kırınımdır. Bahsedilen yolların gerçek geometrisi çatı şekillerine bağlı olmakla birlikte, değişik katkıların karşılaştırılmasını basitleştirmek için tüm çatıların sivri uçlu ve caddeye paralel uzandığı kabulü yapılmıştır.



Şekil 5.2. Sivri uçlu çatılara sahip ve paralel saflar oluşturan binalar için, çatı üstü alanların cadde seviyesinde bulunan kullanıcıya doğru kırınımı ile ilgili farklı yollar.

Kablosuz haberleşmede genel olarak elektromanyetik dalga yolları için aktarıcı anten yüksekliği yatay R mesafesine göre oldukça küçüktür ve bundan dolayı çatı üstlerinden gerçekleşen dalga yayılımı yaklaşık olarak yataydır. Ayrıca gezgin kullanıcının en yakınındaki iki çatı üstüne gelen alanlar hemen hemen aynı genliktedir. Bu alanlar çatı üstü yakınlarında yüksekliğe bağlı olarak da değişirler ve bu değişim kırınımına uğrayan alanları da etkiler fakat, Şekil 5.2’de gösterilen iki çatı üstünden kullanıcıya doğru kırınım ile ilgili yol kazancının basitleştirilmiş olarak bulunması için, bu iki bina üzerindeki alanlar yatay olarak yayılan birim genlikli düzlem dalgalar olarak kabul edilmiştir. Bahsedilen kabuller neticesinde izotropik antenler için PG_2 ,

$$PG_2 = \frac{1}{\rho_1} |D(\theta_1)|^2 + \frac{|\Gamma|^2}{\rho_2} |D(\theta_2)|^2 + \frac{|T|^2}{\rho_3} |D(\theta_3)|^2 + \frac{1}{\rho_4} |D(\theta_4)|^2 \quad (5.3)$$

olarak ifade edilir. Eş. 5.3’de; $|\Gamma|^2$ uzak binadaki yansıma kayıplarını verir, $|T|^2$ gezgin kullanıcıdan önceki bina içinden geçişteki iletim kayıplarını verir. Şekil 5.2’de gösterildiği gibi kullanıcının safların tam ortasında yer aldığı ve

bina derinliği w 'nin caddeye dik olduğu kabul edilmiştir. Bu kapsamda, Eş. 5.3'de yer alan kırınım kenarları ile kullanıcı arasındaki ρ_i mesafeleri;

$$\begin{aligned}\rho_1 = \rho_4 &= \sqrt{(H_B - h_m)^2 + (0.5d)^2} \\ \rho_2 &= \sqrt{(H_B - h_m)^2 + (1.5d - w)^2} \\ \rho_3 &= \sqrt{(H_B - h_m)^2 + (1.5d)^2}\end{aligned}\tag{5.4}$$

olarak verilen eşitlikler ile hesaplanır. θ_i açıları ise,

$$\begin{aligned}\theta_i &= -\arcsin \frac{H_B - h_m}{\rho_i} \quad i=1,2,3 \text{ için} \\ \theta_4 &= \pi + |\theta_1|\end{aligned}\tag{5.5}$$

şeklinde ifade edilir.

Sivri çatıdaki sınır koşulları ileten (conducting) veya emici (absorbing) olabilir. Bununla birlikte 1, 2 ve 3 yolları ile ilgili küçük eğrilme açıları için kırınım katsayıları her iki sınır koşulu için de aynıdır. Basit olması maksadıyla emici bir ekran için Eş. 3.20 ile verilen Felsen katsayısı kullanılırsa, katsayıların karesel büyüklükleri,

$$\begin{aligned}|D(\theta_i)|^2 &= \frac{1}{2\pi k} \left(\frac{1}{\theta_i} + \frac{1}{2\pi - \theta_i} \right)^2 \approx \frac{1}{2\pi k} \frac{1}{|\theta_i|^2} \quad i=1,2,3 \text{ için} \\ |D(\theta_4)|^2 &= \frac{1}{2\pi k} \left(\frac{1}{\pi + |\theta_1|} + \frac{1}{\pi - |\theta_1|} \right)^2 \approx \frac{1}{2\pi k} \left(\frac{2}{\pi} \right)^2\end{aligned}\tag{5.6}$$

şeklinde elde edilir.

Eş. 5.6'da yer alan yaklaşımlar sonucu, 45^0 'ye yaklaşan açılarda bile % 14'den daha az hata oluşmaktadır. Eş. 5.3'de bu yaklaşımları kullanırsak ve $\rho_4 = \rho_1$ alırsak;

$$PG_2 = \frac{1}{2\pi k} \left[\frac{1}{\rho_1 |\theta_1|^2} + \frac{|\Gamma|^2}{\rho_2 |\theta_2|^2} + \frac{|T|^2}{\rho_3 |\theta_3|^2} + \frac{1}{\rho_1 (\pi/2)^2} \right] \quad (5.7)$$

elde edilir. $|\theta_1|$ 'nin $(\pi/2)$ 'den oldukça küçük olması sebebiyle, Eş. 5.7'deki birinci terime göre çok küçük olan son terim ihmal edilebilir. Eğer d' 'ye göre w küçük olursa; (ρ_2, θ_2) ve (ρ_3, θ_3) mesafe-açı çiftleri Eş. 5.4 ve Eş. 5.5'den görüleceği gibi birbirine yaklaşık eşit olurlar. Eş. 5.7'deki ikinci ve üçüncü terimlerin büyüklükleri yansıma ve iletim katsayılarına bağımlı olarak verilir. İncelenen durumlarda $|\Gamma|^2$ için tipik bir değer 0,1 olarak verilebilir ve bu 10 dB'lik bir kayıp demektir. Evler arasından geçiş sırasındaki iletim kaybı olan $|T|^2$, 10 dB veya daha fazla mertebeden bir değer olarak karşımıza çıkar. Böylece Eş. 5.7'deki üçüncü terim ikinci terim ile yaklaşık olarak aynıdır veya binanın yapısına bağlı olarak ikinci terimden daha küçüktür. Sonuç olarak Eş. 5.7'deki ikinci ve üçüncü terimleri birinci terimle mukayese etmek için $|\theta_i|$ $i=1,2,3$ için $\sin|\theta_i|$ yaklaşıklığı yapılabilir. Böylece, Eş. 5.7'deki son terimin ihmal edilmesi ve $\sin|\theta_i|$ yaklaşıklığının Eş. 5.7'de yerine konulması ile eşitlik,

$$PG_2 = \frac{1}{2\pi k} \frac{1}{(H_B - h_m)^2} [\rho_1 + \rho_2 |\Gamma|^2 + \rho_3 |T|^2] \quad (5.8)$$

halini alır. Şekil 5.2'den görülebileceği gibi, ρ_2 ve ρ_3 $3\rho_1$ 'den daha küçüktür. Eğer $|\Gamma|^2 \approx 0,1$ ve $\rho_2 \approx 3\rho_1$ kabul edilirse, Eş. 5.8'deki ilk terim ikinci terimden bir kaç kat büyük olacaktır. $|\theta_1|$ 'in daha büyük olacağı daha dar caddelerin ve/veya daha yüksek binaların olduğu veya daha çok yansıtan binaların

olduğu durumlarda ilk ve ikinci terimler birbirine daha yakın bir değer haline gelebilirler.

Şekil 5.2’de gösterilen dört yola ilave olarak çatı üstü alanlardan kullanıcıya ulaşan diğer muhtemel yollar da bulunmaktadır. Fakat onlar, daha büyük açılarda kırınmayı, daha fazla binaların içerisinde geçişi veya ilave yansımalar ile kırınmaları kapsamaktadır. Tüm bu yolların toplam işarete olan katkısının birinci yolun katkısına göre daha küçük olması beklenir. Birinci yol haricindeki tüm muhtemel yolların etkisini hesaplamalara dahil etmek maksadıyla, bu tür tüm yolların etkisinin birinci yol kadar olduğu yaklaşıklığı yapılabilir. Bu durumda toplam ortalama güç;

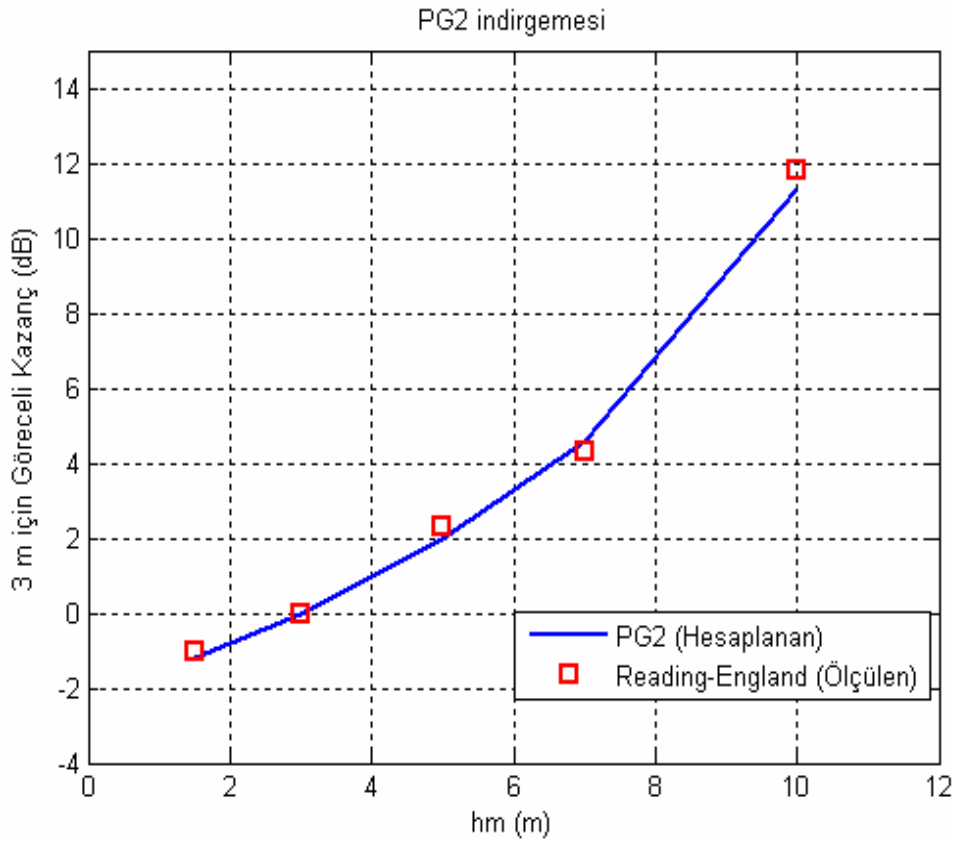
$$PG_2 = \frac{2}{\rho_1} |D(\theta_1)|^2 \approx \frac{1}{\pi k \rho_1} \frac{1}{|\theta_1|^2} \approx \frac{\lambda \rho_1}{2\pi^2 (H_B - h_m)^2} \quad (5.9)$$

olarak birinci yolun katkısının iki katı şeklinde yaklaşıklık yapılarak hesaplanabilir.

Eş. 5.9 ifadesi, bina yüksekliği ve cadde genişliğine bağlı olarak, kullanıcının anten yükseklik kazancı için farklı yaklaşıklıkların derecesini vermektedir.

Büyük şehirlerde yapılan kullanıcı anteninin yükseklik kazancı ölçümlerinin genel olarak, Eş. 5.9’un bir bina yükseklik dağılımı üzerinden alınan ortalamasına eşdeğer olduğu görülmüştür [3]. Benzer bir yükseklik kazancı ölçümleri, binaların oldukça düzgün yükseklik dağılımına sahip olduğu ve ortalama yüksekliğin yaklaşık 12,5 m olduğu Reading-İngiltere’de yapılmıştır [8]. Ölçümlerde işaret kaynağı olarak uzakta bulunan 191,25 MHz TV vericisi kullanılmış ve alıcı anteni teleskopik anten direği (mast) ile birlikte bir kamyonete monte edilmiştir. Kamyonetin her bölgesinde $h_m=3,5,7$ ve 10 m için alınan işaretin şiddeti ölçülmüştür. Her yükseklikte, alınan işaretin dB cinsinden orta değeri, $h_m=3$ m’deki değere göre normalize edilerek Şekil 5.3’teki grafikte verilmiştir. Bu grafikte karşılaştırma için, Felsen kırınım katsayısının kullanıldığı Eş. 5.9 eşitliğinden hesaplanan yükseklik kazancı

sürekli eğrisi de çizdirilmiştir. Yükseklik kazanç değerleri $h_m=3$ m için 0 dB olacak şekilde normalize edilmiştir. Grafikte görülen ölçülen ve hesaplanan yükseklik kazancı değerleri arasındaki uyum, çatı üstü alanların cadde seviyesinde bulunan kullanıcıya doğru kırımını ile ilgili buraya kadar bahsedilen mekanizmanın geçerliliğini göstermektedir.



Şekil 5.3. Reading-İngiltere’de yapılan orta işaret ölçümünün yükseklik kazancı ($H_B \approx 12,5$ m) değerleri ve bu değerlerin hesaplanan değerlerle karşılaştırılması.

5.2. Çatı Üstü Alanların PG₁ İndirgemesinin Hesaplanması

Metropolitan kentlerde; çok yüksek binaların bulunduğu belli merkezler dışındaki şehre ait bölgelerde kullanıcılara doğru olan yayılımın tam ifadesini belirleyebilmek için, önceki bina safları üzerinden gerçekleşen elektromanyetik dalga yayılımı sebebiyle kullanıcıdan önceki en son çatı üstüne ulaşan alanın indirgenmiş halini hesaplamak gereklidir. Genelde

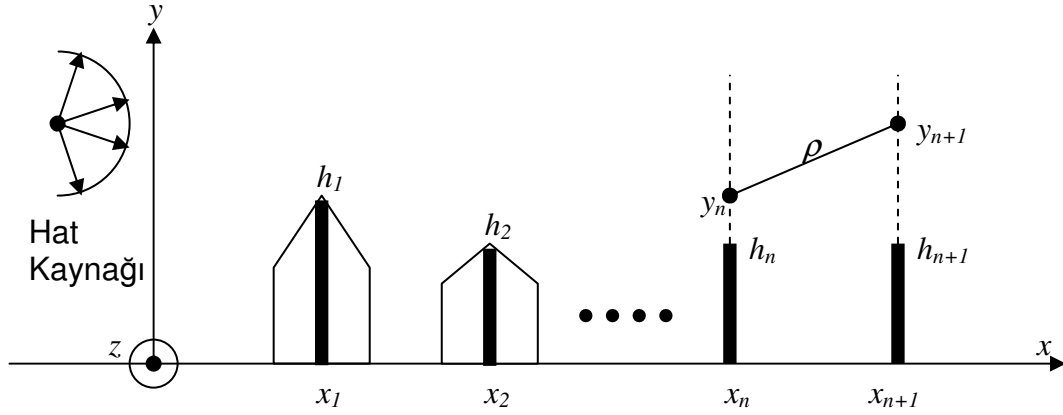
hücresele uygulamalarda, aktarıcının yüksekliği kapsanan mesafe ile karşılaştırıldığında oldukça düşüktür ve bu sebeple Şekil 5.1’de yer alan α açısı küçük bir açıdır.

Örneğin, aktarıcı çevredeki binalardan 21 m (ortalama yedi apartman katı yüksekliği kadar) yukarıda ise 1 km mesafe için $\alpha \approx 1,2^0$ olur. Dalga yayılımı yaklaşık olarak yatay olduğundan, temel dalga mekanizması, birbirini izleyen bina saflarında oluşan çoklu kırınımı da içerecektir. Cadde seviyesine doğru kırınımına uğrayan dalgalar belki de çatı üstlerine doğru geriye yansıtılacak ve ikinci bir kırınımdan sonra binalar üzerinden gerçekleşen dalga yayılımına dahil olacaktır. Bu işlem, anlamlı açılar üzerinden iki kırınım olayını ve bir veya daha fazla yansıma olayını içereceği için sonuçta bulunacak katkılar oldukça düşük olacak ve burada bu katkılar ihmal edilebilecektir.

Binaların elektromanyetik dalga yayılımına göre enlemesine düzgün bir şekilde dağılması nedeniyle, yatay düzlemdeki ışın yayılımı dikey düzlemdeki kırınımdan bağımsızdır. Sonuç olarak bina saflarının, bir aktarıcı tarafından yayılan küresel dalga üzerindeki etkileri ile saflara paralel bir hat kaynağı tarafından yayılan silindirik bir dalga üzerindeki etkileri aynıdır. Böylece; üç boyutlu problem, Şekil 5.4’te gösterilen daha basit iki boyutlu hat kaynağı problemine indirgenmiş olur.

Bu basitleştirilmiş problemde, bina saflarının emici ekranlar olarak gösterilimi ile ve fiziksel optik kullanılarak herhangi bir yerdeki alan; $n+1$ safı üzerindeki düzlem içindeki alan, n safı üzerindeki alandan hesaplanacak şekilde birbirini yineleyen hesaplar ile bulunabilir.

Yukarıda tarif edilen yayılım işlemi sadece dikey düzlemde küçük açılardaki kırınımı kapsamaktadır ve bu kırınım, kırınımına sebep olan engelin kesit şekline fazla bağlı değildir. Basitleştirme için, Şekil 5.4’te olduğu gibi bina saflarını kırınımına sebep olan ekranlar olarak gösterebiliriz. Binaların içinden iletim UHF frekansları için ihmal edilebildiğinden, ekranlar emici ve yarı sonlu olarak kabul edilebilir.



Şekil 5.4. $n+1$ safı üzerindeki düzlem içindeki alanın, n safı üzerindeki alandan hesaplanması geometrisi.

Geçmiş birçok emici ekranda oluşan kırınım olayları sonrasında çatı üstündeki alanların bulunması için kullanılan birkaç analitik ve nümerik yöntem bulunmaktadır. Anlaşılabilirliğinin basit olması, analitik ve nümerik çalışmalarla uyumlu olması, ekran yükseklik ve ekranlar arası mesafe değişimlerinin incelenmesinde sağlıklı olması ve bitki örtüsü etkilerinin dahil edilmesine olanak sağlayan esnekliği gibi nedenlerden dolayı fiziksel optik yöntemi burada tercih edilmiştir.

5.2.1. Alan indirgemesi hesabında fiziksel optik yöntemi

Fiziksel optik yaklaşımında, Şekil 5.4'te yer alan $n=1$ ekranı üzerindeki bölgedeki alan, sanki aktarıcı anteni serbest uzayda yayın yapıyorken gelen alan olarak alınır. Daha sonra bu alan, bir sonraki ekran üzerindeki alanın eşdeğer kaynağı olarak kullanılır ve böylece devam edilir. (y_n, z_n) , n safı üzerinde yer alan düzlemdeki (y, z) koordinatları anlamına gelmek üzere, $n+1$ ekranı üzerindeki düzlem içindeki $H(x_{n+1}, y_{n+1}, z_{n+1})$ alanı, n safı üzerindeki düzlem içindeki $H(x_n, y_n, z_n)$ alanından bulunur. Dikey polarizasyon ve yayılımın esasen yatay olduğu durum için, Eş. 3.1 ifadesi,

$$H(x_{n+1}, y_{n+1}, z_{n+1}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{h_n}^{\infty} \Lambda(\alpha_{n+1}, 0) H(x_n, y_n, z_n) \frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} dy_n dz_n \quad (5.10)$$

halini alır. Eş. 5.10'da r ; $x=x_n$ düzlemindeki (y_n, z_n) ikincil kaynak noktasından, $x=x_{n+1}$ düzlemindeki (y_{n+1}, z_{n+1}) alıcı noktasına olan mesafeyi göstermektedir. Temel olarak yayılımın yatay olması durumunda; örüntü fonksiyonu,

$$\Lambda(\alpha_{n+1}, 0) = \cos \alpha_{n+1} + 1 \approx 2 \quad (5.11)$$

olarak ifade edilebilir.

İntegrasyonunun alt sınırı y_n , referansa göre h_n yüksekliğine sahip bina üstleridir. Eş. 5.10'daki integral alma işlemi, tipik bir hücresel link tarafından kapsanan çok sayıda bina safları üzerinden kırıma uğrayan alanların bulunması için bir çok kez tekrar edilmelidir.

Yukarıda belirtildiği gibi, çatı üstü alanların indirgenmesi, iki boyutlu hat kaynağı probleminin çözümünden bulunabilir ve bu problemde alanlar z boyunca bir değişime sahip değildir. Bu durumda z_n üzerinden integrasyon için Eş. 3.11'deki yaklaşım kullanıldığında integrasyon,

$$H(x_{n+1}, y_{n+1}) \approx e^{j\pi/4} \sqrt{\frac{k}{2\pi}} \int_{h_n}^{\infty} H(x_n, y_n) \frac{e^{-jk\rho}}{\sqrt{\rho}} dy_n \quad (5.12)$$

olarak tek kata indirgenir.

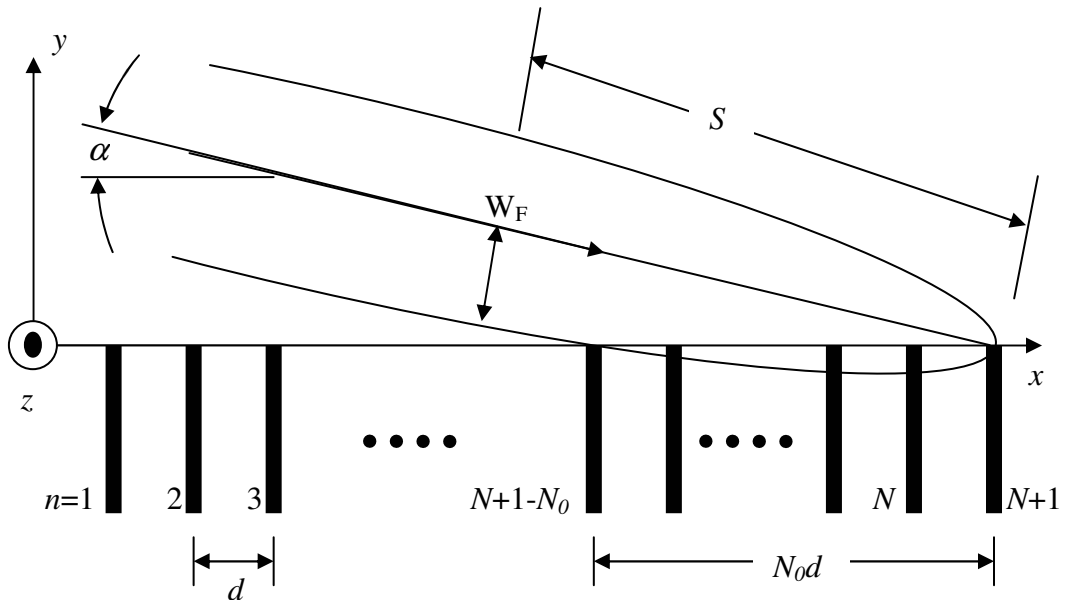
Şekil 5.4'te gösterilen ρ mesafesi;

$$\rho = \sqrt{(x_{n+1} - x_n)^2 + (y_{n+1} - y_n)^2} \quad (5.13)$$

şeklinde hesaplanır. Eş. 5.12'deki integralin tekrarlanan nümerik değerlendirmesi alanların bulunması için uygulanabilir bir yöntemdir.

5.2.2. Düzgün saf aralığı ve bina yüksekliği durumu için çözüm

$x_{n+1}-x_n=d$ olacak şekilde eşit aralıklı bina saflarından ve referans düzlemin üzerinde $h_n=0$ eşit yüksekliklerine sahip binalardan oluşan durum Şekil 5.5'te gösterilmiştir. Yayılımın temel olarak yatay olması sebebiyle, Eş. 5.12'deki integrale esas katkı y_{n+1} 'in yanındaki y_n değerlerinden gelir. N_0 yerleşme sayısı; $n+1$ ekranı üstüne ulaşan düzlem dalga ışını çevresindeki Fresnel bölgesine giren ekran sayısı ile belirlenmektedir.



Şekil 5.5. N_0 yerleşme sayısı; $n+1$ ekranı üstüne ulaşan düzlem dalga ışını çevresindeki Fresnel bölgesine giren ekran sayısı ile belirlenmesi.

Böylece Eş. 5.12'de paydada yer alan ρ , d ile yer değiştirebilir ve Fresnel yaklaşıklığı ile;

$$\rho \approx d + \frac{(y_{n+1} - y_n)^2}{2d} \quad (5.14)$$

elde edilir. $\sqrt{k/2\pi} = 1/\sqrt{\lambda}$ olduğundan N ekran sonra kas katlanmış integral,

$$H(x_{n+1}, y_{n+1}) = \frac{e^{jN\pi/4} e^{-jkNd}}{(\lambda d)^{N/2}} \int_0^\infty dy_1 \int_0^\infty dy_2 \dots \int_0^\infty dy_N H(d, y_1) \times \exp \left[-j \frac{k}{2d} \sum_{n=1}^N (y_{n+1} - y_n)^2 \right] \quad (5.15)$$

halini alır. Burada y_n , $x_n=nd$ düzlemindeki bir alanın konumunu veya integrasyon noktasını göstermektedir. $y_{N+1}=0$ olan $N+1$ ekranı üstündeki Eş. 5.15 çözümlerinin elde edilebilmesi için, $x_1=d'$ deki ilk ekranı aydınlatan (kapsayan) alan farklı iki formda göz önüne alınır. Bu çözümler, Boersma tarafından incelenen fonksiyonlara göre belirlenir [9,10]. Birincisi bir düzlem dalgadır ve bu çözüm, 1-20 km arası veya daha fazla kapsama mesafesine sahip makro hücresel sistemlerde yükseltilmiş antenlerin kullanılması durumu için alan indirgemelerini verir. İkincisi, yaklaşık 1 km'ye kadar kapsama mesafesine sahip mikro hücresel sistemlerde olduğu gibi çatı üstleri seviyesinde veya daha aşağıda konumlandırılacak bir hat kaynağıdır.

5.3. Makro Hücresel Kestirim İçin Düzlem Dalga Gelişi (Etkisi)

Makro hücresel uygulamalarda, yükseltilmiş aktarıcı anteninden yayılan alanlar, kullanıcıya ulaşmadan önce çok sayıda bina saflarından geçecektir. Sonuç olarak ilk bir kaç saf ile ilgili son etkiler yok edilebilecek ve çatı üstündeki alanlar Şekil 5.5'te gösterilen α açısına bağlı olan serbest uzay ile orantılı olacak şekilde bir değere oturacaktır. Yerleşmiş değer bu yüzden, gelen düzlem dalganın saflar serisinden geçerek yayılımı olarak ele alınması ile bulunabilir. Birim genlikli gelen düzlem bir dalganın yatayla α açısı yaparak aşağı doğru yayıldığını kabul edersek, $x_1=d$ düzlemindeki alan,

$$H(d, y_1) = \exp(-jkd \cos \alpha) \exp(jky_1 \sin \alpha) \quad (5.16)$$

olarak bulunur. Küçük α açıları için $\cos \alpha \approx 1$ yaklaşıklığı Eş. 5.16'da kullanılabilir. Bu yaklaşıklık kullanılarak Eş. 5.16, Eş. 5.15'te yerine konulursa, $y_{N+1}=0$ için alan ifadesi,

$$\begin{aligned}
H(x_{N+1}, 0) &= \frac{e^{jN\pi/4} e^{-jk(N+1)d}}{(\lambda d)^{N/2}} \int_0^\infty dy_1 \int_0^\infty dy_2 \dots \int_0^\infty dy_N \exp(jky_1 \sin \alpha) \\
&\times \exp \left[-j \frac{k}{2d} \left(y_1^2 - 2 \sum_{n=1}^{N-1} y_{n+1} y_n + 2 \sum_{n=2}^N y_n^2 \right) \right]
\end{aligned} \tag{5.17}$$

olarak elde edilir. Bir sonraki adım,

$$\begin{aligned}
v_n &= y_n \sqrt{\frac{jk}{2d}} \\
dy_n &= dv_n \sqrt{\frac{2d}{jk}} = dv_n e^{-j\pi/4} \sqrt{\frac{\lambda d}{\pi}}
\end{aligned} \tag{5.18}$$

değişken dönüşümü ile integrasyondaki değişkenlerin dönüştürülmesi ve

$$g_p = \sin \alpha \sqrt{\frac{d}{\lambda}} \tag{5.19}$$

olarak ifade edilen boyutsuz g_p parametresinin elde edilmesidir.

Eş. 5.18 ve Eş. 5.19'un, Eş. 5.17'de yerine konması ile katlı integral,

$$\begin{aligned}
H(x_{N+1}, 0) &= \frac{e^{-jk(N+1)d}}{\pi^{N/2}} \int_0^\infty dv_1 \int_0^\infty dv_2 \dots \int_0^\infty dv_N \exp(2\sqrt{j\pi} g_p v_1) \\
&\times \exp \left(-v_1^2 + 2 \sum_{n=1}^{N-1} v_{n+1} v_n - 2 \sum_{n=2}^N v_n^2 \right)
\end{aligned} \tag{5.20}$$

şeklinde yazılabilir. Eş. 5.20'deki $\exp[-jk(N+1)d]$ faz terimi dışında, $H(x_{N+1}, 0)$ 'ın frekans, saf aralığı d ve geliş açısı α 'ya bağımlılığı Eş. 5.19'da tanımlanan tek bir g_p parametresi vasıtasıyla belirlenir.

5.3.1. Boersma fonksiyonuna göre çözüm

Eş. 5.20'nin değerlendirilmesinde son adım, integraldeki ilk eksponansiyel ifadeyi,

$$\exp(2\sqrt{j\pi}g_p v_1) = \sum_{q=0}^{\infty} \frac{1}{q!} (2\sqrt{j\pi}g_p)^q v_1^q \quad (5.21)$$

şeklinde Taylor serisine açmaktır. Eş. 5.21'in Eş. 5.20'de yerine konulması ve integrasyonun derecesi ile toplam ifadesindeki ara değişimler sonucu, çatı üstlerindeki alan ifadesi;

$$H(x_{N+1}, 0) = e^{-jk(N+1)d} \sum_{q=0}^{\infty} \frac{1}{q!} (2\sqrt{j\pi}g_p)^q I_{N,q}(1) \quad (5.22)$$

halini alır. Buradaki $I_{N,q}(1)$ değeri,

$$I_{N,q}(\beta) = \frac{1}{\pi^{N/2}} \int_0^{\infty} dv_1 \int_0^{\infty} dv_2 \dots \int_0^{\infty} dv_N \left[v_1^q \exp\left(-\beta v_1^2 + 2 \sum_{n=1}^{N-1} v_{n+1} v_n - 2 \sum_{n=2}^N v_n^2\right) \right] \quad (5.23)$$

olarak verilen $I_{N,q}(\beta)$ Boersma fonksiyonunun $\beta=1$ için değeridir [9]. $\beta=1$ için yinelenen ilişkideki başlangıç fonksiyonunun genel ifadesi,

$$I_{N,q}(1) = \frac{(1/2)_N}{N!} \quad (5.24)$$

olarak verilmektedir. Buradaki $(1/2)_N$ terimi,

$$\begin{aligned} (a)_0 &= 0 \\ (a)_1 &= a \\ (a)_n &= a(a+1) \dots (a+n-1) \end{aligned} \quad (5.25)$$

olarak tanımlanan Pochhammer sembolü anlamındadır.

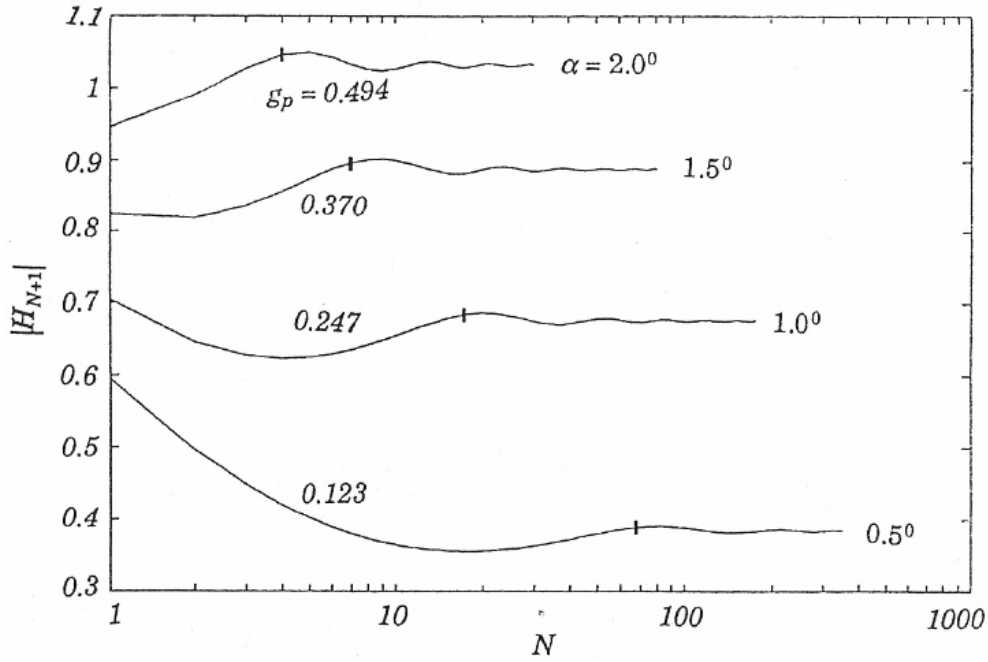
Basit bir kapalı form sonucu, gelen düzlem dalganın çatı üstleri hattına paralel yayıldığı durumda elde edilir. Bu durumda $\alpha=0$ 'dır ve Eş. 5.19 ile tanımlanan g_p parametresi sıfır olur. Toplam ifadesine sadece $q=0$ olan birinci terimden katkı gelir. Böylece;

$$H(x_{N+1}, 0) = e^{-jk(N+1)d} \frac{(1/2)_N}{N!} \approx e^{-jk(N+1)d} \frac{1}{\sqrt{\pi N + 1}} \quad (5.26)$$

yaklaşımı yapılarak, Pochhammer sembolünün asimptotik yaklaşımının kullanımı ile elde edilir. Çatı üstleri hattına paralel olan yayılımı, her çatı üstü bir önceki çatı üstünün gölge sınırında yer alır.

Şekil 5.6'daki grafikte, farklı g_p parametre değerleri için Eş. 5.20'den hesaplanmış alan büyüklüğünün N 'ye olan bağımlılığı gösterilmiştir [9]. Grafikte değişik noktalar devamlı eğriler olarak çizilmesine rağmen, sadece N 'nin tamsayı değerleri fiziksel anlama sahiptir. Çok sayıda saftan geçiş sonrasında, art arda sıralanan çatı üstleri üzerine gelen alanın, genliği yerleşmiş sonlu bir değere azalacak şekilde salındığı görülmektedir. Yüksek geliş açıları için, önceki saftan kırılarak gelen alanın bir kuvvetlendirmesinden dolayı, yerleşen değer 1'den çok az fazla olabilmektedir. Bununla birlikte, küçük geliş açıları için yerleşen değer açı ile monoton olarak azalmaktadır. Alanın başlangıçtaki değişimi, serbest uzay yayılımından saflar üzerinden yayılımda oluşan kırınım etkisine geçiş ile ilgili bir uç etki olarak değerlendirilebilir. Bu geçiş etkisi, alanlar daha fazla saf üzerinden yayıldığında azalır ve alanlar sabit bir değere yerleşir.

Şekil 5.6'da, birim genlikli bir düzlem dalga gelişinden kaynaklanan ve birbiri ardına dizilen saflar üzerinden $N+1$ çatı üstüne ulaşan alana ait eğriler, değişik g_p parametre değerleri için çizilmiştir ($g_p \approx \alpha \sqrt{d/\lambda}$). Açılar $d=200\lambda$ için listelenmiştir. Yerleşme sayısı (N_0) değerleri, eğriler üzerinde dikey çizgilerle gösterilmiştir.



Şekil 5.6. Bir düzlem dalga gelişinden kaynaklanan ve birbiri ardına dizilen saflar üzerinden $N+1$ çatı üstüne ulaşan alanın değişik g_p parametre değerlerine göre değişimi [9].

Yerleşen bir alan değerine ulaşılması için geçilmesi gerekli saf sayısı olan N_0 ; geniş N değeri için Şekil 5.5'te de gösterildiği gibi belirli bir çatı üstüne gelen ışın ile ilgili birinci Fresnel bölgesi içerisinde çatı üstleri yer alan saflar olarak düşünülmesi ile bulunur. Gelen düzlem dalga kaynağı sonsuzda kabul edildiği için, ışının sonundan itibaren bir s mesafedeki Fresnel bölgesinin yarı genişliği;

$$W_F = \sqrt{\lambda s} \quad (5.27)$$

olarak bulunur. Bir çatı üstünden ışına olan dikey mesafe $s \tan \alpha$ 'dır. Bu sebeple; $W_F > s \tan \alpha$ olan çatı üstleri Fresnel bölgesinin içinde yer alacak ve $W_F < s \tan \alpha$ olan çatı üstleri Fresnel bölgesinin dışında yer alacaktır. Küçük α açıları için, halâ Fresnel bölgesin içerisinde yer alan son çatı üstüne olan $N_0 d$ mesafesi için $s \approx N_0 d$ yaklaşıklığı yapılabilir ve böylece $W_F = N_0 d \tan \alpha$ olur. Bu durum ve Eş. 5.27 kullanılarak küçük α açıları için;

$$N_0 \approx \frac{\lambda}{d \tan \alpha^2} \approx \frac{1}{g_p^2} \quad (5.28)$$

olarak bulunur. Burada g_p Eş. 5.19 ile belirlenen boyutsuz parametredir. N_0 'ın bu değeri Şekil 5.6'daki her eğride dikey çizgi ile gösterilmiştir. N_0 , geçiş bölgesinin sonunu ve yerleşen alanın başlangıcını belirlemektedir. Örnek olarak, $d=60$ m saf aralığı ve $f=900$ MHz frekansı için $d/\lambda=180$ 'dir ve $\alpha = 0,5^0$ açısı için yerleşme sayısı $N_0=73$, mesafe karşılığı $N_0d=4.4$ km'dir.

5.3.2. Yol kaybı hesabında yerleşen alanın kullanımı

Şekil 5.6'da gösterilen benzer eğri çizimlerinden elde edilen ve yerleşen alan değerinin büyüklüğü olarak isimlendirilen $Q(g_p)$ 'nin, g_p 'ye bağımlılığı logaritmik ölçekte Şekil 5.7'de gösterilmiştir. Küçük g_p değerleri için $Q(g_p)$ 'nin eğimi sabit olup, g_p ile doğrusal olarak değişmektedir. Daha büyük g_p değerleri için $Q(g_p)$ 'nin eğimi azalmakta ve $Q(g_p)$, 1'den biraz büyük olan bir maksimum değere yakınsamaktadır. Şekil 5.7'de gösterilen $Q(g_p)$ değişimine uydurulmuş ve $0,01 < g_p < 1$ değerleri için geçerli olan basit polinom ifadesi,

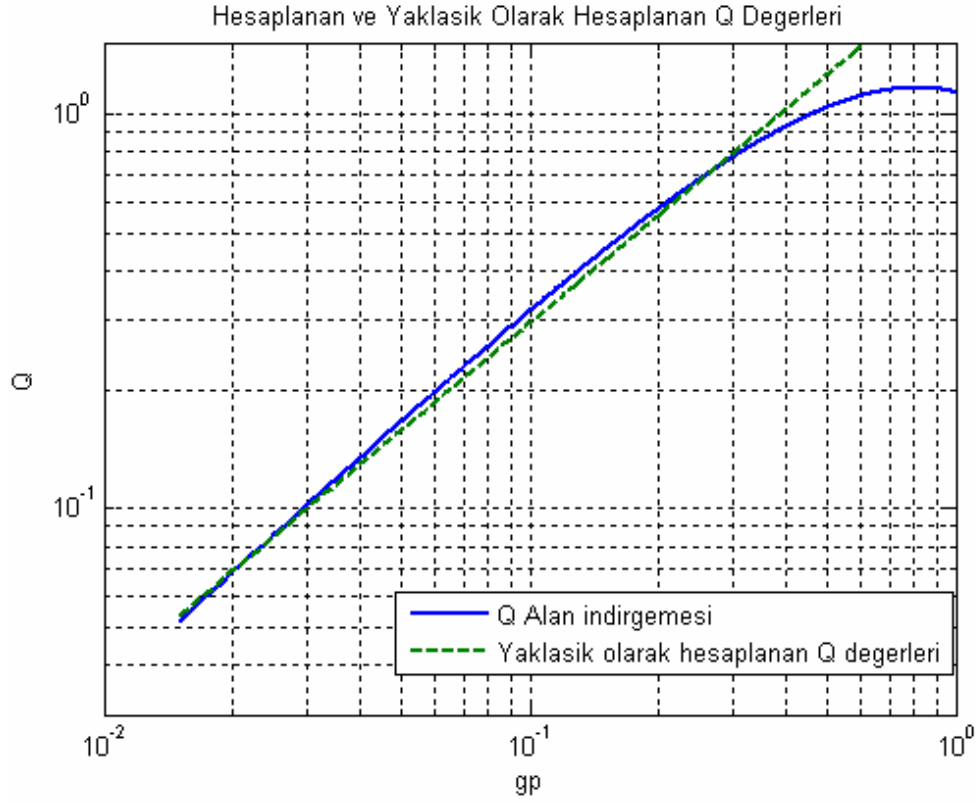
$$Q(g_p) = 3,502 g_p - 3,327 g_p^2 + 0,962 g_p^3 \quad (5.29)$$

olarak verilmektedir [6].

$Q(g_p)$; önceki bina safları üzerinden yayılımdan kaynaklanan, kullanıcıdan önceki çatı üstündeki alanın indirgenmiş halini verdiğiinden, Eş. 5.1 ifadesindeki yol kazanç faktörü PG_1 ,

$$PG_1 = [Q(g_p)]^2 \quad (5.30)$$

şeklinde $Q(g_p)$ 'nin karesi olarak hesaplanır. Eş. 5.30 ifadesi, toplam yol kazancı veya toplam yol kaybının hesaplanması için gerekli olan terimlerin sonuncusudur.



Şekil 5.7. Yerleşen alan olarak verilen Q alan indirgemesi değerinin, boyutsuz g_p parametresi ile değişimi.

Makro hücreli sistemler için karşımıza çıkan g_p değerleri ile ilgili olarak,

$$Q(g_p) \approx 0.1 \left(\frac{g_p}{0.03} \right)^{0.9} = 2.347 (g_p)^{0.9} \quad (5.31)$$

şeklinde verilen yaklaşıklık kullanılabilir. Bu yaklaşıklık Şekil 5.7’de kesikli çizgi ile gösterilmiştir ve $g_p < 0.4$ değerleri için yaklaşıklığın gerçek eğriye çok yakın olduğu görülmektedir.

Eş. 5.1 ile tarif edilen toplam yol kazancı; Eş. 5.2, Eş. 5.9 ile Eş. 5.30 kullanılarak, Eş. 5.19 ve Eş. 5.31’in de yardımı ile artık hesaplanabilir. Sonuç olarak düz arazi üzerindeki eşit yüksekliğe ve aralığa sahip bina safları durumunda izotropik antenler için yol kazancı;

$$PG_{dB} = 10 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 + 10 \log \left(\frac{\lambda \rho_1}{2\pi^2 (H_B - h_m)^2} \right) + 10 \log \left[2.347 \left(\frac{h_{BS} - H_B}{R} \sqrt{\frac{d}{\lambda}} \right)^{0.9} \right]^2 \quad (5.32)$$

olarak verilir.

5.4. Düz Arazi Üzerindeki Binaların Varlığı Durumunda Elektromanyetik Dalga Yayılımı ile İlgili Benzetim Çalışmaları

Elektromanyetik dalga yayılımının bina safları üzerinden gerçekleştiği kabulünün yardımı ile Eş. 5.32 kullanılarak yapılan benzetim çalışmaları (Bkz. EK-3) gerçek ölçüm sonuçları ile karşılaştırmalı olarak burada verilmiş olup, elde edilen sonuçlar kapsamında teorik hesaplama sonuçlarının gerçek ölçüm sonuçlarına yakın olduğu gösterilmiştir.

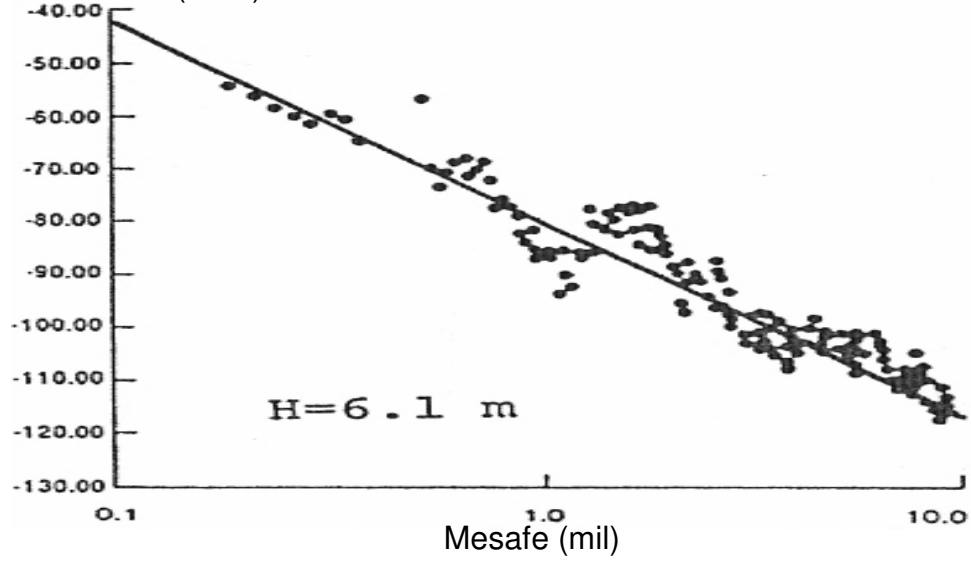
Philadelphia'nın çok yüksek binalardan oluşan bölgeleri dışındaki alanlarda 820 MHz frekansında yapılan, alınan güce ait küçük alan ortalama ölçüm değerleri [11] ve Eş. 5.32 ile elde edilen kestirim değerlerinin karşılaştırılması Şekil 5.8 ve Şekil 5.9'daki grafiklerde farklı iki $H=h_{BS}-H_B$ değerleri için verilmiştir.

Şekil 5.8.(1) ve Şekil 5.9.(1)'deki grafiklerdeki noktalar ölçülmüş güç değerlerini, Şekil 5.8.(2) ve Şekil 5.9.(2)'deki grafiklerdeki düz doğrular ise Eş. 5.32 ile yapılan teorik benzetim hesaplamalarını göstermektedir. Ölçümlerin yapıldığı bölgeye uygun şekilde ortalama saf aralığı $d=35$ m olarak belirlenmiştir. Bina yüksekliği $H_B=7.7$ m, kullanıcı anten yüksekliği $h_m=1,5$ m olarak alınmış ve net anten kazançları ile yayımlanan güç toplamı ölçümlere uygun olarak 23,3 dB alınmış ve bu değere göre de hesaplanan kestirimler düzeltilmiştir.

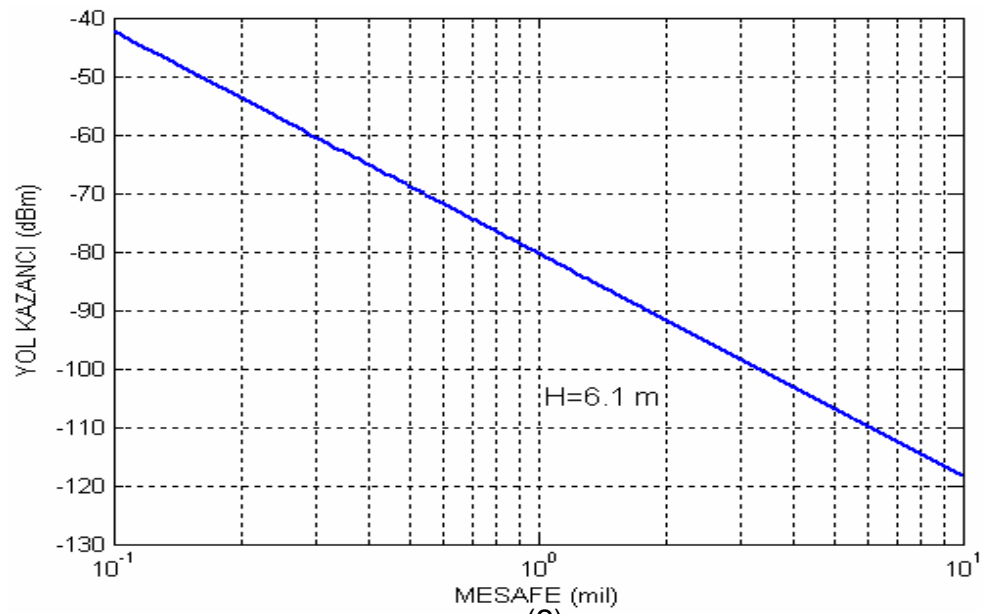
Şekil 5.8 ve Şekil 5.9'daki grafikler incelendiğinde; aktarıcı ile gezgin kullanıcı arasındaki yayılımın bina safları üstünden gerçekleştiği kabulünün yardımı ile

elde edilen teorik hesaplama sonuçlarına yönelik tahminlerin, gerçek ölçüm sonuçlarına yakın olduğu görülmektedir.

Yol Kazancı (dBm)



(1)

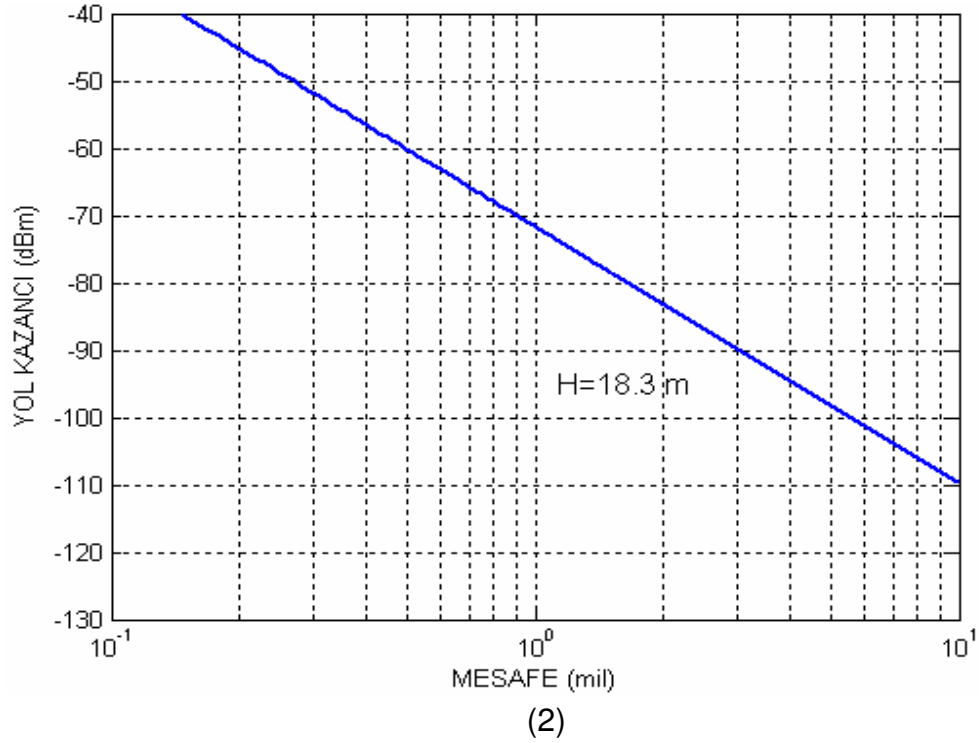
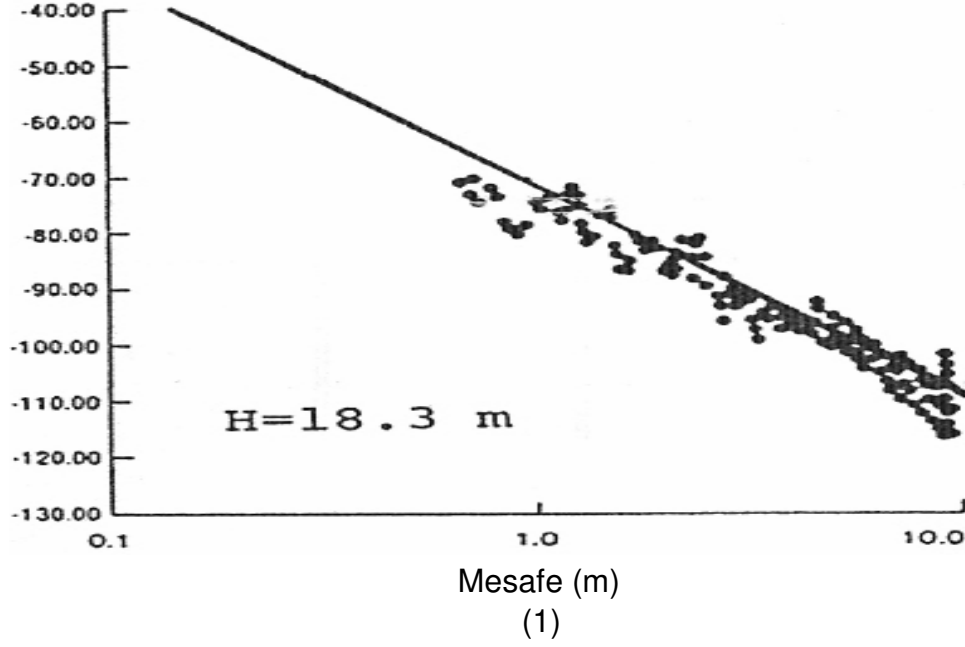


(2)

Şekil 5.8. $H=h_{BS}-H_B=6,1 \text{ m}$ için Philadelphia'da yapılan ölçümler ile teorik hesaplama sonuçlarının karşılaştırılması.

1. Gerçek ölçüm sonuçları [10].
2. Eş. 5.32'den elde edilen teorik hesaplama sonuçları.

Yol Kazancı (dBm)



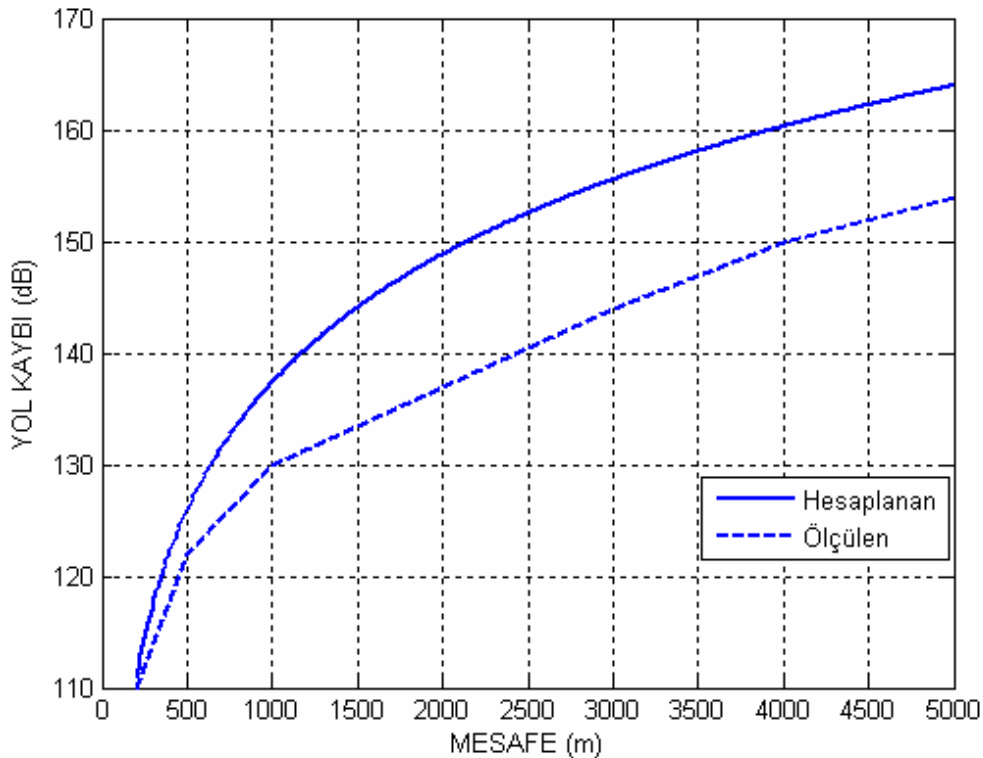
Şekil 5.9. $H=h_{BS}-H_B=18,3 \text{ m}$ için Philadelphia'da yapılan ölçümler ile teorik hesaplama sonuçlarının karşılaştırılması.

1. Gerçek ölçüm sonuçları [10].
2. Eş. 5.32'den elde edilen teorik hesaplama sonuçları.

Şekil 5.10'da gerçek ortamda yapılan ölçüm sonuçları ile ortama uygun olarak yapılan benzetim sonucunda hesaplanan yol kaybı değerlerinin karşılaştırılması verilmiştir. Ölçümler büyük bir kente yakın büyüklükteki kentsel bölgede 900 Mhz frekansında yapılmış [12] ve ortama uygun olarak benzetim çalışması için $h_{BS}=25$ m, kullanıcı anten yüksekliği $h_m=2$ m, bina yüksekliği $H_B=20$ m ve ortalama saf aralığı $d=20$ m olarak alınmıştır.

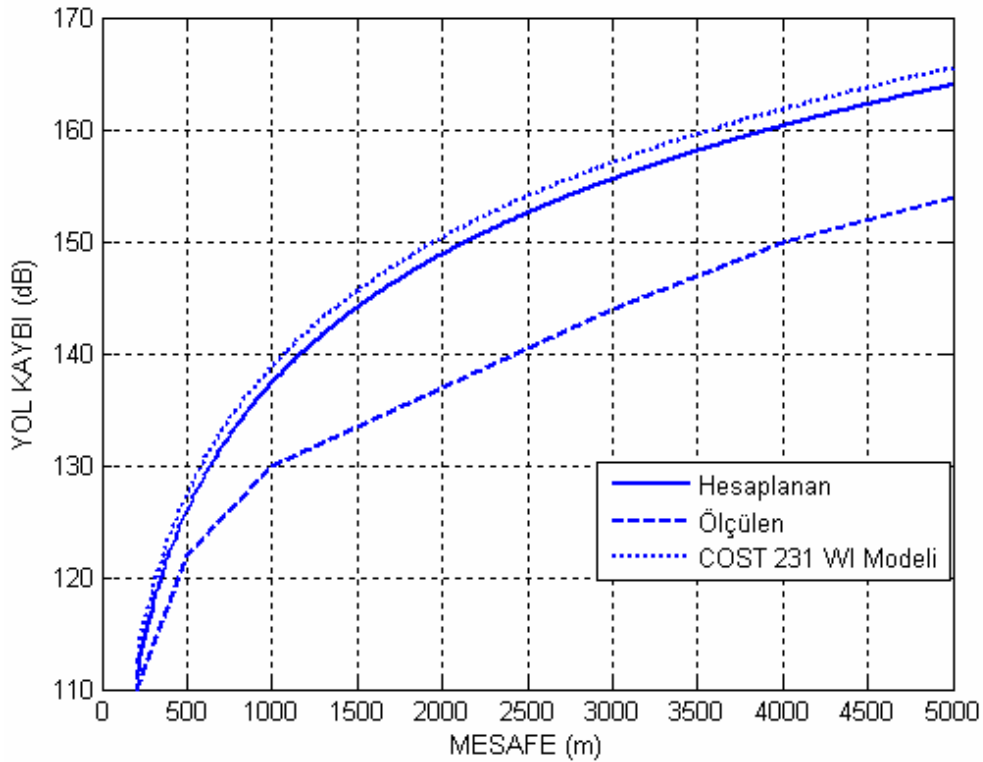
Şekil 5.10'da yer alan grafiklerden devamlı çizgi olan eğri Eş. 5.32 ile hesaplanan teorik sonuçları, kesikli çizgi olan eğri ise ölçülen yol kaybı değerlerini göstermektedir.

Ölçülen ve hesaplanan eğriler değerlendirildiğinde; hesaplanan sonuçların genelde ortalama olarak 10 dB daha yüksek olduğu görülmektedir.



Şekil 5.10. Büyük kente yakın bir büyüklükteki kentsel bölgede yol kaybı ile ilgili ölçülen ve hesaplanan sonuçların karşılaştırılması ($f=900$ MHz, $h_{BS}=25$ m, $h_m=2$ m, $H_B=20$ m, $d=20$ m).

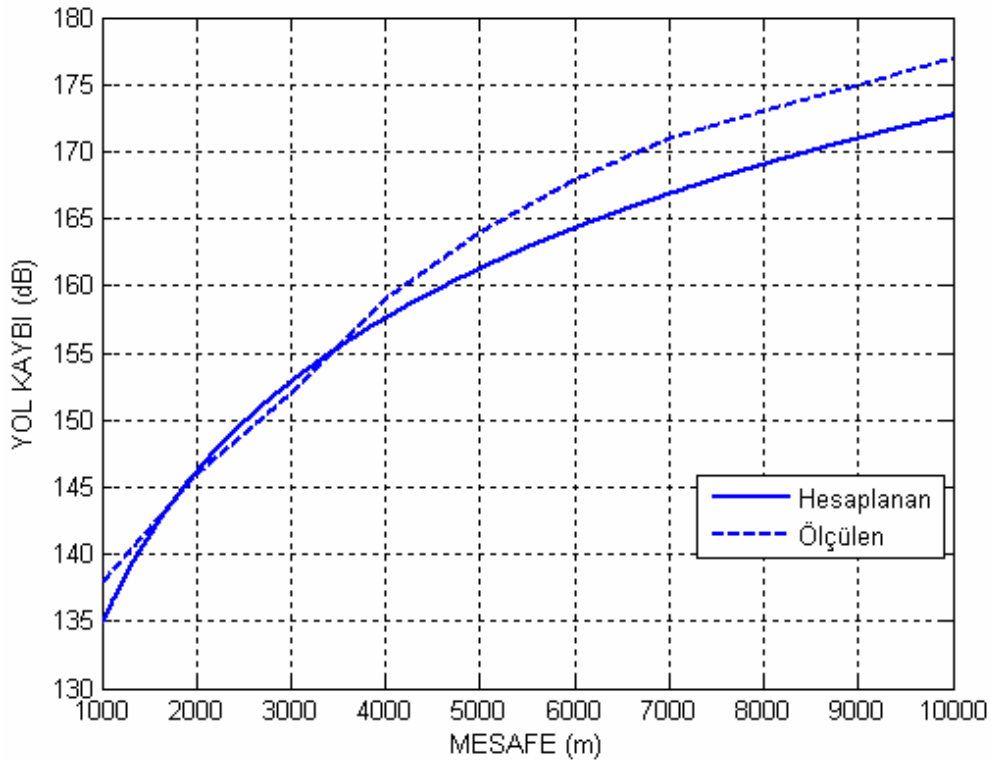
Eş. 5.32 ile hesaplanan ve Şekil 5.10'da verilen teorik sonuçların, önemli yol kaybı kestirim modellerinden biri olan COST 231 WI modeli ile karşılaştırılması Şekil 5.11'de verilmiştir. Şekil 5.11'deki COST 231 WI modeli kestirim sonuçları önceki bölümde verilen modele ait hesaplama yöntemine uygun olarak yapılmış olup, karşılaştırma için ayrıca Şekil 5.10'daki ölçüm sonuçları da tekrar verilmiştir. Bu benzetim koşulları için önceki bölümde verilen kestirim modellerinden HATA modeli $h_{BS} < 30$ m olduğundan, COST 231 HATA modeli ise $h_{BS} < 30$ m ve $f < 1500$ MHz olduğundan uygulanabilir değildir.



Şekil 5.11. Büyük kente yakın bir büyüklükteki kentsel bölgede yol kaybı ile ilgili ölçülen değerler ile Eş. 5.32 ve COST 231 WI modeli ile ayrı ayrı hesaplanan sonuçların karşılaştırılması ($f=900$ MHz, $h_{BS}=25$ m, $h_m=2$ m, $H_B=20$ m, $d=20$ m).

Şekil 5.11 incelendiğinde Eş. 5.32 ile elde edilen yol kaybı kestirim sonuçlarının COST 231 WI modeli ile elde edilen sonuçlara göre ortalama olarak 1,5 dB daha iyi olduğu görülmektedir.

Şekil 5.12’de büyük kent ortamında yapılan gerçek ölçüm sonuçları [12] ile ortama uygun olarak yapılan benzetim sonucunda hesaplanan yol kaybı değerlerinin karşılaştırılması verilmiştir. Yapılan ölçümlerdeki parametrelere uygun olarak; frekans 1800 Mhz, $h_{BS}=40$ m, kullanıcı anten yüksekliği $h_m=2$ m, bina yüksekliği $H_B=20$ m ve ortalama saf aralığı $d=20$ m olarak alınmıştır.

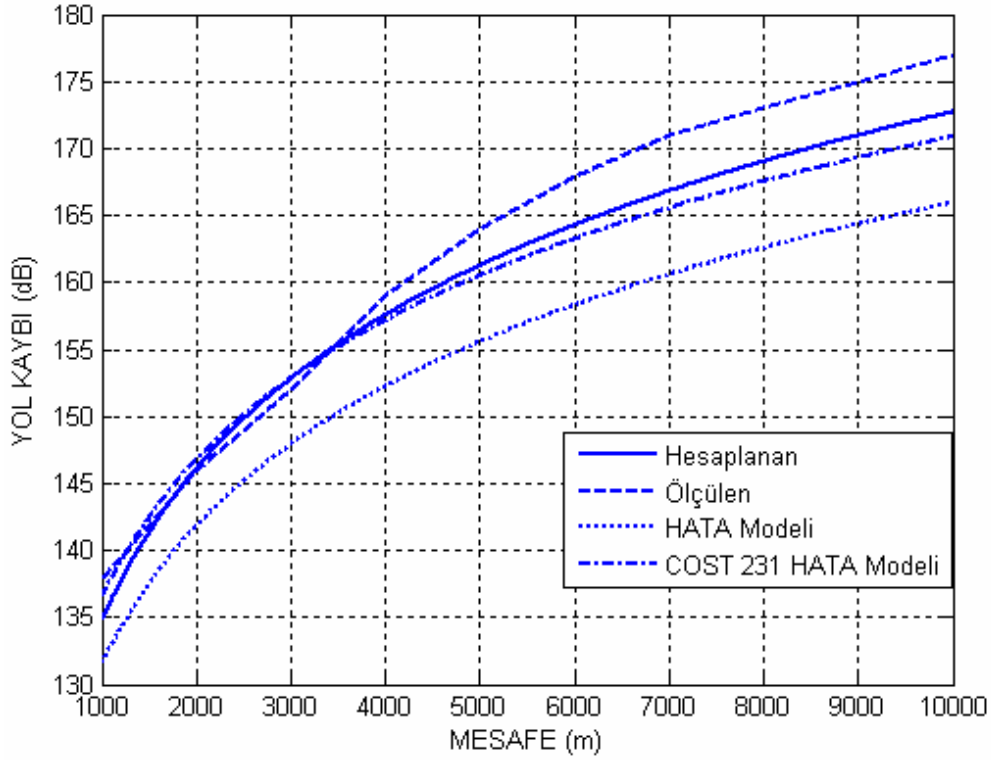


Şekil 5.12. Büyük kent ortamında yol kaybı ile ilgili ölçülen ve hesaplanan sonuçların karşılaştırılması ($f=1800$ MHz, $h_{BS}=40$ m, $h_m=2$ m, $H_B=20$ m, $d=20$ m).

Şekil 5.12’de yer alan grafiklerden devamlı çizgi olan eğri Eş. 5.32 ile hesaplanan teorik sonuçları, kesikli çizgi olan eğri ise ölçülen yol kaybı değerlerini göstermektedir.

Ölçülen ve hesaplanan değerlerin 1000-4000 m mesafelerinde birbirlerine çok yakın oldukları, 4000-10000 m mesafesinde ise hesaplanan değerlerin ortalama 4 dB daha düşük olduğu Şekil 5.12’den görülmektedir.

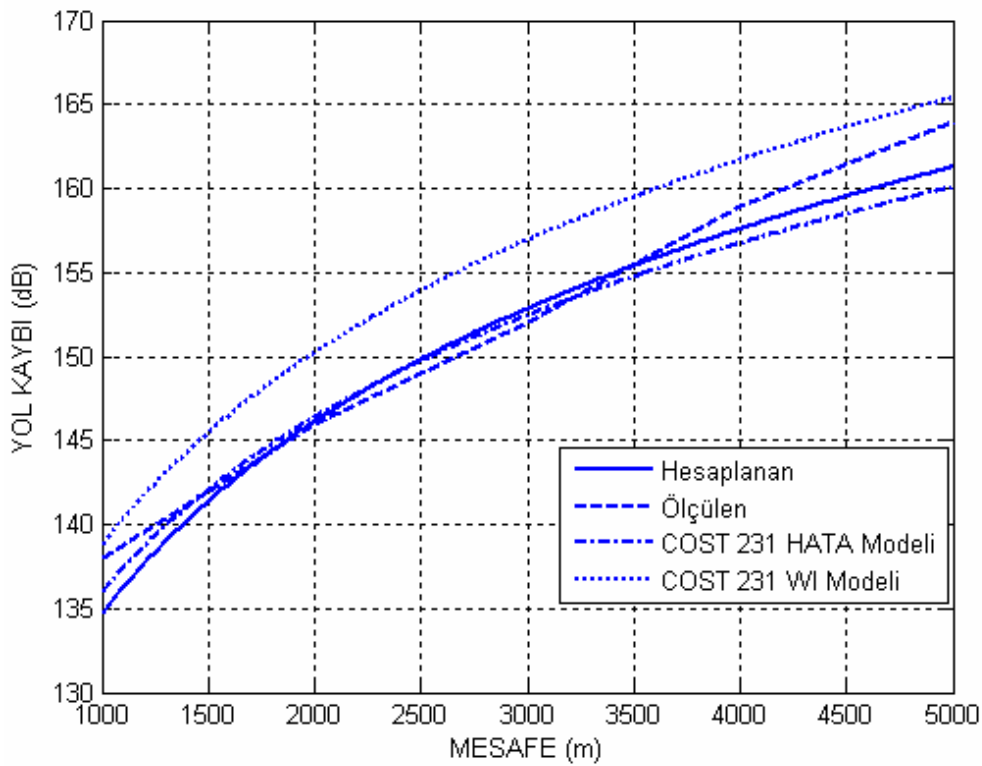
Eş. 5.32 ile hesaplanan ve Şekil 5.12’de verilen teorik sonuçların, önceki bölümde verilen kestirim modellerinden HATA ve COST 231 HATA modelleri ile karşılaştırılması Şekil 5.13’te verilmiştir.



Şekil 5.13. Büyük kent ortamında yol kaybı ile ilgili ölçülen değerler ile Eş. 5.32, HATA ve COST 231 HATA modelleri ile ayrı ayrı hesaplanan sonuçların karşılaştırılması ($f=1800$ MHz, $h_{BS}=40$ m, $h_m=2$ m, $H_B=20$ m, $d=20$ m).

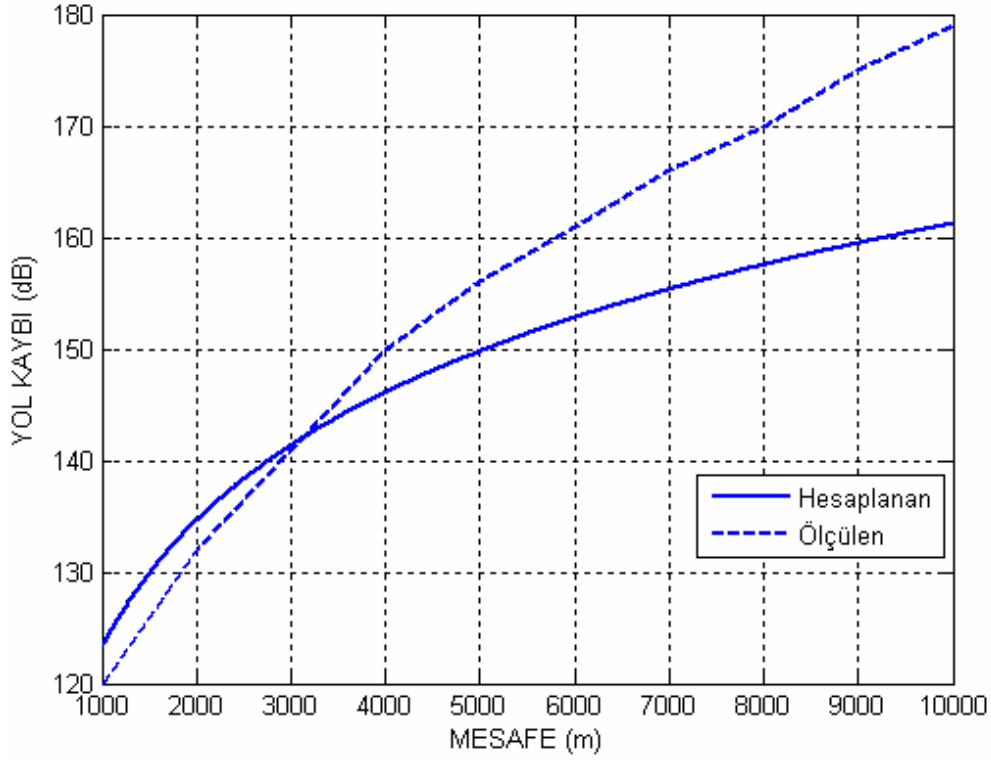
Şekil 5.13 incelendiğinde Eş. 5.32 ile elde edilen yol kaybı kestirim sonuçlarının HATA modeline göre çok daha iyi sonuçlar ürettiği, COST 231 HATA modeline göre ise özellikle 4000 m mesafe bölgesinden sonra ortalama 2 dB daha iyi değerler ürettiği görülmektedir. Dolayısıyla buradaki sonuçlar, yayılımın bina safları üstünden gerçekleştiği kabulünün yardımı ile Eş. 5.32 ile elde edilen teorik hesaplama sonuçlarının gerçek ölçüm sonuçlarına çok yakın olduğunu göstermektedir. Burada HATA modelinin, $f>1500$ MHz olması nedeniyle model sınırlaması aşıldığından kötü sonuçlar ürettiği de görülmektedir.

Aynı benzetim sonuçlarının model sınırlamasının geçerli olduğu ilk 5000 m mesafe bölgesi dikkate alınarak COST 231 WI modeli ile de karşılaştırma sonuçları Şekil 5.14'te verilmiştir. COST 231 WI modeline ait sonuçların, Eş. 5.32 ile elde edilen sonuçlara göre ilk 4000 m mesafe bölgesinde ortalama 4 dB daha kötü sonuçlar ürettiği, 4000-5000 m bölgesinde ise ölçüm sonuçlarına yakınlığın benzer derecede olduğu görülmektedir.



Şekil 5.14. Büyük kent ortamında yol kaybı ile ilgili ölçülen değerler ve COST 231 WI, COST 231 HATA modelleri ile Eş. 5.32 ile hesaplanan sonuçların karşılaştırılması ($f=1800$ MHz, $h_{BS}=40$ m, $h_m=2$ m, $H_B=20$ m, $d=20$ m).

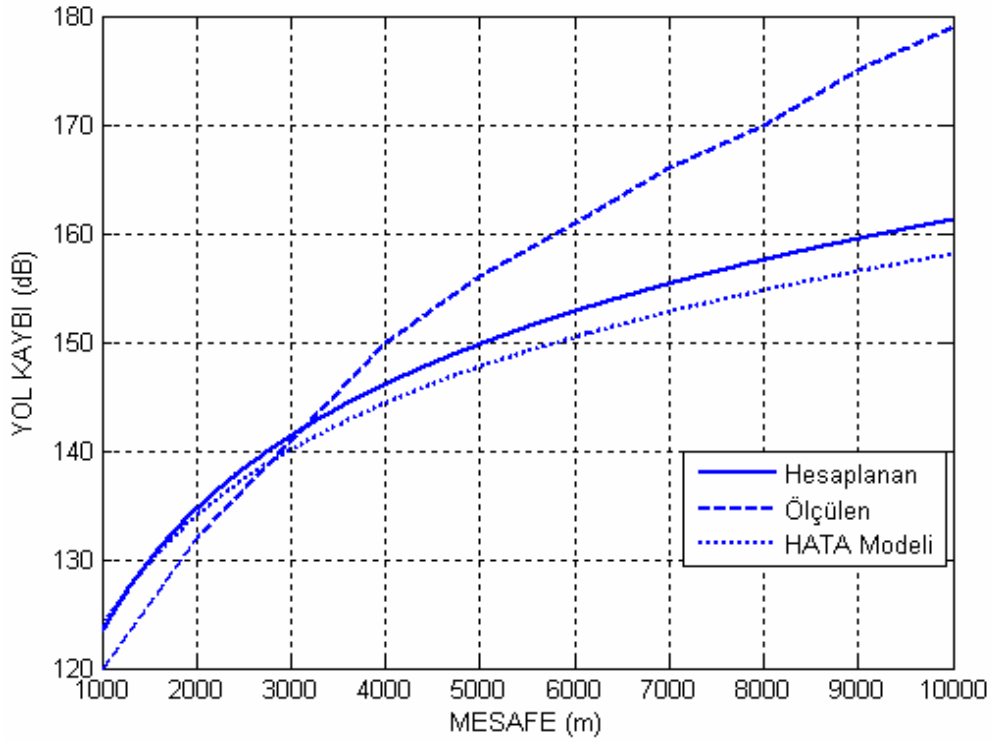
Şekil 5.15'te büyük kent ortamında 900 MHz frekansında yapılan gerçek ölçüm sonuçları [12] ile ortama uygun olarak yapılan benzetim sonucunda hesaplanan yol kaybı değerlerinin karşılaştırılması verilmiştir. Yapılan ölçümlerdeki parametrelere uygun olarak; frekans 900 Mhz, $h_{BS}=40$ m, kullanıcı anten yüksekliği $h_m=2$ m, bina yüksekliği $H_B=16$ m ve ortalama saf aralığı $d=30$ m olarak alınmıştır.



Şekil 5.15. Büyük kent ortamında yol kaybı ile ilgili ölçülen ve hesaplanan sonuçların karşılaştırılması ($f=900$ MHz, $h_{BS}=40$ m, $h_m=2$ m, $H_B=16$ m, $d=30$ m).

Şekil 5.15'de, Eş. 5.32 ile hesaplanan teorik sonuçların ölçülen sonuçlarla özellikle 3250 m mesafe bölgesinde çok yakın olduğu, 1000-3000 metre bölgesinde hesaplanan sonuçların 2-3 dB daha yüksek olduğu, 3000-10000 metre mesafe bölgesinde ise hesaplanan sonuçların mesafenin artması ile birlikte 10-15 dB'lik hataların olduğu görülmektedir.

Eş. 5.32 ile hesaplanan ve Şekil 5.15'de verilen teorik sonuçların, önceki bölümde verilen kestirim modellerinden HATA modeli ile karşılaştırılması Şekil 5.16'da verilmiştir. Şekil 5.16 incelendiğinde Eş. 5.32 ile elde edilen yol kaybı kestirim sonuçlarının HATA modeli ile elde edilen sonuçlardan özellikle 3250 m bölgesinin ilerisinde ortalama 3 dB daha iyi değerler ürettiği görülmektedir.

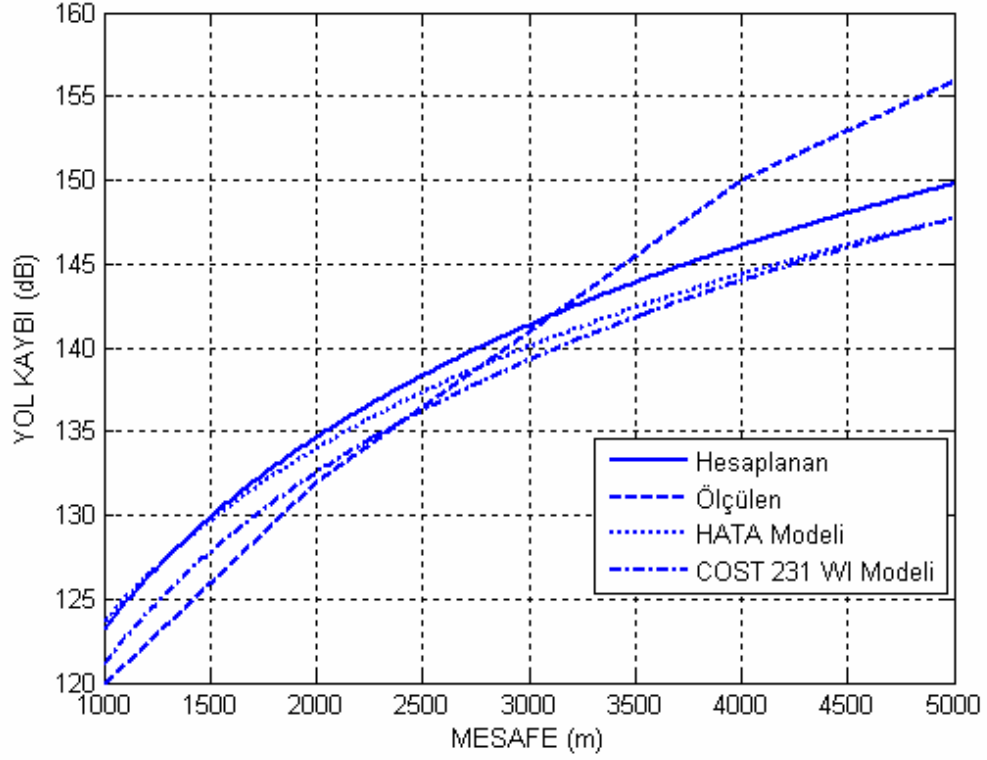


Şekil 5.16. Büyük kent ortamında yol kaybı ile ilgili ölçülen değerler ile Eş. 5.32 ve HATA modeli sonuçlarının birlikte karşılaştırılması ($f=900$ MHz, $h_{BS}=40$ m, $h_m=2$ m, $H_B=16$ m, $d=30$ m).

Aynı benzetim sonuçlarının model sınırlamasının geçerli olduğu ilk 5000 m mesafe bölgesi dikkate alınarak COST 231 WI modeli ile de karşılaştırma sonuçları Şekil 5.17’de verilmiştir. COST 231 WI modeline ait sonuçların, 1000-2500 m bölgesinde ölçüm sonuçlarına daha yakın olduğu ancak 3000-5000 m bölgesinde ise Eş. 5.32 ile elde edilen sonuçların 2 dB daha iyi sonuçlar olduğu görülmektedir. Ayrıca buradaki benzetim koşulları için COST 231 HATA modeli, $f < 1500$ MHz olması nedeniyle model sınırlaması aşıldığından uygulanamaz durumdadır.

Sonuç olarak; Şekil 5.8-Şekil 5.17 arasında verilen grafiklerden yayılımın bina safları üstünden gerçekleştiği kabulünün yardımı ile elde edilen teorik hesaplama sonuçlarının gerçek ölçüm sonuçlarına yakın olduğu görülmektedir. Tutarlı hesaplamaların yapılabilmesi ve gerçek sonuçlara yakınlığın sağlanabilmesi için ise üzerinde çalışılan ortamın iyi modellenmesi

ve ortam parametrelerinin gerçeğe uygun olarak hesaplamalara dahil edilmesinin önemi büyük olmaktadır.



Şekil 5.17. Büyük kent ortamında yol kaybı ile ilgili ölçülen değerler ile Eş. 5.32, COST 231WI ve HATA modeli ile birlikte karşılaştırılması ($f=900$ MHz, $h_{BS}=40$ m, $h_m=2$ m, $H_B=16$ m, $d=30$ m).

6. YOL KAYBI HESABINDA ARAZİ ENGEBELİĞİ VE ORMAN ETKİLERİNİN MODELLENMESİ

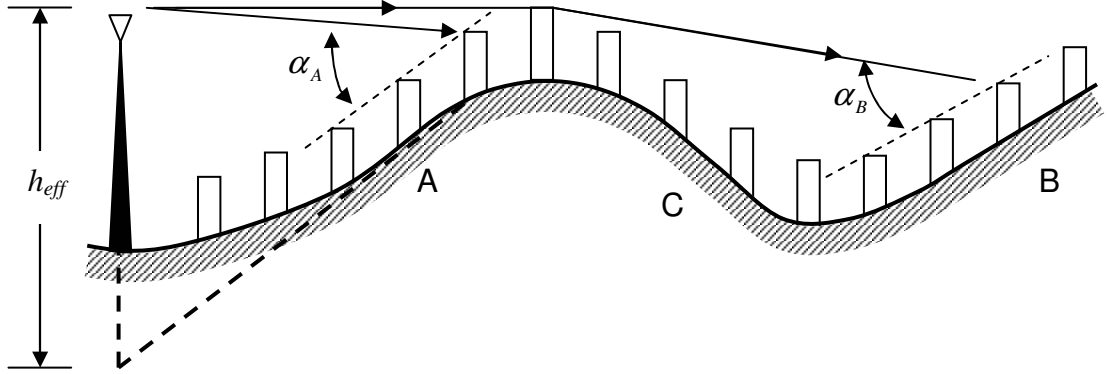
Coğrafi fiziksel şartların ve arazide bulunan ağaçların yol kaybına önemli katkıları bulunur ve bu tür ortamlardaki kablosuz haberleşme sistemleri için yapılan hesaplamalarda, düz arazi durumları için elde edilen yol kazancı kestirim modelinin modifiye edilmesi gereklidir.

Bina yüksekliklerinin ve konumlarının rasgele dağılması sonucu gölgeleme bayımları oluşmaktadır. Arazi etkilerini hesaplamalara dahil etmek için, üzerinde binaların bulunduğu tepeler veya binaların bulunmadığı çıplak tepeler üzerinden oluşan kırınımın hesaplamalara dahil edilmesi gerekmektedir.

Ayrıca ormanlık bölgelerdeki kablosuz haberleşme uygulamalarında; kullanıcıların ormanın içerisinde, ormanlık bölgedeki bir açıklıkta vs. gibi konumlarda ormanın içinde veya dışında bulunması durumlarına göre kırılma ile kırınım varsayımlarının kullanılarak hesaplamaların yapılmasına ihtiyaç duyulmaktadır.

6.1. Arazi Engeliği Etkilerinin Modellenmesi

Arazi engeliği etkileri genel olarak tepeler üzerinden olan kırınım olayını kapsamaktadır. Burada, üzerinde binaların da bulunduğu tepelerin yayılıma olan etkileri incelenmiştir. Elektromanyetik dalga yayılımında arazi etkilerinin hesaba katılmasında istatistik ve deterministik yaklaşımlar kullanılmaktadır. Genelde, arazinin engeliği ortalama işareti azaltmakta ve işaretin değişkenliğini artırmaktadır. Yükseltilmiş aktarıcı ile değişik A, B ve C noktalarında bulunan kullanıcılar arasında oluşan yol kaybı, araya giren bir tepe ile Şekil 6.1’de özetlenmiştir.



Şekil 6.1. İnışli çıkışlı arazi üzerindeki çatı üstleri için dalga yayılımı.

6.1.1. Görüş hattında olan kullanıcı yakınındaki çatı üstleri için yollar

Çok yüksek frekanslı elektromanyetik dalgalarda Fresnel bölgesi dar olduğu için, aktarıcı ile kullanıcı arasındaki dikey düzlem dışındaki arazi değişimleri ihmal edilebilir. Şekil 6.1'de A ile gösterilen bölgelerdeki çatı üstleri, aktarıcının görüş hattı içerisinde yer almaktadır. Bu durumda yol kaybı, 5. Bölümde elde edilen yaklaşımın kullanılması ile bulunabilir. Böylece yol kaybı; serbest uzay kaybından, kullanıcıdan önceki son çatı üstüne ulaşan ve önceki binalardan kaynaklanan alan indirgemesinden ve çatı üstündeki alanların cadde seviyesine doğru kırınımı ile ilgili kayıplardan oluşmaktadır. Bu durumda dB biriminden yol kaybı,

$$L = -10 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 - 10 \log \left(\frac{\lambda \rho_1}{2\pi^2 (H_B - h_m)^2} \right) - 10 \log [Q(g_p)]^2 \quad (6.1)$$

olarak hesaplanır. Burada, önceki saflar üzerinden yayılımdan kaynaklanan çatı üstü indirgemesi için, düzlem dalga yerleşen alanı $Q(g_p)$ kullanılmaktadır. Eş. 6.1'deki g_p değeri düz arazideki durumdan farklı olarak, Şekil 6.1'de görülen yerel α_A açısından hesaplanmaktadır.

Ayrıca boyutsuz g_p parametresi, Şekil 6.1’de gösterildiği gibi, gezgin kullanıcı yakınındaki arazinin teğet düzlemi yukarısındaki h_{eff} aktarıcı anteni efektif yüksekliği kullanılarak yaklaşık olarak da hesaplanabilir. Bu durumda;

$$g_p = \sin \alpha_A \sqrt{\frac{d}{\lambda}} \approx \frac{h_{eff} - H_B}{R} \sqrt{\frac{d}{\lambda}} \quad (6.2)$$

olur. İndirgeme terimi $Q(g_p)$, Eş. 5.29’dan veya yaklaşık olarak Eş. 5.31’den bulunabilir. Geçerli $Q(g_p)$ değerleri için Eş. 5.31 basit yaklaşıklığı yapıldığında yol kaybı ifadesi,

$$L = -10 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 - 10 \log \left(\frac{\lambda \rho_1}{2\pi^2 (H_B - h_m)^2} \right) - 10 \log \left[2.347 \left(\frac{h_{eff} - H_B}{R} \sqrt{\frac{d}{\lambda}} \right)^{0.9} \right]^2 \quad (6.3)$$

halini alır.

Şekil 6.1’deki A noktasında olduğu gibi aktarıcıdan uzaklaştıkça eğer arazi yukarıya doğru çıkan bir eğime sahipse, Eş. 6.3’deki yol kaybı etkisi önemli olabilmektedir. Örneğin, $\arctan(0,1)=5,7^0$ ’ye karşılık gelen %10 basamak eğimli arazi ele alındığında; eğer aktarıcıdan A noktasındaki çatı üstlerine doğru olan yayılım yolu esasen yatay ise, geliş açısı $\alpha_A = 5,7^0$ olur. Saf aralığı $d=50$ m ve dalga boyu $\lambda=1/3$ m için bu açıdaki $g_p=1,2$ olup, bu değer 1’den büyük çıkması dolayısıyla Eş. 6.3’ün geçerli olduğu aralığın dışına çıkmış olur. Yani bu durumda Şekil 5.7’den de görüleceği gibi $Q \approx 1$ ’dir. Bu durumda alanlar, gezgin kullanıcının yanındaki çatı üstlerine serbest uzay yayılım koşullarında ulaşacaktır. Eş. 6.1 ve Eş. 6.3 ifadeleri, arazinin aktarıcıdan uzaklaştıkça aşağıya doğru meyilli olduğu bölgelerdeki görüş hattı içerisinde yer alan çatı üstleri için de geçerlidir.

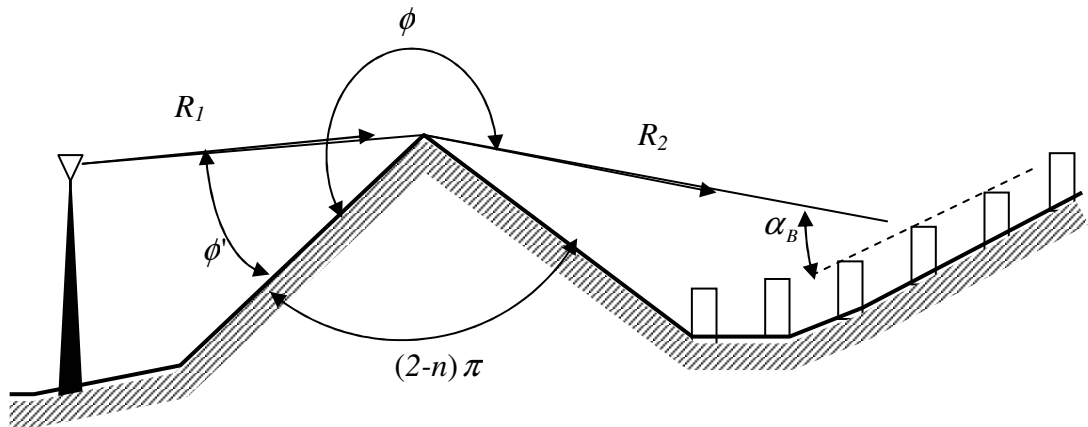
6.1.2. Keskin kenarlı tepeler üzerinden kırınıma uğrayan yollar

Şekil 6.1’deki B noktasında bulunan kullanıcılar için, Eş. 6.1 ile verilen yol kaybı ifadesi araya giren tepe veya tepeler üzerinden oluşan kırınımın hesaba katılabilmesi için yeniden düzenlenmelidir. Eğer tepe üzerinden

kırınım açısı θ yeterince küçük ise veya tepe keskin bir doruğa sahip ise, tepe Şekil 6.2'de görüldüğü gibi kırınıma uğratan bir keskin kenar (edge) [3,13] veya kırınıma uğratan bir kama (wedge) [14,15] olarak ele alınabilir. Bu durumda Eş. 6.1'deki serbest uzay kaybı kenar kırınımını gösteren terim ile yer değiştirmelidir. Küçük kırınım açıları için UTD (Uniform Theory of Diffraction) kırınım katsayısı D_T 'yi kullanmak gerekebilir. Bu durumda yol kaybı,

$$L = -10 \log \left(\frac{\lambda |D_T|}{4\pi \sqrt{R_1 R_2 R}} \right)^2 - 10 \log \left(\frac{\lambda \rho_1}{2\pi^2 (H_B - h_m)^2} \right) - 10 \log [Q(g_p)]^2 \quad (6.4)$$

olarak verilir [1].



Şekil 6.2. Bir tepe üzerinden kırınım için kama (wedge) yaklaşımı.

R_1 ve R_2 mesafeleri Şekil 6.2'de görülmektedir ve $R = R_1 + R_2$ 'dir. Bu mesafeler, yatay bileşenleri dikey bileşenleri ile karşılaştırıldığında çok büyük olduğu durumlarda yatay bileşenlere eşit kabul edilebilir. g_p , Şekil 6.1 ve Şekil 6.2'de görülen yerel α_B açısından hesaplanır.

Gölge sınırının çok yakınında keskin bir bıçak sırtı kenar için, Eş. 6.4'te kırınım katsayısı olarak D_T kullanılabilir. Bununla birlikte Luebbers bir tepenin gölge sınırından uzakta, yüzeyi yeryüzü yansıtma katsayılarına sahip bir

kama için kırınım katsayılarının kullanımı sonucu ölçümlerle daha çok uyuşan sonuçlar elde edilebileceğini göstermiştir [14]. Şekil 6.2’de görülen kamanın dahili açısı $(2-n)\pi$ ’dir ve inişli çıkışlı bir arazide dahili açı π ’den biraz küçüktür. Örneğin tepenin her iki tarafı %10 eğime sahipse, bu $5,71^{\circ}$ ’lik eğim demektir ve bu durumda dahili açı $168,58^{\circ}$ olur. Bu durumda $2-n=0,937$ ve $n=1,063$ olur. Şekil 6.2’de görülen ϕ ve ϕ' açıları cinsinden kama için kırınım katsayısı;

$$D_T(\phi, \phi') = D_1^W + D_2^W + \Gamma_n D_3^W + \Gamma_0 D_4^W \quad (6.5)$$

şeklinde hesaplanır. Polarizasyona bağlı olarak Γ_0 , geliş düzlemine dik olan $\vec{E}$ veya $\vec{H}$ bileşeni için zemindeki düzlem dalga yansıtma katsayısıdır. Γ_0 ’ın hesaplanmasında, Şekil 6.2’deki gelen ışın durumunda geliş açısı $\pi/2-\phi'$ olarak bulunur. Yansıtma katsayısı (Γ_n) da benzer biçimde, kırınan ışın ile kamanın ikinci yüzeyinin normali arasındaki $\phi-(n-1/2)\pi$ açısı kullanılarak belirlenir. Eş. 6.5’deki D_i^W terimleri ise,

$$D_{1,2}^W = \frac{-1}{2n\sqrt{2\pi k}} \cot\left[\frac{\pi \pm (\phi - \phi')}{2n}\right] F[kLa^{\pm}(\phi - \phi')] \quad (6.6)$$

$$D_{3,4}^W = \frac{-1}{2n\sqrt{2\pi k}} \cot\left[\frac{\pi \pm (\phi + \phi')}{2n}\right] F[kLa^{\pm}(\phi + \phi')]$$

şeklindeki ifadelerle belirlenir. Eş. 6.6’daki $F[.]$ ’ler, Eş. 3.17 ile belirlenen geçiş fonksiyonları olarak bulunabilir ve kendi geçiş bölgelerinin dışında yaklaşık olarak 1’e eşittir. Kendi geçiş bölgelerinin içinde, $L = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ kullanılarak ve

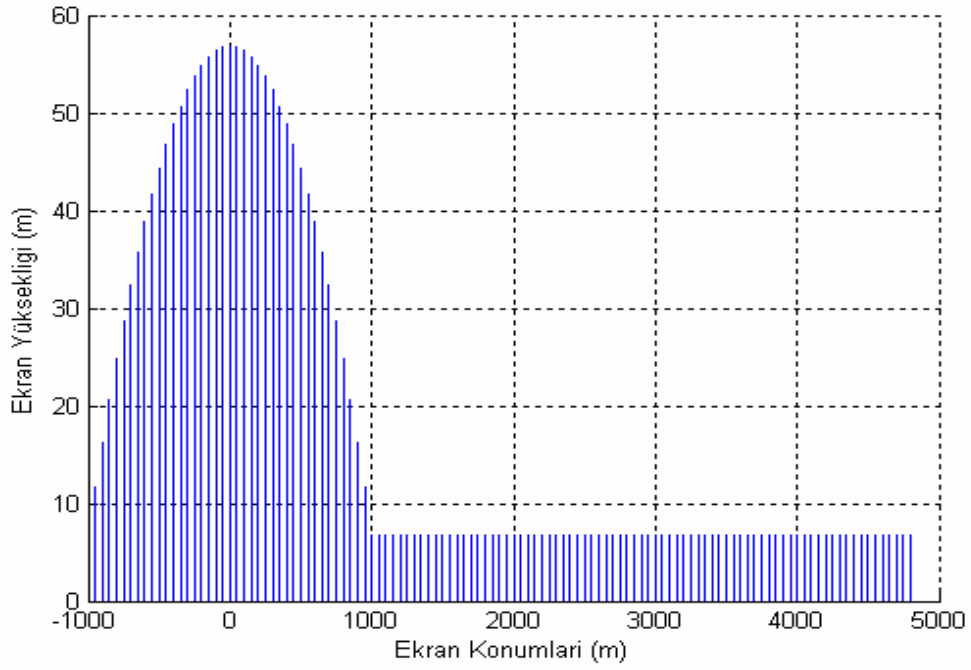
$$a^{\pm}(\beta) = 2 \cos^2(n\pi N^{\pm} - \beta/2) \quad (6.7)$$

ifadesi kullanılarak argümanlar değerlendirilir.

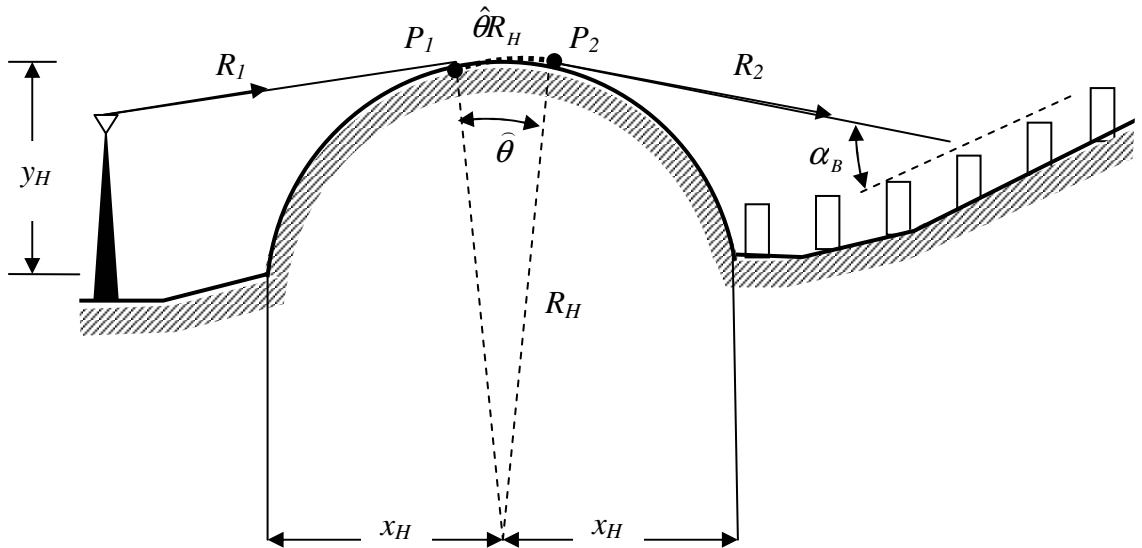
Eş. 6.7'de $N^{\pm}$, $(\beta \pm \pi)/(2\pi m)$ değerine en yakın tam sayılardır. Alçak tepeler üzerinden ileriye doğru kırınım durumunda; n 1'e yaklaşmakta, $\phi - \phi' \pi$ 'ye yaklaşmakta, böylece D_1^w ve D_2^w 'de sırasıyla $N^+=1$ ve $N^-=0$ olur. Benzer şekilde, $\phi + \phi' \pi$ 'ye yakındır böylece yine D_3^w ve D_4^w 'de sırasıyla $N^+=1$ ve $N^-=0$ olur.

6.1.3. Binaların bulunduğu tepeler üzerinden silindirik dalgaların kırınımı

Tepeler üzerinde binaların bulunması durumunda, bu binaların kırınım işlemine etkisi nümerik olarak modellenenebilir. Bu durum ile ilgili eşitlikler, Şekil 6.1'deki C bölgesinde olduğu gibi kullanıcıların bir tepenin arka tarafındaki binaların arasında bulunması durumunda, her ardıl çatı üstü bir önceki çatı üstünün gölge bölgesinde yer alacağı için çok önemlidir. $R_H=10$ km yarıçaplı silindirik bir tepe üzerinde yer alan 7 m yükseklikli binaları içeren bir benzetimin yapılması için kullanılan emici ekranlar Şekil 6.3'te ve bir tepe üzerinden kırınım için silindirik yaklaşım Şekil 6.4'te görülmektedir. Tepe, düzlemin üstünde $y_H=50$ m yüksekliğe kadar yükselmekte ve tepenin tabanı doruğundan $x_H=1000$ m mesafededir. Benzetim için aktarıcının, tepe doruğuna göre $x=-1000$ m noktasında ve düzlemden $h_{BS}=57$ m yukarıda bulunduğu varsayılmıştır. Nümerik hesaplamalar silindirik bir dalganın aktarıcı konumunda bulunan bir hat kaynağı tarafından üretildiğini kabul etmektedir. İlk ekran üzerine gelen alan hesaplamalarında, silindirik dalganın elektrik alanı $1/\sqrt{k\rho}$ genliğe sahip kabul edilir.



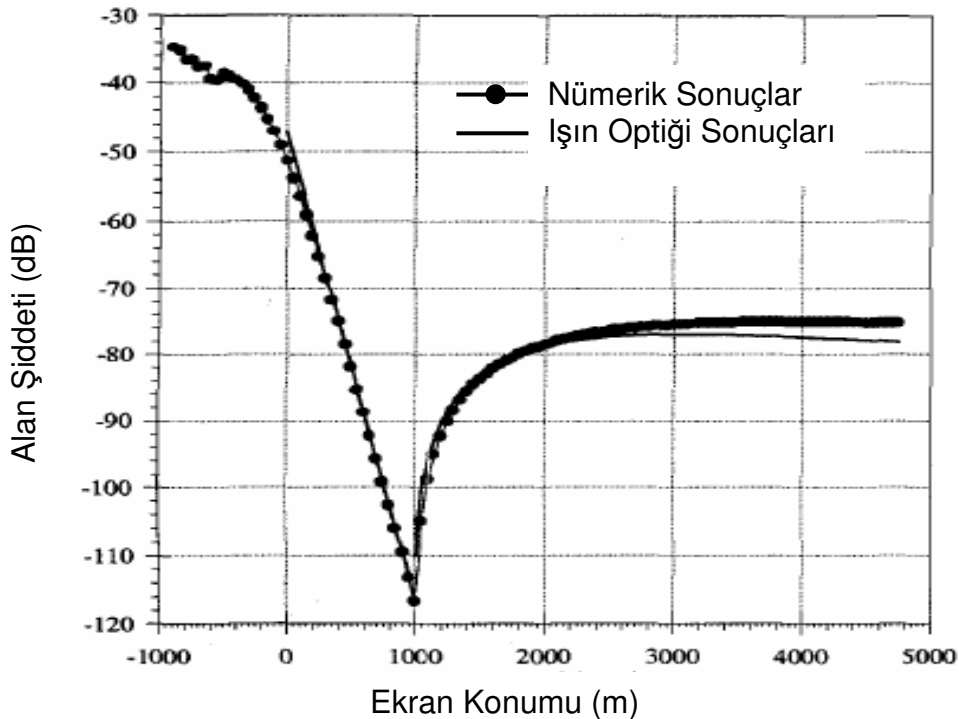
Şekil 6.3. 50 m yükseklikli silindirik bir tepe ($R_H=10$ km) ve onu takip eden düz arazi üzerinde bulunan $H_B=7$ m yüksekliğindeki bina saflarını temsil eden ekranlar.



Şekil 6.4. Bir tepe üzerinden kırınım için silindirik yaklaşım.

Şekil 6.3'teki tepe ve binalar için, çatı üstlerine ulaşan elektrik alanın dikey bileşenin şiddeti Şekil 6.5'teki grafikte gösterilmiştir. Tepenin arka tarafında,

1000 m mesafede, alan dB biriminde doğrusal olarak mesafe ile azalmaktadır. Bu azalma, alanın V/m veya A/m biriminden ifade edilmesi durumunda eksponansiyel azalmaya karşılık gelmektedir. Bu, evler üzerinden giden alanların sürünen dalga (creeping wave) temsili olarak anlaşılabilir. Tepenin dip kısmının ilerisinde ($x > 1000$ m), çatı üstü alanı başlangıçta maksimum bir değere yükselmekte ve sonra yavaşça azalmaktadır. Tepe dibine olan mesafenin artması ile, tepeden uzak bir noktadaki çatı üstüne ulaşan ışın tepeye teğettir. Böylece kırınım açısı $\hat{\theta}$ daha küçük olacak bu da daha küçük kırınım kaybı anlamına gelmektedir. Kırınım kaybının mesafeye ve çatı üstlerindeki geliş açısına olan bağımlılığı başlangıçta daha önemlidir. Fiziksel optik yaklaşımından nümerik olarak üretilmiş bu sonuçlar, TE ve TM polarizasyonlarının her ikisi için de aynıdır. Ancak, iletken silindir sonuçları TE ve TM polarizasyonlarında oldukça farklıdır.



Şekil 6.5. Şekil 6.3'teki verici konumundaki doğrusal bir hat kaynağı tarafından yayılan silindirik bir dalga için Şekil 6.3'teki çatı üstlerindeki alan genliğinin değişimi (Noktalar genliğin değişimini, devamlı çizgili eğri ise tepenin arkasındaki ve düz bölgedeki alan için sürünen ışın yaklaşımlarını göstermektedir) [16].

Tepenin arka tarafındaki bölgede, gelen bir silindirik dalga için çatı üstü alan genliğinin sürünen ışın tasviri,

$$E(x_n, H_n) = \frac{1}{\sqrt{kR_1}} D_H e^{-\psi\hat{\theta}} \quad (6.8)$$

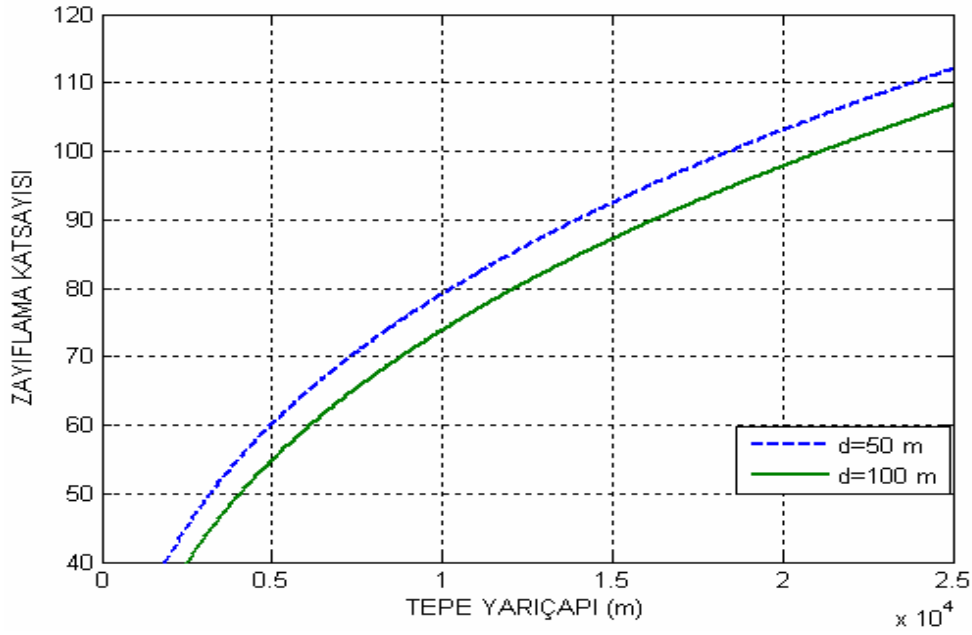
şeklinde gösterilir. Eş. 6.8'de; R_1 , aktarıcı anteni ile ışının tepeye teğet olduğu nokta arasındaki mesafe, D_H kırınım katsayısı ve ψ zayıflama katsayısıdır. D_H ve ψ 'nin seçimi ile Eş. 6.8'i tepenin arka tarafında hesaplanmış alanlara uydurmak mümkündür. Nihai uydurma Şekil 6.5'te görülmektedir. Şekil 6.5'te olduğu gibi farklı d saf aralıkları, R_H tepe yarı çapları ve 900 MHz ile 1,8 GHz frekansları için hesaplamalar yapılmıştır. Bu benzetimlerden, çatı üstlerindeki nümerik olarak hesaplanmış alanlara Eş. 6.8'in uydurulması ile zayıflama faktörü ve kırınım katsayıları elde edilmiştir [16,17].

Şekil 6.6'da 900 MHz frekanslı işaretler için farklı benzetim koşullarından elde edilen ψ zayıflama faktörleri gösterilmiştir. Benzetim noktalarına [17] uydurulmuş basitleştirilmiş ifade,

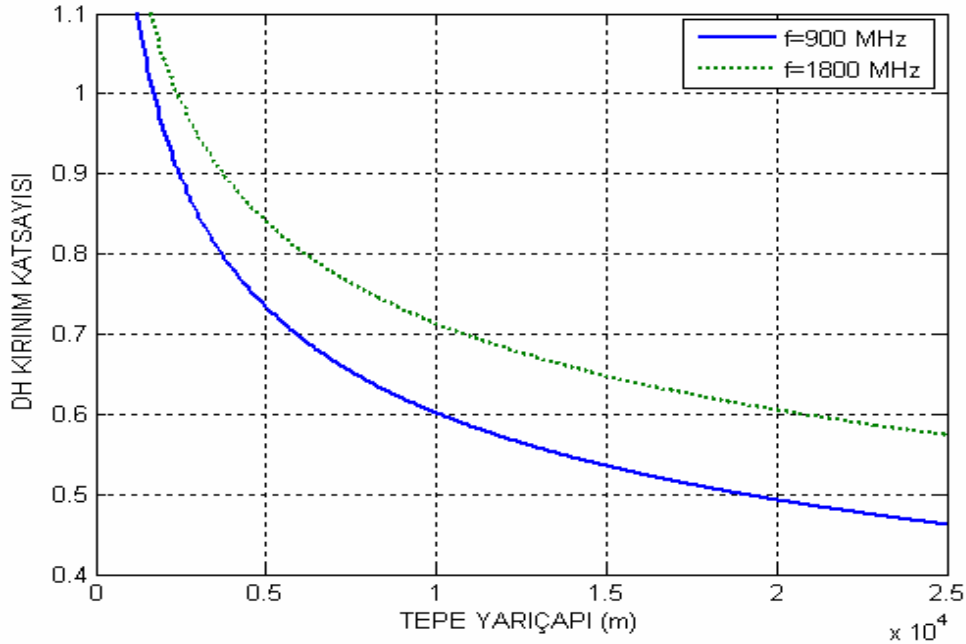
$$\psi = 2,02 \left(\frac{\pi R_H}{\lambda} \right)^{1/3} - 1.04 \sqrt{\frac{d}{\lambda}} \quad (6.9)$$

olarak verilmektedir.

Eş. 6.9'dan $d=50$ m ve $d=100$ m için elde edilen değerler Şekil 6.6'da verilmiştir.



Şekil 6.6. Sürünen ışın yaklaşımının, değişik d saf aralıkları ve R_H tepe yarı çapları için bir tepenin arka tarafındaki nümerik olarak hesaplanmış alanlara uydurulması ile elde edilen 900 MHz'deki eksponansiyel ψ zayıflama katsayısı.



Şekil 6.7. Sürünen ışın yaklaşımının, $d=50$ m saf aralığı ile 900 MHz ve 1,8 GHz frekansları için farklı büyüklükteki tepelerin arka taraflarındaki nümerik olarak hesaplanmış alanlara uydurulması ile elde edilen D_H kırınım katsayısı.

Eş. 6.8 ifadesinin, nümerik olarak hesaplanmış çatı üstü alanlara uydurulması ile elde edilen D_H kırınım katsayısı yaklaşık eşitliği,

$$\ln(D_H) = 3,75 + (-0,648 + 0,072 \ln(d / \lambda)) \ln(R_h / \lambda) - 0,259 \ln(d / \lambda) \quad (6.10)$$

olarak verilmektedir [17]. Eş. 5.10'a uygun olarak çizdirilen kırınım katsayısı grafiği ise Şekil 6.7'de verilmiştir.

Şekil 6.3'teki tepeden sonraki düz arazi üzerindeki çatı üstlerinde, silindirik bir dalga gelişinden kaynaklanan alanların sürünen ışın tarifi,

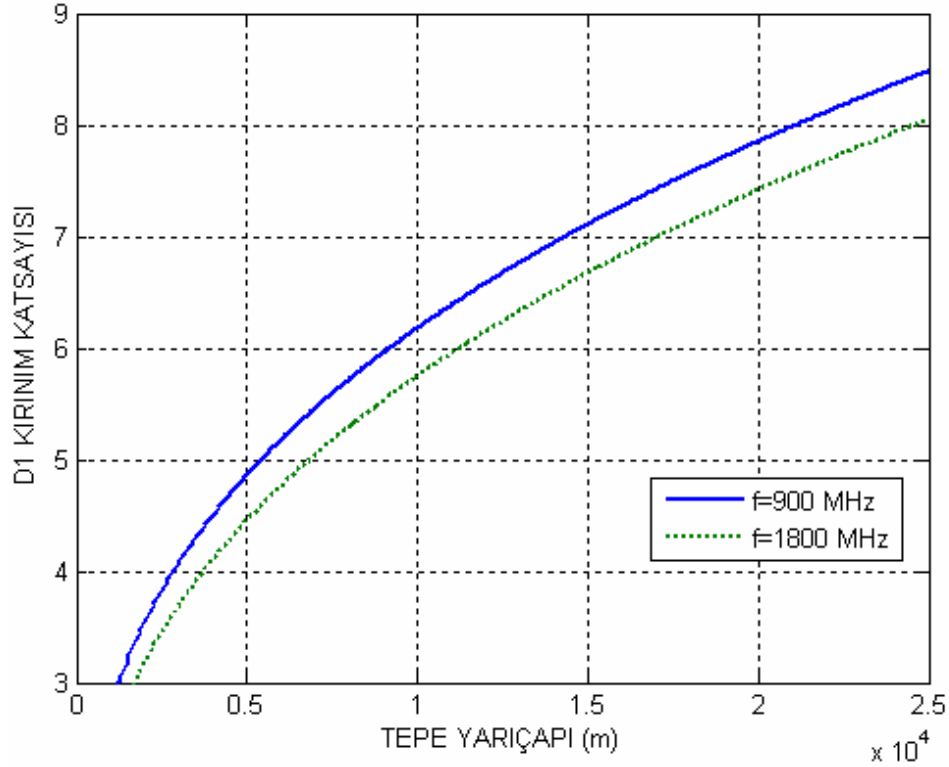
$$|E(x_n, h_n)| = \frac{1}{\sqrt{kR_1}} \frac{1}{\sqrt{R_2}} \frac{|D_1|}{\sqrt{k}} e^{-\psi \hat{\theta}} Q(g_p) \quad (6.11)$$

şeklinde verilir [1]. Burada $1/\sqrt{kR_1}$ faktörü, tepedeki çatı üstlerindeki eşdeğer silindire teğet olarak gelen ışının alan genliğini vermektedir. $1/\sqrt{R_2}$ faktörü, eşdeğer silindire teğet olarak ayrılan ışının çıktığı nokta civarından yayılan ışınların dağılımından kaynaklanmaktadır. $|D_1|/\sqrt{k}$ faktörü, gelen alandan sürünen ışın alanlarına birleşmeyi temsil eder. $e^{-\psi \hat{\theta}}$, geliş ve yayılım noktaları arasında sürünen ışının zayıflamasını temsil eder. Son olarak $Q(g_p)$, düz arazideki önceki bina saflarından geçişteki kırınımından kaynaklanan çatı üstü alanların indirgemesini vermektedir.

Eş. 6.11'deki ψ zayıflama katsayısı Şekil 6.6'dan veya Eş. 6.9 ifadesinden elde edilir. Bu ψ değerinin kullanımı, Eş. 6.11'deki $|D_1|$ kırınım katsayısı; Şekil 6.5'te olduğu gibi, $\hat{\theta}=1,7^0$ açısına karşılık gelen bir noktada nümerik olarak üretilen alana Eş. 6.11 ifadesi eşit olacak şekilde seçilir. Bu seçim ile Şekil 6.5'te olduğu gibi, tepe tabanından 5 km mesafeye kadar tüm menzil boyunca Eş. 6.11, nümerik olarak üretilen alana bir kaç dB farkla uymaktadır. Bu yolla elde edilen kırınım katsayısının yaklaşık olarak verilen hesaplama eşitliği,

$$\ln(D_1) = 2,22 + (0,19 + 0,031 \ln(d / \lambda)) \ln(R_h / \lambda) - 0,79 \ln(d / \lambda) \quad (6.12)$$

olarak verilir [17]. Bu eşitlikten elde edilen kırınım katsayısı grafiği ise Şekil 6.8'de 900 MHz ve 1,8 GHz frekansları için verilmiştir.



Şekil 6.8. Sürünen ışın yaklaşımının, $d=50$ m saf aralığı ile 900 MHz ve 1,8 GHz frekansları için farklı büyüklükteki tepelerden sonraki düzlemde nümerik olarak hesaplanmış alanlara uydurulması ile elde edilen D_1 kırınım katsayısı.

6.1.4. Üzerinde binaların bulunduğu tepeler için yol kaybı eşitlikleri

Gezgin kablosuz haberleşme sistemlerinin tesis edilmesinde sistem tasarım mühendisleri için ilgilenilen bölgeye uygun olarak izotropik antenler arasındaki yol kayıplarının kolay hesaplamaların yapılabileceği eşitlikler kullanılarak değerlendirilmesi önem arz etmektedir.

Bu bakış açısıyla ve geliş düzlemine dik yönde olacak şekilde ışınlar gönderen bir hat kaynağı ele alındığında; yükseltilmiş bir aktarıcından Şekil

6.1'deki A, B ve C bölgelerinde bulunan kullanıcılar arasındaki yol kaybı hesaplamaları buraya kadar yapılan incelemeler de kullanılarak araya giren bir tepe olması durumuna göre izotropik antenler için genellenebilir.

Birinci olarak, aktarıcı ile gezgin kullanıcının yakınındaki çatı üstleri arasında görüş hattının sağlandığı A benzeri noktalarda yol kaybı,

$$L = -10\log\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 - 10\log\left(\frac{\lambda\rho_1}{2\pi^2(H_B - h_m)^2}\right) - 10\log[Q(g_p)]^2 \quad (6.13)$$

şeklinde bulunabilir. Burada g_p , aktarıcıdan gelen ışın ile arazi düzleminin yerel teğeti arasındaki α_A açısında geliş için hesaplanır.

Aktarıcı ile gezgin kullanıcı yanındaki çatı üstleri arasındaki yol, bir tepe tarafından engellendiğinde, bu engelleme doğal olarak yol kaybını artırmaktadır. Bu durumda tepenin arkasındaki bükülme noktasının ilerisinde Şekil 6.1'deki B benzeri noktalarda yol kaybı,

$$L = -10\log\left(\frac{\lambda D_1 e^{-\psi\hat{\theta}}}{4\pi\sqrt{R_1 R_2 R}}\right)^2 - 10\log\left(\frac{\lambda\rho_1}{2\pi^2(H_B - h_m)^2}\right) - 10\log[Q(g_p)]^2 \quad (6.14)$$

olarak bulunabilir [17]. Buradaki ψ zayıflama faktörü Eş. 6.9, D_1 kırınım katsayısı ise Eş. 6.12 kullanılarak bulunabilir.

Yatay uzunlukların dikey boyutlara göre oldukça büyük olduğu inişli çıkışlı arazide, eğer R_1 aktarıcı ile tepenin doruğu arasındaki yatay mesafe, R_2 tepe doruğu ile kullanıcı arasındaki yatay mesafe ve R aktarıcı ile kullanıcı arasındaki yatay mesafe olarak alınırsa, Eş. 6.14 küçük bir hata ile sonuçlanmış olur. g_p parametresi, gelen ışın ile kullanıcının bulunduğu arazi düzleminin yerel teğeti arasındaki α_B açısında geliş için hesaplanır.

Üzerinde binaların bulunduğu silindirik bir tepenin arka tarafında bulunan bir kullanıcı için yol kaybı, bükülme noktasının üstünde,

$$L = -10\log\left(\frac{\lambda D_H e^{-\psi\hat{\theta}}}{4\pi\sqrt{R_1 R}}\right)^2 - 10\log\left(\frac{\lambda \rho_1}{2\pi^2 (H_B - h_m)^2}\right) \quad (6.15)$$

şeklinde verilir [17]. Engelibeli arazi için, Eş. 6.15'te kullanıcı ile aktarıcı arasındaki yatay mesafe olarak $R=R_1+R_H\hat{\theta}$ yaklaşıklığı yapılabilir ve R_1 için aktarıcı ile tepe doruğu arasındaki yatay mesafe yaklaşıklığı yapılabilir. ψ zayıflama faktörü Eş. 6.9'dan ve D_H kırınım katsayısı ise Eş. 6.10'dan hesaplanabilir.

6.2. Engelibeli Arazi için Yapılan Benzetim Sonuçları

Engelibeli arazi benzetimi (Bkz. EK-3); alıcı ve verici arasında üzerinde binaların da bulunduğu silindirik bir tepenin bulunması ve tepe sonrasındaki arazinin düz veya eğimli olmasına göre farklı durumlar için yapılmıştır.

6.2.1. Silindirik bir tepe ve ardında uzanan düz arazi modeli için yapılan benzetim sonuçları

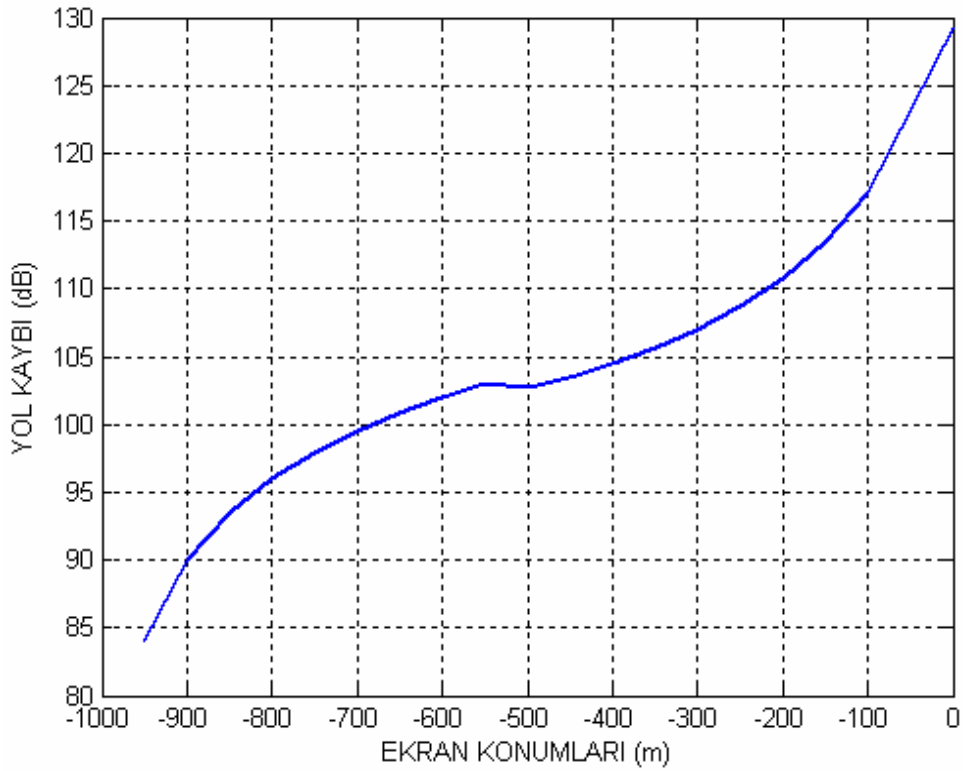
Benzetim için, üzerinde bina saflarının bulunduğu Şekil 6.3'te verilen $R_H=10$ km yarıçaplı silindirik bir tepe ile tepe gerisinde düz olarak uzanan bir arazi modeli ele alınmış ve Şekil 6.4'te verilen geometri kullanılmıştır. Tepe, düzlemin üstünde $y_H=50$ m yüksekliğe kadar yükselmekte ve tepenin tabanı doruğundan $x_H=1000$ m mesafededir. Benzetim için aktarıcının, tepe doruğuna göre $x=-1000$ m noktasında ve düzlemden $h_{BS}=57$ m yukarıda bulunduğu varsayılmıştır.

7 m yüksekliğe sahip binalardan oluşan bina saflarının birbirine olan uzaklıkları $d=50$ m olarak ele alınmış ve $f=900$ MHz için yol kaybı; aktarıcı ile gezgin kullanıcı arasındaki mesafe 5800 m uzaklığa kadar değiştirilerek kullanıcının saf aralıklarının tam ortasında bulunması durumuna göre hesaplanmıştır.

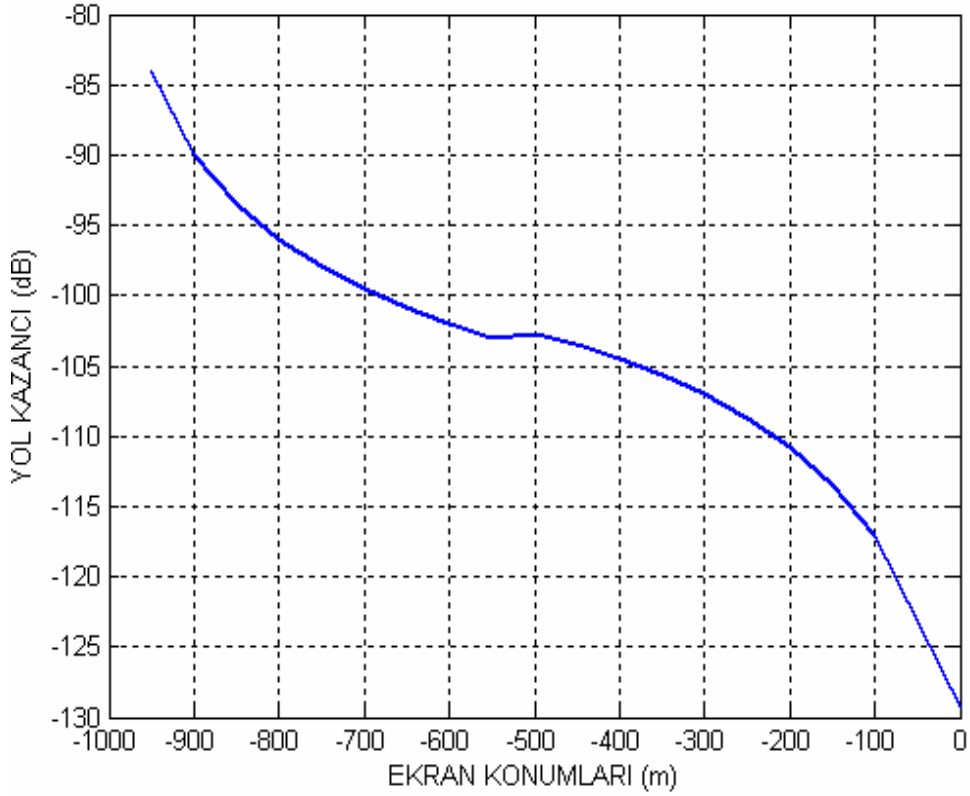
Kullanıcıda bulunan alıcı antenin yerden 1,5 m yükseklikte olduğu varsayılmış ve izotropik antenler için hesaplamalar yapılmıştır.

İlk olarak, Şekil 6.3'teki aktarıcı ile gezgin kullanıcının yakınındaki çatı üstleri arasında görüş hattının sağlandığı (-1000-0) m bölgesindeki yatay mesafe konumları dikkate alındığında, buradaki yol kaybı hesaplamaları için Eş. 6.13 kullanılmalıdır.

Eş. 6.13 kullanılarak yapılan benzetim sonucu elde edilen yol kaybı grafiği Şekil 6.9'da ve yol kaybının ters işaretlisi alınarak elde edilen yol kazancı grafiği Şekil 6.10'da verilmiştir.



Şekil 6.9. (-1000-0) m bölgesindeki yol kaybı grafiği.

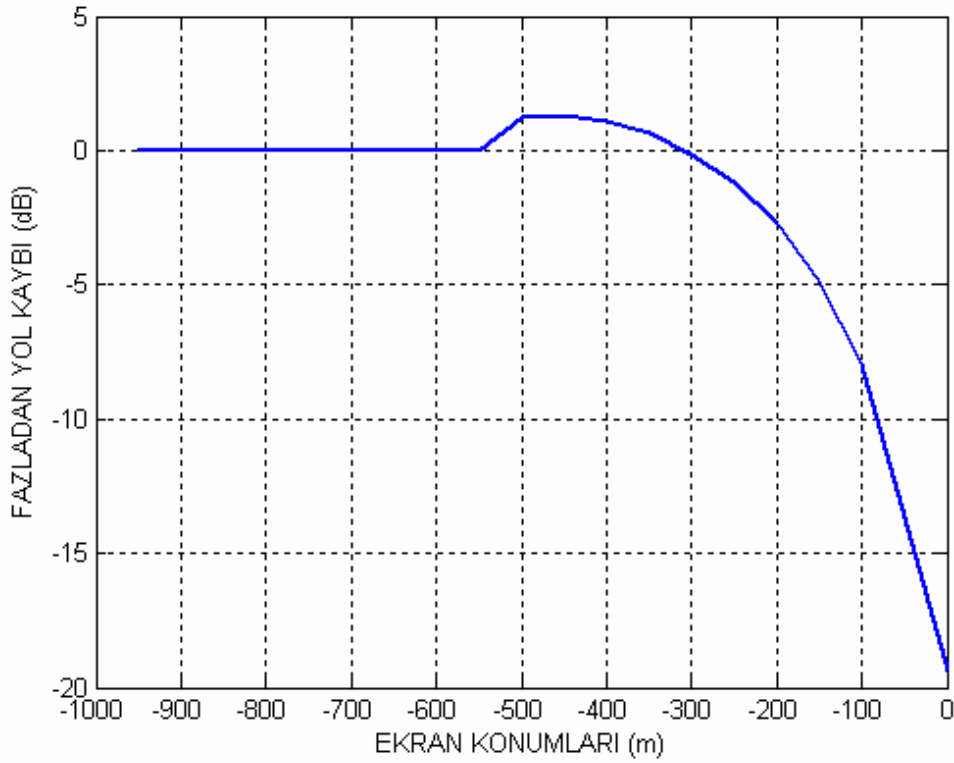


Şekil 6.10. (-1000-0) m bölgesindeki yol kazancı grafiği.

Şekil 6.10'daki yol kazancı grafiği incelendiğinde grafiğin üstel bir azalma gösterdiği, $x=-550$ m konumunda ise bir değişimin söz konusu olduğu görülmektedir.

İleriye doğru olan ve bina saflarından geçişlerdeki çoklu kırınımı gösteren indirgeme terimi $Q(g_p)$, Eş. 5.29'dan Şekil 6.1'de yer alan yerel α_A açısı kullanılarak elde edilen boyutsuz g_p değerleri kullanılarak hesaplanır. Aktarıcıdan $x=-550$ m konumuna kadar yerel α_A açısından hesaplanan g_p değerleri 1'den büyük çıkmakta ve dolayısıyla Şekil 5.7'den de görüleceği gibi $Q \approx 1$ olmakta ve çatı üstleri dikkate alındığında yol kaybı sadece serbest uzay yol kaybından oluşmaktadır. $x=-550$ m konumundan tepe üstüne kadar olan bölgede yerel α_A açısı azalmakta, gelişler artık gittikçe yataylaşmakta ve dolayısıyla g_p değerleri 1'den küçük değerler almakta ve bu durumda çatı üstleri dikkate alındığında serbest uzay yol kaybına ilave olarak $Q(g_p)$ kadar

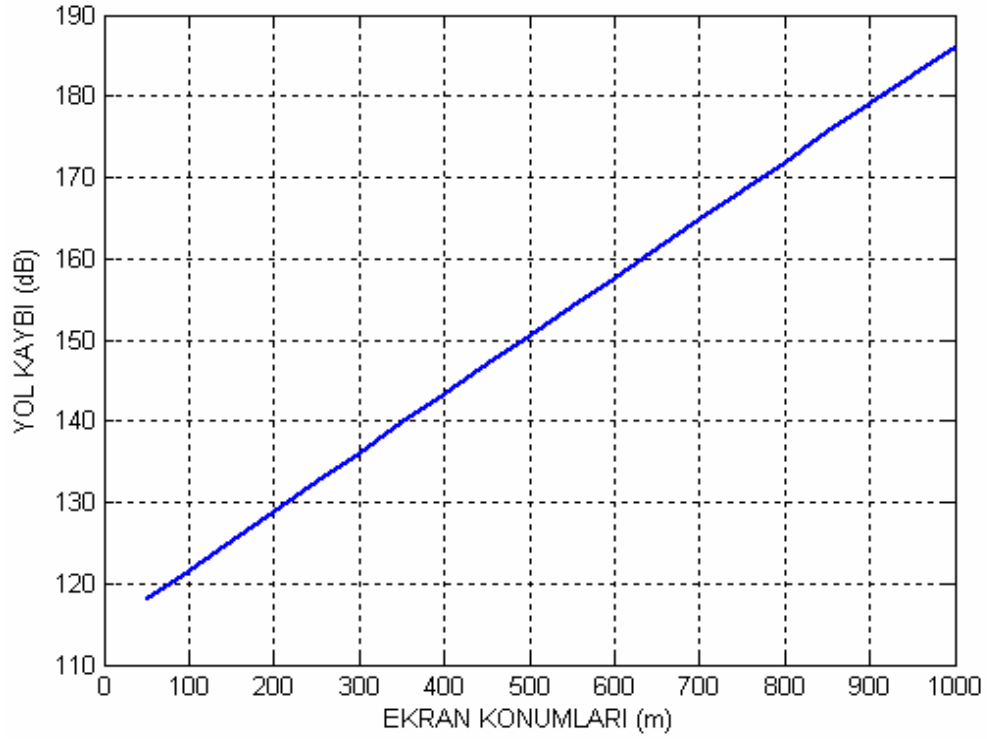
fazladan yol kaybı oluşmaktadır. Şekil 6.11’de de gösterildiği gibi $x=-550$ m konumuna kadar olan bölgede çatı üstlerindeki yol kazancına önceki bina saflarının bir etkisi olmamaktadır.



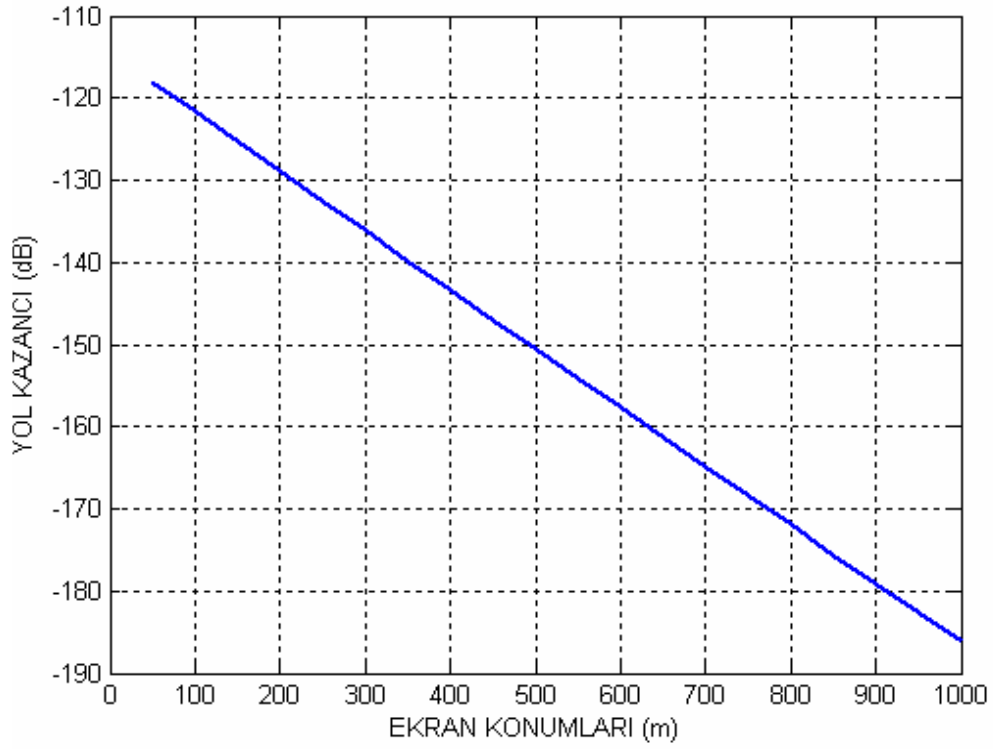
Şekil 6.11. (-1000-0)m bölgesindeki çatı üstlerindeki fazladan yol kaybı $Q(g_p)$.

Engelibeli arazi benzetiminde ikinci olarak, görüş hattının kaybolduğu tepenin doruğu ile tepenin arka tarafındaki tabanına kadar olan (0-1000) m bölgesi dikkate alındığında, buradaki yol kaybı hesaplamaları için Eş. 6.15 kullanılmalıdır.

Alanlar için sürünen dalga yaklaşımının kullanılmasını gösteren Eş. 6.15 kullanılarak yapılan benzetim sonucu elde edilen yol kaybı grafiği Şekil 6.12’de ve yol kaybının ters işaretlisi alınarak elde edilen yol kazancı grafiği ise Şekil 6.13’te verilmiştir.



Şekil 6.12. (0-1000) m tepe arkası bölgesindeki yol kaybı grafiği.



Şekil 6.13. (0-1000) m tepe arkası bölgesindeki yol kazancı grafiği.

Şekil 6.13'deki yol kazancı grafiği incelendiğinde tepenin arka tarafındaki bölgede kazancın lineer bir değişimle mesafe ile doğru orantılı olarak azaldığı görülmektedir.

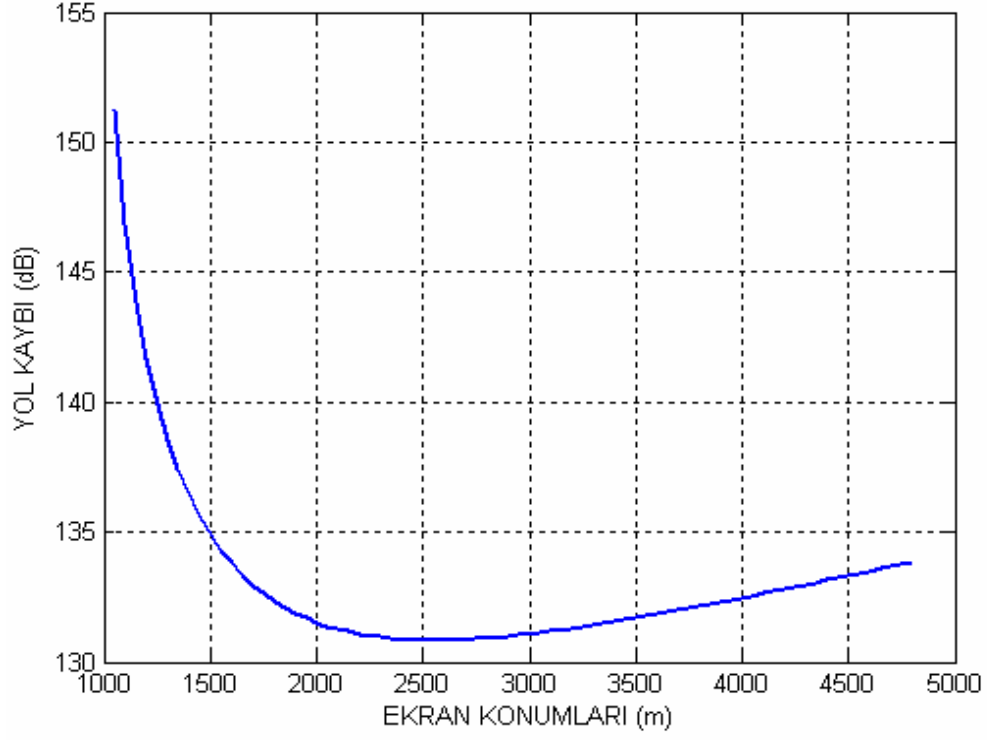
(0-1000) m bölgesinde çatı üstlerinden sonraki çatı üstlerine olan kırınım olayları silindirik yapıya benzer yüzeyler arasında oluşmaktadır. Tepe tabanına doğru yol kaybı ise sürekli artmaktadır.

Tepenin tabanına doğru gidildikçe Şekil 6.4'te gösterilen $\hat{\theta}$ açısı artmakta, bu durumda dalgaların silindirik yüzeyde kat ettikleri mesafe artmakta ve dolayısıyla sürünen dalga yaklaşımından kaynaklanan kayıplar da artmaktadır. Tepenin arkasındaki (0-1000) m bölgesinin x_n değerleri için, R_h tepe yarıçapının x_n değerlerinden çok büyük olması sebebiyle $\hat{\theta} \approx x_n / R_h$ yaklaşıklığı yapılmıştır.

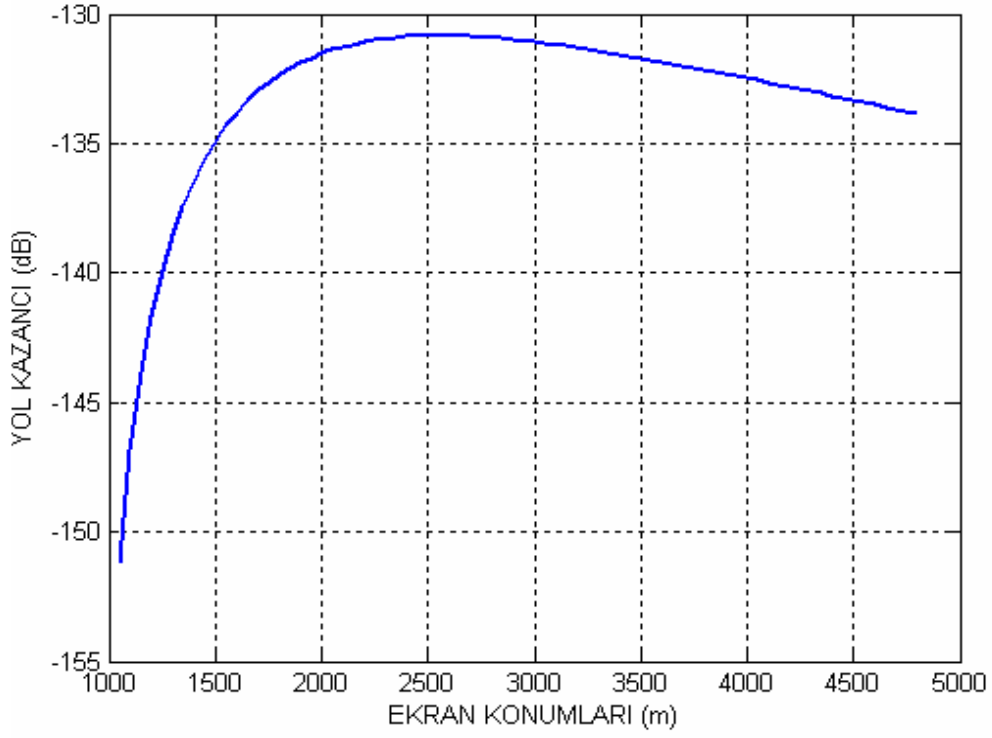
Engibeli arazi benzetiminde son bölge olarak, aktarıcı ile gezgin kullanıcı yanındaki çatı üstleri arasındaki yolun, araya giren bir tepe tarafından engellenmesi durumu olan tepenin arkasındaki bükülme noktasının ilerisindeki (1000-4800) m konumları dikkate alındığında, buradaki yol kaybı hesaplamaları için Eş. 6.14 kullanılmalıdır.

Eş. 6.14 kullanılarak yapılan benzetim sonucu elde edilen yol kaybı grafiği Şekil 6.14'te ve yol kaybının ters işaretlisi alınarak elde edilen yol kazancı grafiği ise Şekil 6.15'te verilmiştir.

Şekil 6.15'deki yol kazancı grafiği Şekil 6.13 grafiğinin bir devamı olarak onunla beraber incelendiğinde; yol kazancının tepenin tabanından sonra belli bir değere kadar artmaya başladığı görülmektedir. Başka bir deyişle, üç bölgedeki yol kaybı grafikleri dikkate alındığında en fazla yol kaybının tepenin arka tarafındaki $x=1000$ m'deki tepe tabanında olduğu görülmektedir.



Şekil 6.14. (1000-4800) m tepe arkası bölgesindeki yol kaybı grafiği.



Şekil 6.15. (1000-4800) m tepe arkası bölgesindeki yol kazancı grafiği.

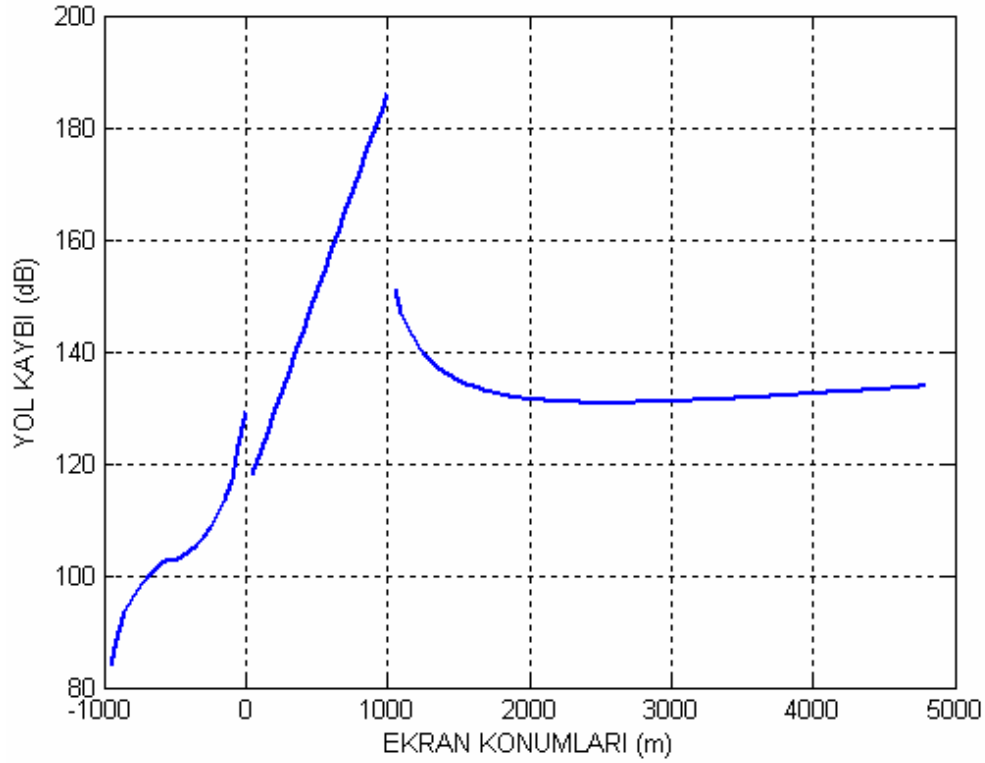
Tepeden sonraki bölümde; mesafe arttıkça düz arazi bölümünde bulunan çatı üstlerine araya giren tepeden kırınarak gelen alanların tepeden ayrılma noktaları, tepe doruğuna gittikçe yaklaşmaktadır. Yani geometrik olarak olaya bakılırsa, tepenin ilerisindeki bölgedeki çatı üstlerinin tepeye olan teğet noktaları, mesafe arttıkça tepe doruğuna doğru gerilemektedir. Bu durumda mesafe arttıkça alanların tepeden ayrılmadan önce tepe yüzeyinde maruz kalacağı kırınım zayıflaması da azalacaktır.

Normalde genel olarak yol kaybı mesafe ile doğru orantılı olarak değişmektedir. Ancak tepeden hemen sonraki bölümlerde alanların tepeden ayrılış noktalarının tepe doruğuna kaymasından kaynaklanan yol kaybındaki azalma, yol kaybının mesafe ile artmasındaki etkiyi bastıracaktır. Bu durumda Şekil 6.14'ten de görüleceği gibi yol kaybı değeri belli bir mesafeye kadar azalacaktır.

Ancak yaklaşık olarak $x=2600$ m noktasından sonraki (2600-4800) m bölgesinde bahsedilen bastırma etkisi azalacak ve yol kaybı doğal olarak tekrar mesafe ile birlikte artmaya başlayacaktır.

Yapılan benzetimin tüm üç bölgesini de kapsayan grafikler, bölgeler arası geçişteki mukayeselerin daha rahat yapılabilmesi maksadıyla tek bir grafik üzerinde Şekil 6.16'da verilmiştir.

Şekil 6.16'da $x=0$ m konumundaki tepe doruğundaki yol kaybı değerinin, birinci bölgeden ikinci bölgeye geçerken ani bir azalmaya uğradığı görülmektedir. Bu durumun bir sebebi; birinci bölgenin sonunda ve tepe doruğuna çok yakın olan yerlerde g_p değerlerinin çok küçülmesi ve indirgeme terimi $Q(g_p)$ 'nin daha kötü sonuçlar üretmesidir. Diğer sebebi ise, ikinci bölgenin başlangıcında tepe doruğuna yakın olan yerlerde, çatı üstlerinin tepenin gölge sınırı ile ilgili geçiş bölgesine yaklaşmasıdır ve bundan dolayı Eş. 6.15 ifadesinin sürünen ışın alanlarını tam olarak tarif edememesidir.



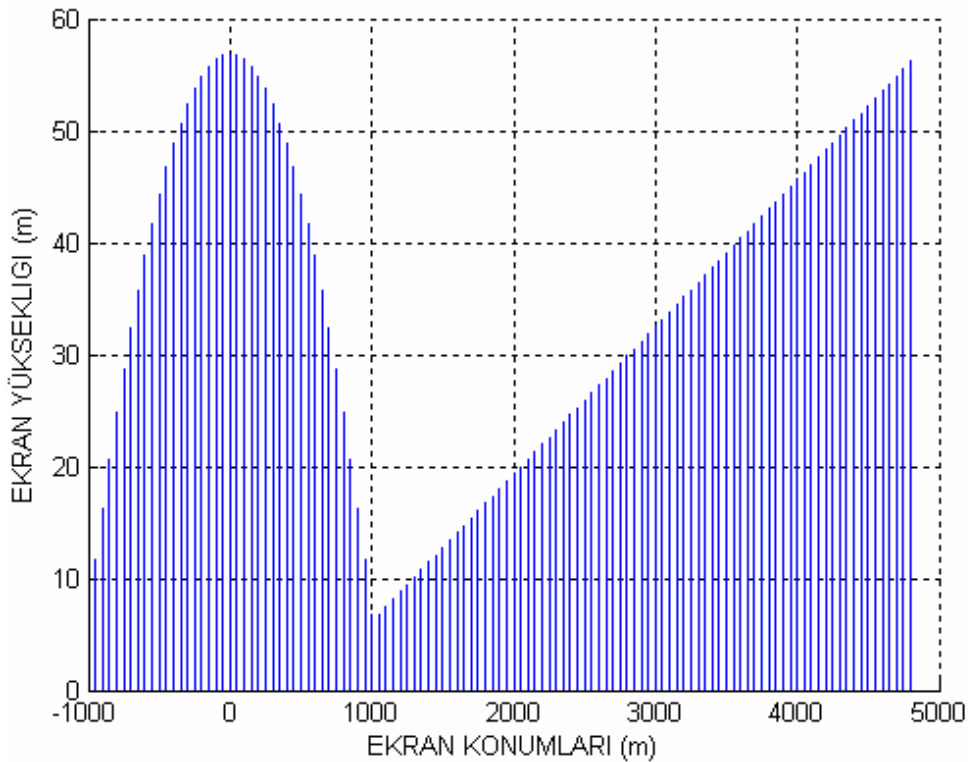
Şekil 6.16. (-1000-4800) m bölgesinin tümüne ait yol kaybı grafiği.

Aktarıcından tepe doruğuna doğru ilk bölgede ilerledikçe, tepe doruğuna çok yakın yerlerde yerel α_A açısı çok küçülmekte ve dolayısıyla boyutsuz g_p değerleri de çok küçülmektedir. g_p değerlerinin 0,01 mertebelerine ve daha da aşağısına kadar küçülmesi bina saflarından geçişlerdeki çoklu kırınımı gösteren indirgeme terimi $Q(g_p)$ 'nin Eş. 5.29'dan hesaplanan geçerlilik aralığının dışına çıkılmasına neden olur. Bu sebepten dolayı düzlem dalga indirgeme faktörü oldukça kötü sonuçlar üretmektedir.

Şekil 6.16'da ayrıca $x=1000$ m konumundaki tepenin bükülme noktasındaki yol kaybı değerinin, ikinci bölgeden üçüncü bölgedeki düz arazi bölümüne geçerken ani bir azalmaya uğradığı görülmektedir. Bu durumun sebebi; tepenin ilerisindeki bölgedeki çatı üstlerinin tepeye olan teğet noktaları, mesafe arttıkça tepe doruğuna doğru gerilemesi sonucu alanların tepeden ayrılmadan önce tepe yüzeyinde maruz kalacağı kırınım zayıflamasının azalmasıdır.

6.2.2. Silindirik bir tepe ve ardında uzanan eğimli arazi modeli için yapılan benzetim sonuçları

Benzetim için, üzerinde bina saflarının bulunduğu Şekil 6.17’de verilen $R_H=10$ km yarıçaplı silindirik bir tepe ile tepe gerisinde eğimli olarak uzanan bir arazi modeli ele alınmış ve tekrar Şekil 6.4’te verilen geometri kullanılmıştır. Bir önceki benzetimde olduğu gibi tepe, düzlemin üstünde $y_H=50$ m yüksekliğe kadar yükselmekte ve tepenin tabanı doruğundan $x_H=1000$ m mesafededir. Benzetim için aktarıcının, tepe doruğuna göre $x=-1000$ m noktasında ve düzlemden $h_{BS}=57$ m yukarıda bulunduğu varsayılmıştır.



Şekil 6.17. 50 m yükseklikli silindirik bir tepe ($R_H=10$ km) ve onu takip eden eğimli arazi üzerinde bulunan $H_B=7$ m yüksekliğindeki bina saflarını temsil eden ekranlar.

7 m yüksekliğe sahip binalardan oluşan bina saflarının birbirine olan uzaklıkları $d=50$ m olarak ele alınmış ve $f=900$ MHz için yol kaybı; aktarıcı ile gezgin kullanıcı arasındaki mesafe 5800 m uzaklığa kadar değiştirilerek

kullanıcının saf aralıklarının tam ortasında bulunması durumuna göre hesaplanmıştır.

Kullanıcıda bulunan alıcı anteninin yerden 1,5 m yükseklikte olduğu varsayılmış ve izotropik antenler için hesaplamalar yapılmıştır.

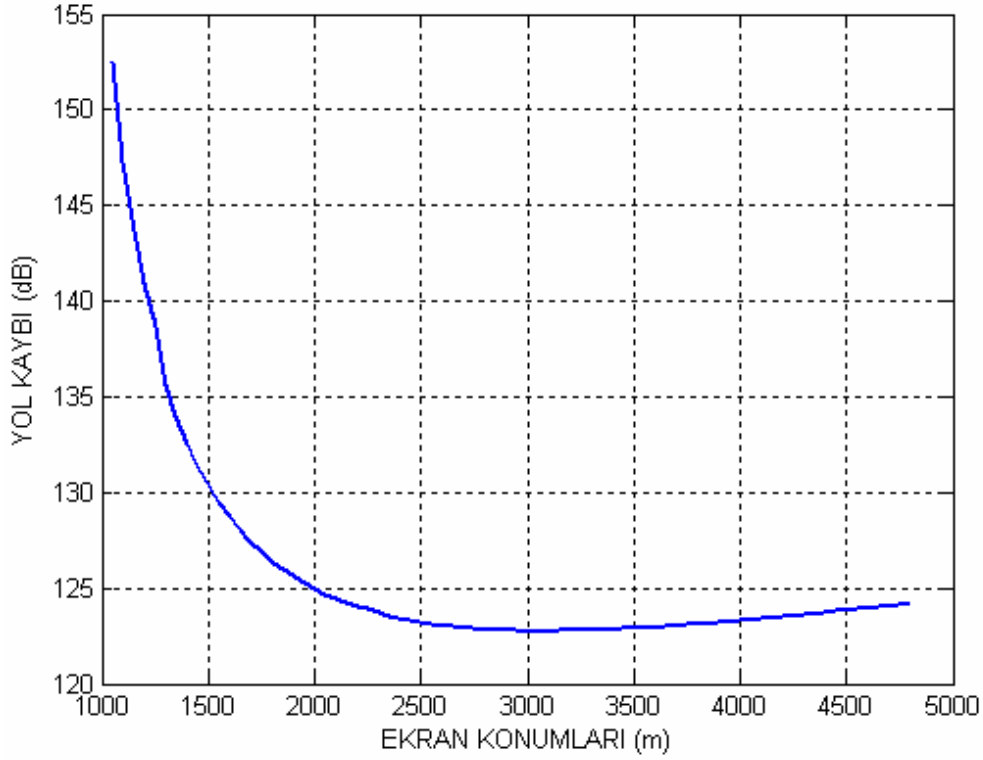
Şekil 6.3'teki arazi modeli ile Şekil 6.17'deki arazi modelinin, ekran konumları için (-1000-1000) m bölgesi tamamen aynı olduğu için yol kaybı hesaplama sonuçları da bir önceki benzetimle aynı olacaktır (Bkz. Şekil 6.9, Şekil 6.12). Burada ise tepe sonrası arazinin düz yerine eğimli olması durumundaki yol kaybı ve yol kazancı sonuçları incelenmiştir.

Bir önceki benzetimde olduğu gibi tepenin arkasındaki bükülme noktasının ilerisindeki (1000-4800) m konumları için Eş. 6.14 kullanılarak yapılan benzetim sonucu elde edilen yol kaybı grafiği Şekil 6.18'de verilmiştir.

Şekil 6.18'deki yol kaybı grafiği Şekil 6.12 grafiğinin bir devamı olarak onunla beraber incelendiğinde; bir önceki benzetimdekine benzer şekilde yol kaybının tepenin tabanından sonra belli bir değere kadar azalmaya başladığı, başka bir deyişle yol kazancının artmaya başladığı görülmektedir. Fakat Şekil 6.18'deki yol kaybı grafiği, tepe sonrasında düz arazi olması durumuna göre elde edilmiş olan Şekil 6.14'teki yol kaybı grafiği ile Şekil 6.19'da görüldüğü gibi karşılaştırıldığında; tepe sonrası arazinin eğimli olmasının, bu bölgedeki yol kaybının biraz azalmasına sebep olduğu görülmektedir.

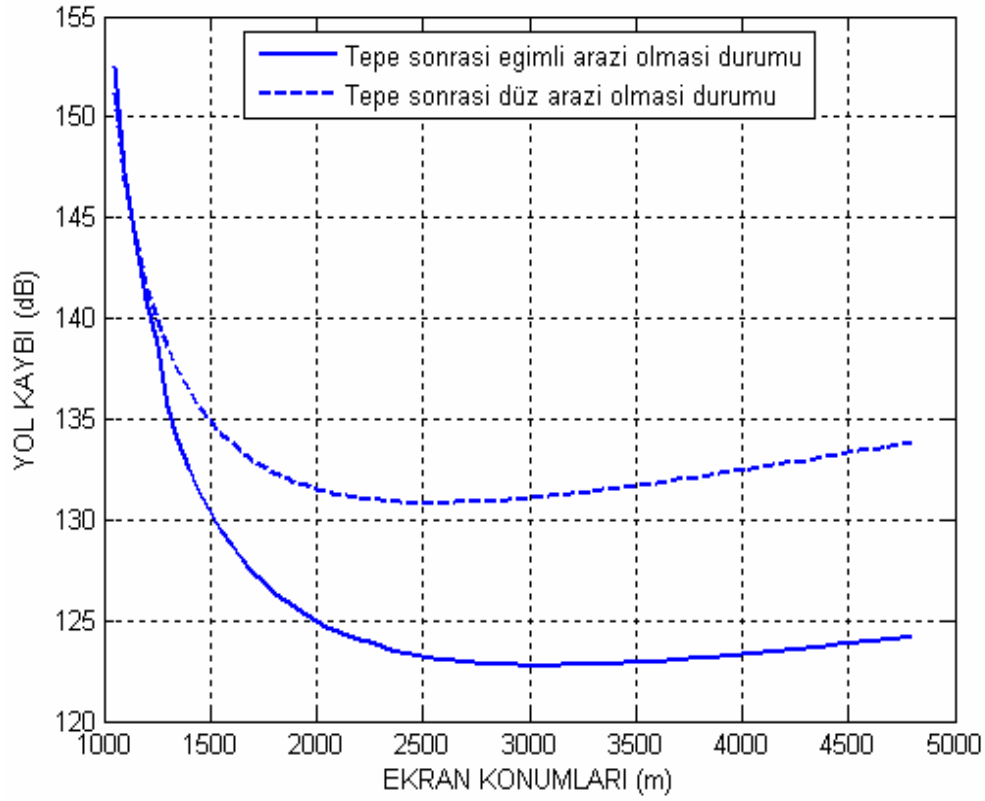
Tepeden sonraki bölümde; mesafe arttıkça eğimli arazi bölümünde bulunan çatı üstlerine araya giren tepeden kırınarak gelen alanların tepeden ayrılma noktaları, tepe doruğuna gittikçe yaklaşmaktadır. Bu yaklaşma olayı, tepe sonrası arazinin düz olduğu bir önceki benzetime göre daha hızlı olmaktadır. Çünkü burada yapılan benzetimdeki tepe sonraki bölümde bulunan ekranların yükseklikleri, bir önceki benzetime göre daha yüksektir. Dolayısıyla tepe sonraki bölümde; aynı ekran konumunda bulunan çatı üstünden tepeye çizilen teğete ait teğet noktası, bir önceki benzetime göre

tepe doruğuna daha yakın olacaktır. Bu durumda tepeden ayrılmadan önce tepe yüzeyinde maruz kalınacak kırınım zayıflaması da azalacaktır.



Şekil 6.18. (1000-4800) m tepe arkası eğimli arazideki yol kaybı grafiği.

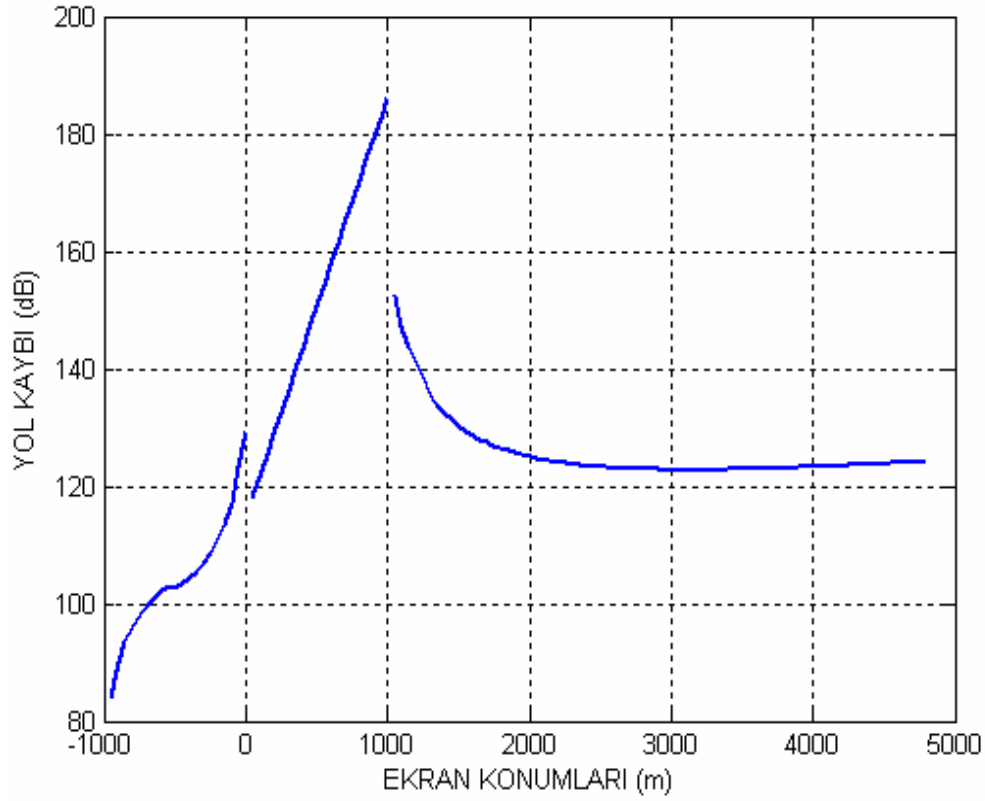
Tepeden hemen sonraki bölümlerde alanların tepeden ayrılış noktalarının tepe doruğuna kaymasından kaynaklanan yol kaybındaki azalma, yol kaybının mesafe ile artmasındaki etkiyi bastırmaktadır. Bu durumda Şekil 6.18'den de görüleceği gibi yol kaybı değeri belli bir mesafeye kadar sürekli azalmaktadır. Bir önceki benzetime benzer şekilde yaklaşık olarak $x=3000$ m noktasından sonraki (3000-4800) m bölgesinde bahsedilen bastırma etkisi azalmakta ve yol kaybı doğal olarak tekrar mesafe ile birlikte artmaya başlamaktadır. Şekil 6.19'dan da görüleceği gibi bir önceki benzetimde yaklaşık olarak $x=2600$ m noktasından sonraki bölümde bahsedilen bastırma etkisi azalmakta ve yol kaybı doğal olarak tekrar mesafe ile birlikte artmaya başlamaktadır.



Şekil 6.19. Tepe arkası bölgesinin düz veya eğimli arazi olması durumuna göre yapılan benzetim sonuçlarındaki yol kaybı grafiklerinin karşılaştırılması.

Sonuç olarak Şekil 6.19'dan da net bir şekilde görüleceği üzere, tepe gerisinde bulunan kullanıcılara ulaşan işaret seviyesinin yüksek olması için bu bölgedeki arazinin artan bir eğime sahip olmasının avantajı görülmektedir. Bu avantaj $x=2500$ m noktasından sonraki kullanıcılar için yaklaşık 10 dB olmaktadır.

Yapılan benzetimin tüm üç bölgesini de kapsayan grafikler, bölgeler arası geçişteki mukayeselerin daha rahat yapılabilmesi maksadıyla tek bir grafik üzerinde Şekil 6.20'de verilmiştir.



Şekil 6.20. (-1000-4800) m bölgesinin tümüne ait yol kaybı grafiği.

Şekil 6.20'deki grafikte bir önceki benzetimde olduğu gibi $x=0$ m ve $x=1000$ m konumlarında bölgeler arası geçişte yol kaybı değerinin bir azalmaya uğradığı görülmektedir.

Bu durumun $x=0$ m'deki bir önceki benzetimde de bahsedilen sebepleri, birinci bölgenin sonunda ve tepe doruğuna çok yakın olan yerlerde g_p değerlerinin çok küçülmesi ve indirgeme terimi $Q(g_p)$ 'nin daha kötü sonuçlar üretmesi ve ikinci bölgenin başlangıcında tepe doruğuna yakın olan yerlerde, çatı üstlerinin tepenin gölge sınırı ile ilgili geçiş bölgesine yaklaşmasıdır ve bundan dolayı Eş. 6.15 ifadesinin sürünen ışın alanlarını tam olarak tarif edememesidir.

$x=1000$ m konumundaki yol kaybı değerinin, ikinci bölgeden üçüncü bölgedeki eğimli arazi bölümüne geçerken ani bir azalmaya uğramasının sebebi; tepenin ilerisindeki bölgedeki çatı üstlerinin tepeye olan teğet noktalarının tepe doruğuna doğru gerilemesi sonucu alanların tepeden

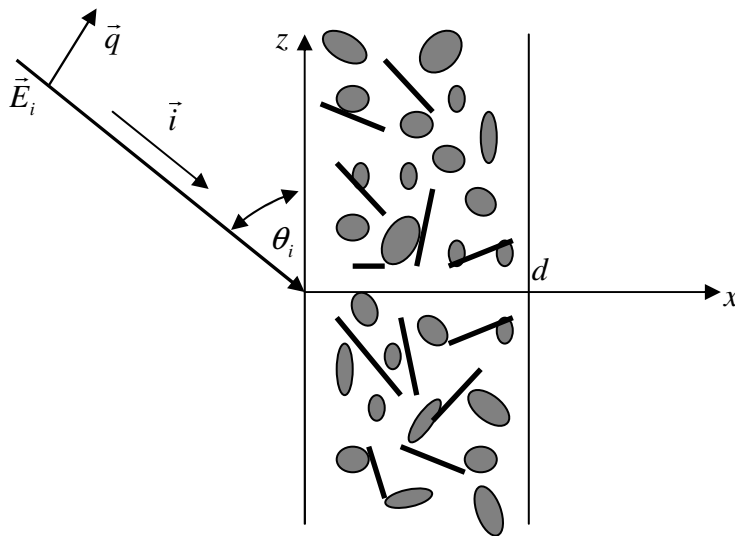
ayrılmadan önce tepe yüzeyinde maruz kalacağı kırınım zayıflamasının azalmasıdır.

6.3. Ormanlık Bölgelerin Modellenmesi

UHF ve mikrodalga işaretlerinde ağaçların dalları ve yaprakları önemli ölçülerde zayıflatmaya sebep olmaktadır. Bu zayıflatmanın büyüklüğü, işaretin frekansına ve ağacın boyutu, şekli ile yaprak ve dallarının açısal dağılımına bağlı olan ağacın tipiyle ilişkilidir.

Ağacı oluşturan yaprak ve dalların rasgele dağılıma sahip bir ortam olarak ele alınması ile elektromanyetik işaretlerin bu tür ortamlardan geçerken maruz kaldığı zayıflama teorik olarak değerlendirilebilir [18,19].

Şekil 6.21’de gösterildiği gibi bir ağaç örtüsü; önceden bilinen yön ve konum istatistiklerine sahip dal ve yaprakların oluşturduğu bir grup olarak tarif edilebilir [20]. Yapraklar; düz, dairesel, kayıplı dielektrik diskler olarak modellenebilir. Dallar ise sonlu uzunluklu, dairesel, kayıplı dielektrik silindirler olarak modellenebilir [21].



Şekil 6.21. İnce disk ve ince silindirlerden oluşan bölgeye düzlem dalga gelişi.

Rasgele ortamın içerisinde toplam alan; ilişkili (coherent) ve dağınık (diffuse) bölüm olmak üzere iki farklı bölümden oluşur. İlişkili bölüm, bireysel yaprak ve dallardan geçişteki ileriye doğru olan saçıcılarla ilgili alanlardır. Dağınık alanlar ise ileri yönde uzağa doğru saçılan alanların bileşkesi ile ilgilidir [18,19].

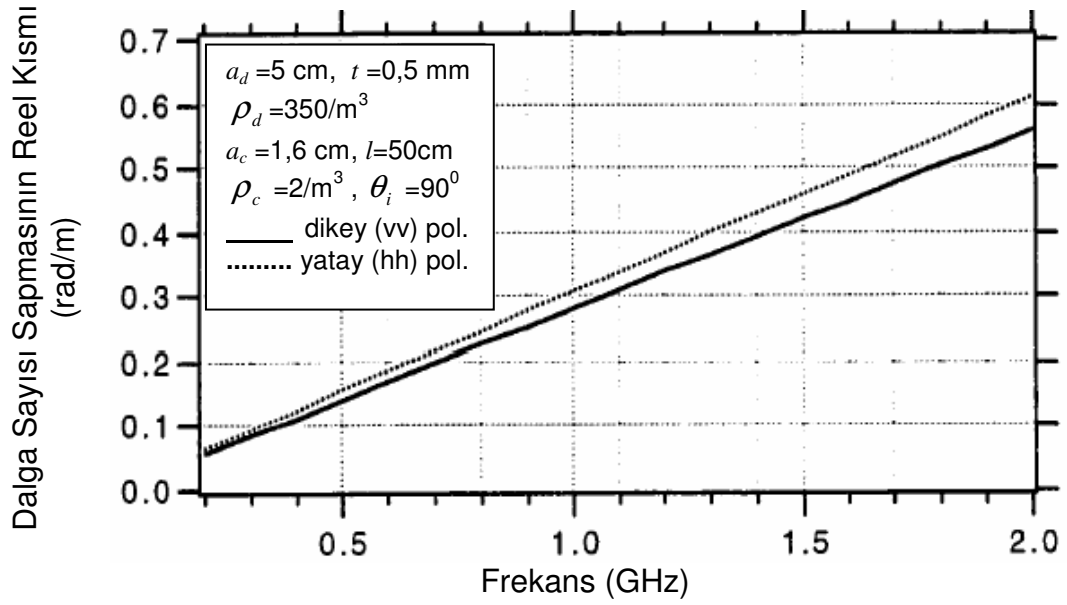
Elektromanyetik dalgalar bu tür rasgele bir ortama girip yayılmaya başladığında başlangıçta ilişkili alanlar baskın olmaktadır. Bununla birlikte ilişkili alanlar yaprak ve dalların emici etkisinin bir neticesi olarak sürekli zayıflarlar ve dağınık alanlar arasına doğru saçılırlar. İlişkili alanların bir kaç neper zayıflaması sonrasında, dağınık alanlar artık daha baskın olmaya başlamakta ve dağınık alanlar da ilişkili alanlardaki zayıflama oranından biraz daha az bir oranda olmak kaydıyla sürekli zayıflamaya devam ederler.

Yaprak ve dalların bulunduğu ve ormanı oluşturan tüm ortam için yayılma sabiti k_F ,

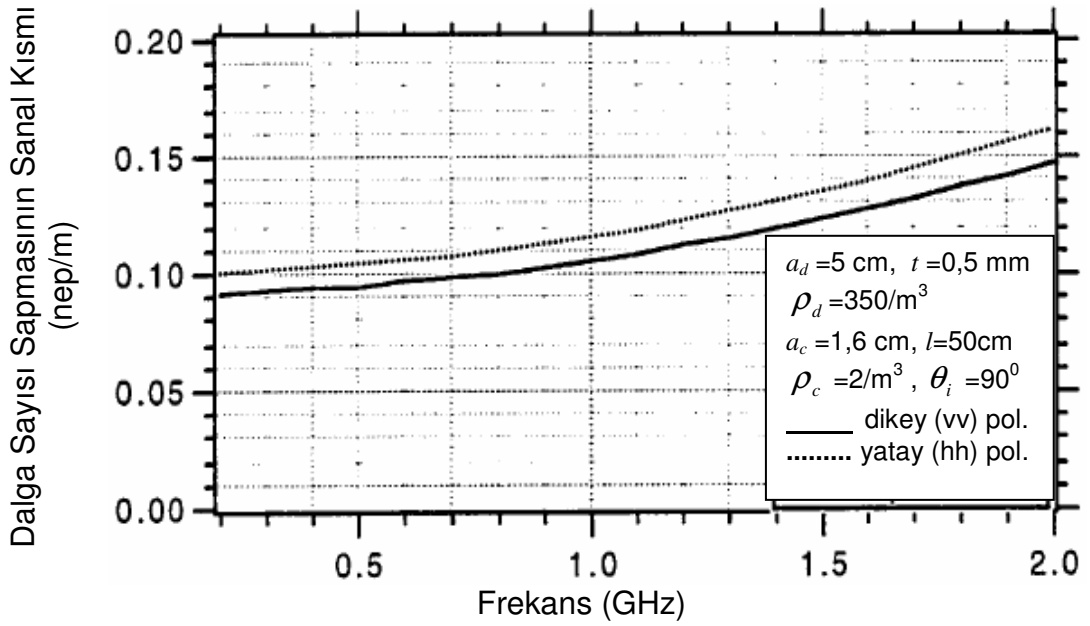
$$k_F = k + \kappa \quad (6.16)$$

olarak ifade edilir.

Burada k havadaki dalga sayısını, κ ise dalga sayısı sapmasını göstermektedir. $\kappa = \kappa' - j\kappa''$ olmak üzere pozitif reel kısma ve negatif sanal kısma sahip iki bölümden oluşmaktadır. κ' 'nin reel ve sanal kısımlarının frekansa olan bağımlılığını gösteren grafikler; yayılımın zemine paralel olduğu ve belirli bir rasgele ortama ait parametrelere göre Şekil 6.22 ve Şekil 6.23'de verilmiştir [21].



Şekil 6.22. 90^0 Geliş açısı için κ 'nın reel kısmının frekansla değişimi [21].



Şekil 6.23. 90^0 Geliş açısı için κ 'nın negatif sanal kısmının frekansa göre değişimi [21].

Şekil 6.22 ve Şekil 6.23'deki grafiklerde; a_d kayıplı dielektrik dairesel ince disklerin (yaprakların) yarıçapını, t disklerin kalınlığını, ρ_d disklerin yoğunluğunu, a_c kayıplı dielektrik dairesel silindirlerin (dalların) yarıçapını, l

bu silindirlerin uzunluğunu, ρ_c bu silindirlerin yoğunluğunu göstermektedir. θ_i ise Şekil 6.21'de verilen geliş açısını, vv dikey polarizasyonu ve hh ise yatay polarizasyonu göstermektedir.

Ağaçların doğal yapısı gereği dalların ve ağaç gövdelerinin dikey ile yaptığı açılar belirli sınırlar arasında kaldığından, κ 'nın değeri dikey ve yatay polarizeli dalgalar için farklı olmaktadır.

Şekil 6.23'de verilen κ 'nın negatif sanal kısmı olan κ'' değerinin 8,69 değeri ile çarpılması sonucu özel zayıflama değeri olarak adlandırılan ve

$$\alpha_{dB/m} \approx 8,69\kappa'' \quad (6.17)$$

olarak verilen α_{dB} değeri elde edilir [21].

Dalga sayısı sapmasının (κ) sanal bileşeni, saçıcıların duyarlılığı (polarizability) kayıp bileşeni tarafından oluşturulur. Yani bu durumda, saçıcılar kayıplı olduğundan rasgele ortamdaki ortalama alan kendi yayılım yönü boyunca zayıflayarak azalacaktır. Bu zayıflamanın bir ölçüsü katman derinliği olarak adlandırılan ve

$$d_s = \frac{1}{\kappa''} = \frac{8,69}{\alpha_{dB}} \quad (6.18)$$

olarak verilen bir değer ile ifade edilir [21]. Katman derinliğinin (d_s) önemi; yaprakların da bulunduğu ortamın derinliği d_s 'den küçük olduğunda sadece ortalama alanın düşünülmesi, aksi durumda ise ortalama alana ilave olarak ilişkisiz (incoherent) alanların da dikkate alınmasının zorunlu olmasıdır.

Ağaçların bulunduğu örtü izotropik olmayan bir ortam oluşturduğundan, bağıl dielektrik sabiti ve duyarlılık ancak dyadikler kullanılarak düzgün olarak tarif edilebilir. Burada genelde yayılım yönü yataya yakın olan durumlar ele alındığından incelemelerin basitleştirilmesi için ölçeklendirilmiş büyüklükler

açısından olaylar incelenebilir. Ölçeklendirilmiş dielektrik sabiti ve χ duyarlılığı arasındaki ilişki,

$$\varepsilon_r \equiv 1 + \chi = \frac{(k + \kappa)^2}{k^2} \quad (6.19)$$

olarak verilmektedir [1].

Şekil 6.22 ve Şekil 6.23'deki grafiklerden dikey polarizasyon ve 1 GHz frekansı için elde edilen κ değerleri kullanıldığında, $\chi = \chi' - j\chi''$ formunda olan duyarlılık için $\chi' = 0,027$ ve $\chi'' = 0,010$ olarak hesaplanır. 200 MHz frekansında ise χ' değişmemekte fakat $\chi'' = 0,043$ olarak hesaplanmaktadır.

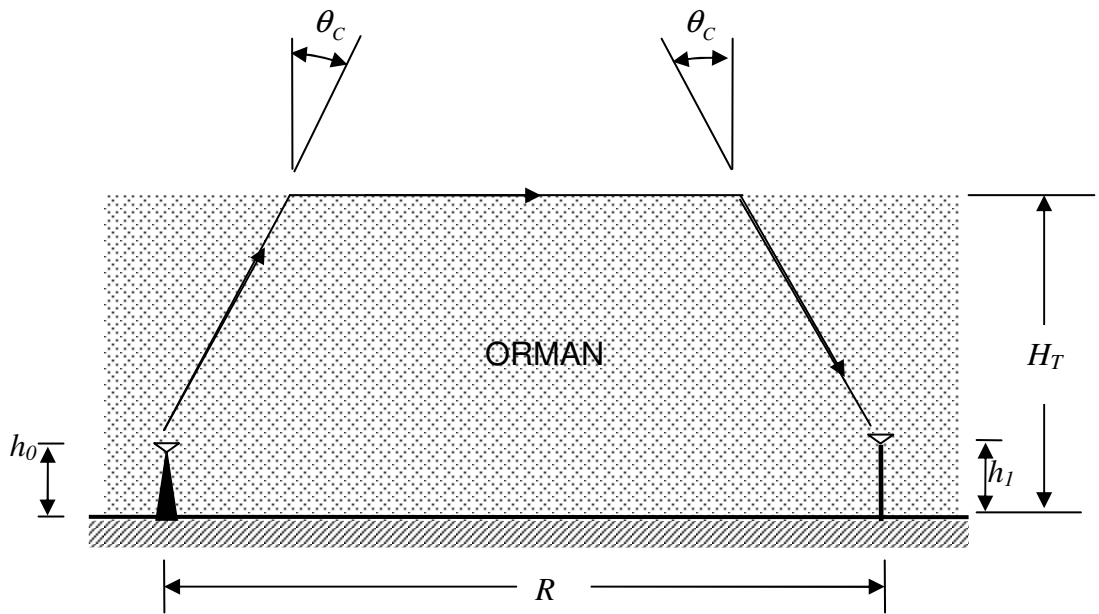
Yaprak ve dalların yönlenme dağılımlarından dolayı, yatay polarizeli dalgaların yapraklardan daha çok etkilenmeye meyilli olduğu buna karşılık dikey polarizeli dalgaların da dallardan daha çok etkilenmeye meyilli olduğu görülmüştür [21].

Genel olarak ormanlık bölgedeki alıcı ve verici antenleri arasındaki elektromanyetik dalga yayılımı, antenlerin her ikisinin de ağaçların arasında olduğu, aktarıcı anteninin ormanın dışında olduğu ve gezgin kullanıcının ormanın dışındaki açıklık bir bölgede olduğu durumlarına göre üç farklı kategoride incelenebilir.

6.3.1. Ormanın içinde bulunan gezgin birimden diğer bir gezgin birime yanal dalga yayılımı ve yapılan benzetim sonuçları

Alanların orman içerisinde büyük ölçüde zayıflamaya uğraması nedeniyle, orman içerisinde bulunan bir kullanıcı tarafından alınan işarete en büyük katkı hava ortamı gibi diğer yollardan gelmektedir. Orman içerisinde bulunan gezgin kullanıcıdan diğer bir gezgin kullanıcıya 2-200 MHz frekanslarında Tamir tarafından yapılan haberleşme işareti ölçümlerinin değerlendirilmesi sonucunda, alıcı ile verici arasında geniş bir mesafe bulunması durumunda

yayılım yolunun ana bölümünün orman örtüsünün üzerindeki hava bölgesinde uzandığı görülmüştür [22]. Bu yayılımı modellemek için Tamir, ormanı kompleks dielektrik sabite sahip kayıplı bir dielektrik katman olarak tarif etmiştir. Bu modelleme ile Tamir, gezgin kullanıcıdan gezgin kullanıcıya olan uzun mesafe yayılımlarının, Şekil 6.24'te görüldüğü gibi orman örtüsüne paralel olan ve havada yayılan yanal dalgalar ile gerçekleştiğini göstermiştir.



Şekil 6.24. Ormanın içinde gezgin birimden diğer bir gezgin birime yanal dalga yayılımı.

Şekil 6.24'te de görüldüğü gibi yanal dalga, vericiden ağaç üstlerine,

$$\theta_c = \arcsin(1/\sqrt{\epsilon_r}) \quad (6.20)$$

ile belirlenen θ_c kritik açısında bir ışının ulaşması ile başlatılır ve bu yanal dalga tekrar aynı kritik açıda ormana geri döner.

Zeminde oluşabilecek yansımaların ihmal edilmesiyle ve yatay R haberleşme mesafesinin ortamdaki dikey boyutlardan oldukça büyük olması durumunda Şekil 6.24'teki geometriye uygun yol kazancı ifadesi,

$$PG = \left(\frac{1}{|\chi|} \right)^2 \left(\frac{\lambda}{2\pi R} \right)^4 \exp(2Sk \operatorname{Im} \{\sqrt{\chi}\}) \quad (6.21)$$

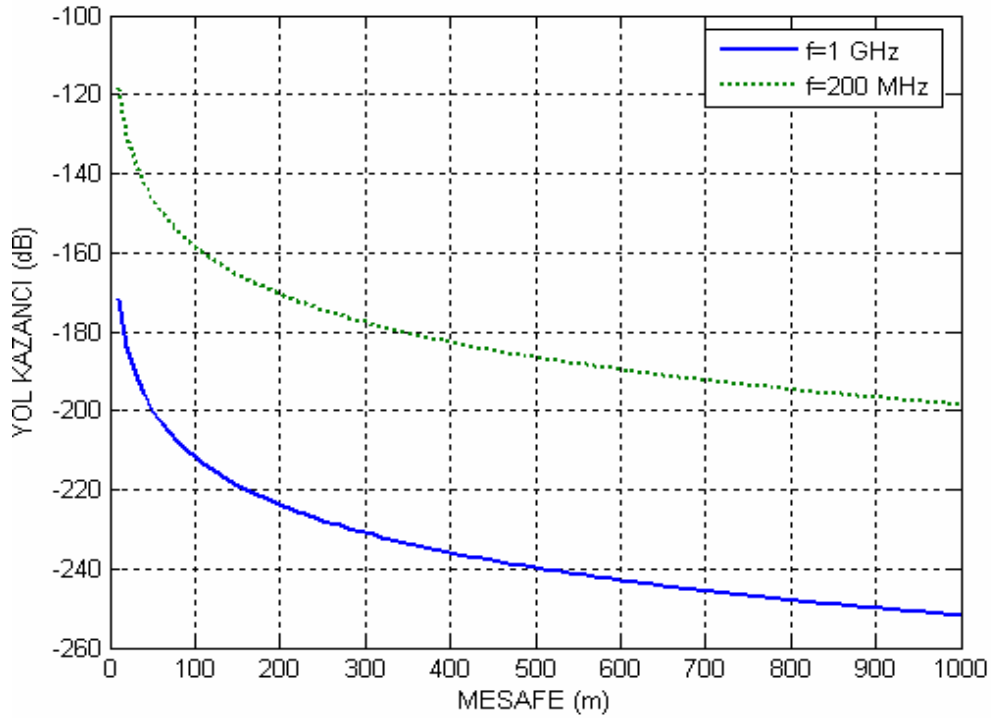
olarak verilir [1, 21]. Burada;

$$S = (H_T - h_0) + (H_T - h_1) \quad (6.22)$$

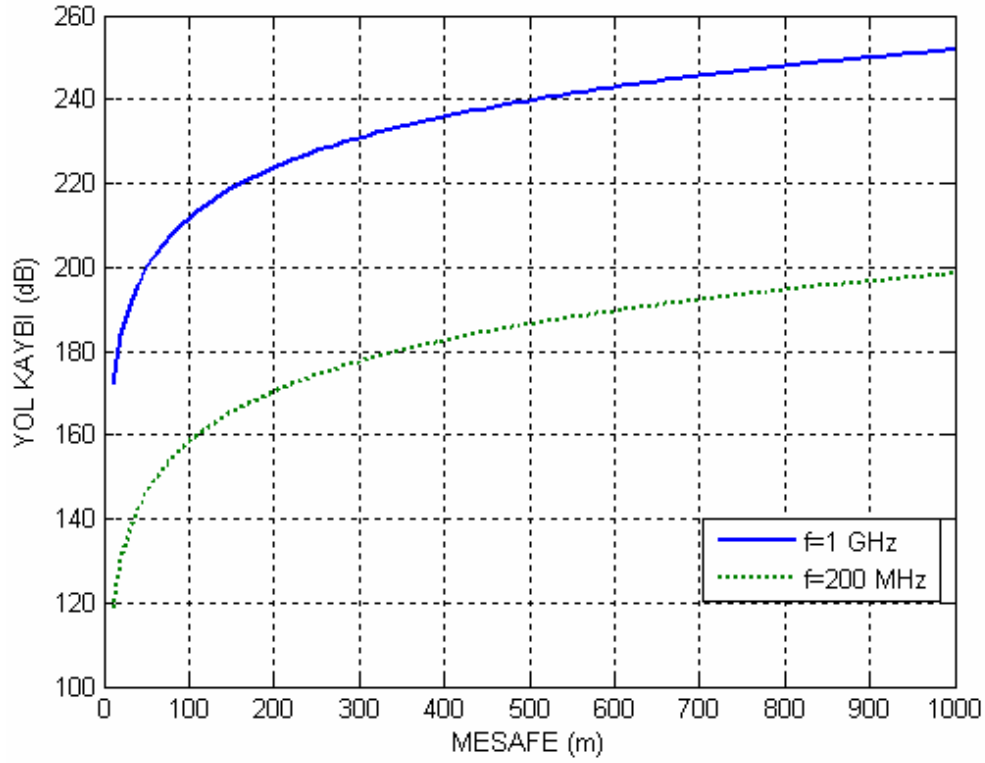
olarak verilen ve Şekil 6.24'teki geometriye uygun olarak gezgin kullanıcılardan orman örtüsü üstüne olan dikey mesafelerin toplamıdır.

Eş. 6.21 incelendiğinde, alınan işaretin $1/R^4$ ile orantılı olarak eğim indeksi $n=4$ 'e karşılık gelecek şekilde azaldığı görülmektedir.

Eş. 6.21 kullanılarak yapılan benzetim (Bkz. EK-3) sonucu elde edilen yol kazancı grafiği Şekil 6.25'te ve yol kazancının ters işaretlisi alınarak elde edilen yol kaybı grafiği ise Şekil 6.26'da 1 Ghz ve 200 MHz frekansları için ayrı ayrı olarak verilmiştir.



Şekil 6.25. Ormanın içinde gezgin birimden diğer bir gezgin birime doğru olan yayılım için yol kazancı değişimi.



Şekil 6.26. Ormanın içinde gezgin birimden diğer bir gezgin birime doğru olan yayılım için yol kaybı değişimi.

Yapılan benzetimde; $\kappa = \kappa' - j\kappa''$ formundaki dalga sayısı sapması değerleri Şekil 6.22 ve Şekil 6.23'te verilen grafikler kullanılarak 1 GHz frekansı için $\kappa' = 0,28$ ve $\kappa'' = 0,104$ olarak, 200 MHz frekansında ise $\kappa' = 0,057$ ve $\kappa'' = 0,089$ olarak alınmıştır. Ayrıca simetrik ve uzunluğu 1 km olarak alınan link için, $H_T - h_0$ ve $H_T - h_1$ değerlerinin her ikisi de 10 m olarak alınmıştır.

Şekil 6.25 incelendiğinde yol kazancının mesafe ile hızlı bir şekilde azaldığı ve bu azalmanın yüksek frekanslarda, dalga boyunun küçük olması nedeniyle, daha da fazla olduğu görülmektedir.

Link sonundaki alınan işarete bakıldığında yol kaybının 200 Mhz için 198,48 dB, 1 GHz için ise 251,8 dB olduğu görülmektedir. Bu değerlerin binaların bulunduğu arazideki yol kayıplarından çok daha fazla olduğu, yani ormanın içindeki ağaçların işareti ne kadar büyük ölçüde zayıflattığı görülmektedir.

Burada kullanılan modellemenin özellikle yüksek frekanslara uygulanmasında bazı hususlara dikkat edilmesi gereklidir. Yüksek frekanslara çıkıldıkça, ortalama alanın dağınık alanlara baskın olduğu ormanın içine doğru olan ve

$$l_c = (H_T - h_m) / \cos \theta_c \quad (6.23)$$

ile verilen kritik açı ışını uzunluğu mesafelerinin dışına çıkmış olunabilir. Bu durumda dağınık alanları hesaba katmak gerekir ve hesaplamalar daha karışık hale gelir. Ormanın bağıl dielektrik sabiti 1'den biraz büyük bir değer olduğundan (benzetimde her iki frekans için $\text{Re}\{\epsilon_r\} = 1,0269$), Eş. 6.20 ile belirlenen kritik açı değeri 90^0 'ye yakın olur (benzetimde her iki frekans için $\theta_c = \arcsin(1/\sqrt{1,0269}) = 80,7^0$).

Yapılan benzetimde her iki frekans için Eş. 6.23'den hesaplanan kritik açı ışını uzunluğu değerleri yaklaşık olarak 62 m çıkmaktadır. Yapılan benzetime de uygun olarak yılanmış bir ormanda ağaç yükseklikleri 10 m civarında olabilmektedir. Yani bu durumda kritik açı ışını uzunluğu 60 m'den fazla olmaktadır. 1 GHz frekansında Eş. 6.18'den hesaplanan d_s katman derinliğinin değeri 9,6154 m çıkmaktadır. Bu durumda 1 GHz frekansı için benzetimde ele alınan $H_T - h_I = 10$ m'lik dikey mesafe değeri, yaklaşık 10 m olan d_s katman derinliğinin değeri sınırında bulunmaktadır. Frekans arttıkça d_s katman derinliğinin değeri 10 m'nin iyice aşağısına düşecek ve bu durumda artık dağınık alanlar daha baskın olmaya başlayacaktır. Örneğin 2 GHz frekansı için d_s katman derinliği 6,66 m olarak hesaplanmakta ve benzetimde incelenen orman geometrisi ele alındığında hesaplamalara daha baskın olan dağınık alanların da katılması gerekmektedir.

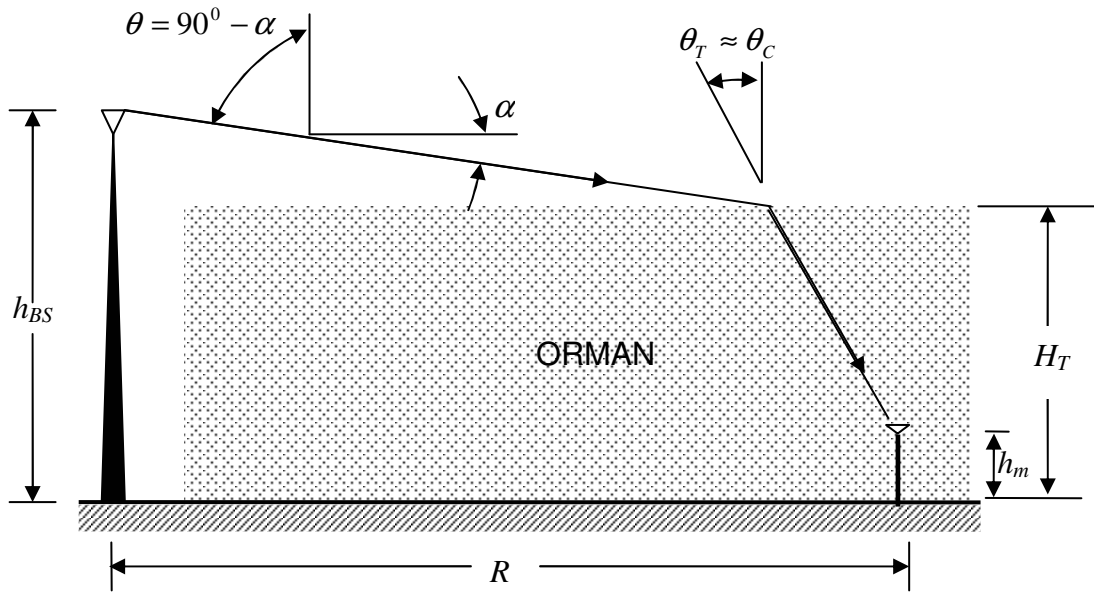
6.3.2. Ormanın içindeki bir kullanıcıya doğru olan yayılımdaki kırılmaya uğramış yol ve yapılan benzetim sonuçları

Şekil 6.27'de görüldüğü gibi, aktarıcı anteni ağaç seviyesinin üzerinde olacak şekilde konumlandırılırsa ($h_{BS} > H_T$) ve yatay haberleşme mesafesi yeterince

büyük seçilirse bu durumda yol kazancı; serbest uzay yol kazancı, orman örtüsü içerisine iletim ve ormanın üst bölümü ile kullanıcı arasındaki mesafedeki zayıflama etkileri hesaba katılarak bulunabilir. Bu durumda yol kazancı ifadesi,

$$PG = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 |T|^2 \exp \left[2(H_T - h_m) k \operatorname{Im} \left\{ \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta} \right\} \right] \quad (6.24)$$

olarak verilmektedir [1]. Burada θ geliş açısıdır ve Şekil 6.27’de görüldüğü gibi dikeyle yapılan açıdır.



Şekil 6.27. Ormanın içindeki bir kullanıcıya doğru olan yayılımdaki kırılmaya uğramış yol.

Eş. 6.24’te, yatay haberleşme mesafesi yeterince büyük seçilerek ve yol kazancı hesabında karşımıza çıkabilecek uzaysal parametreler dikkate alınarak ilave yaklaşıklar yapılabilir. İşaretlin orman örtüsüne girişindeki θ_r iletim açısı için EK-1’de verilen Snell Yasası kullanılacak olursa, Şekil 6.27’de görülen α bakış açısının küçük olduğu durumlar için,

$$\cos \theta = \sin \alpha \ll 1$$

$$\cos \theta_T = \sqrt{1 - \frac{1}{\varepsilon_r} \sin^2 \theta} = \sqrt{1 - \frac{1}{\varepsilon_r} \cos^2 \alpha} \approx \sqrt{1 - \frac{1}{\varepsilon_r}} \quad (6.25)$$

ifadeleri yazılabilir.

Eş. 6.25 ile birlikte EK-1 Eş. 1.3 ve EK-1 Eş. 1.5 iletim katsayısı ifadelerinin kullanılması ile TE ve TM polarizasyonları için

$$\begin{aligned} T_E &= \frac{2 \cos \theta}{\cos \theta + \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_T} = \frac{2 \sin \alpha}{\sin \alpha + \sqrt{\varepsilon_r - 1}} \\ T_H &= \frac{2 \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta}{\sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta + \cos \theta_T} = \frac{2 \varepsilon_r \sin \alpha}{\varepsilon_r \sin \alpha + \sqrt{\varepsilon_r - 1}} \end{aligned} \quad (6.26)$$

yaklaşıklıkları elde edilebilir.

$|\varepsilon_r - 1| > 0,01$ ve $\sqrt{\varepsilon_r - 1} > 0,1$ olmasından dolayı, Eş. 6.26'daki paydada bulunan $\sin \alpha$ terimi ihmal edilebilir. Ayrıca $0,1 > |\varepsilon_r - 1|$ olduğundan, Eş. 6.26'daki pay kısmında $\varepsilon_r \sin \alpha \approx \sin \alpha$ yaklaşıklığı yapılabilir. Bu yaklaşıklıklar ile her iki polarizasyondaki iletim katsayıları aynı olur ve

$$T = \frac{2 \sin \alpha}{\sqrt{\varepsilon_r - 1}} \approx \frac{2(h_{BS} - H_T)}{R\sqrt{\chi}} \quad (6.27)$$

ile verilen yaklaşıklık ile ifade edilirler. Eş. 6.27'nin kullanılması ve Eş. 6.24'teki terimlerde $\sin^2 \theta \approx 1$ kabul edilmesi ile yol kazancı ifadesi,

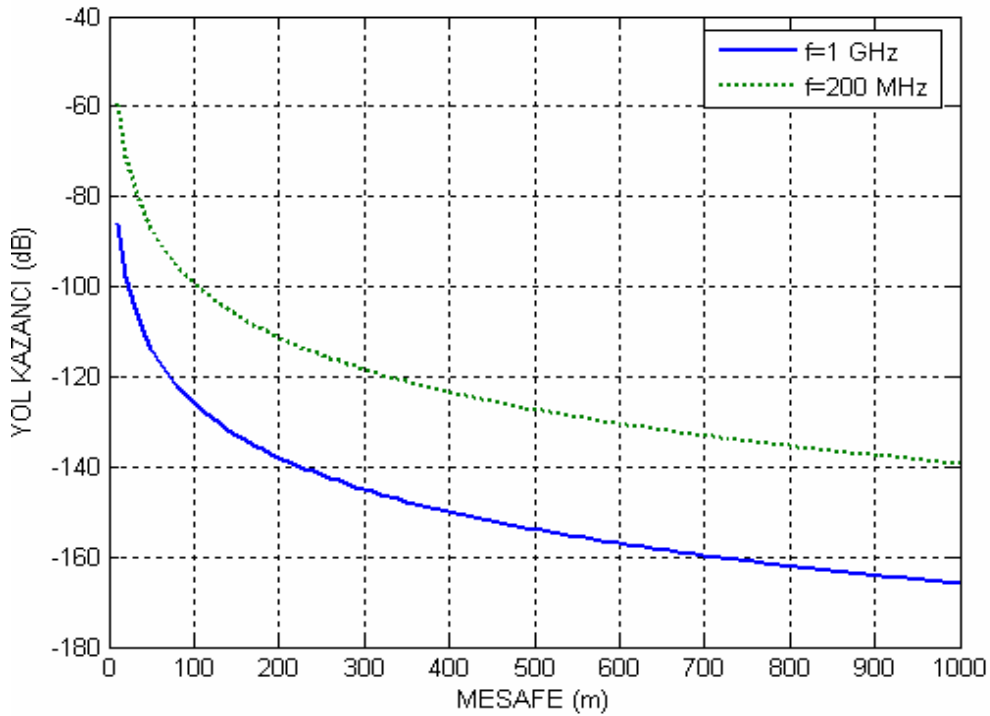
$$PG = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \frac{4}{R^4} \frac{(h_{BS} - H_T)^2}{|\chi|} \exp[2(H_T - h_m)k \operatorname{Im}\{\sqrt{\chi}\}] \quad (6.28)$$

olarak bulunmuş olur. Eş. 6.28 kullanılarak yapılan benzetim (Bkz. EK-3) sonucu elde edilen yol kazancı grafiği Şekil 6.28'de ve yol kazancının ters

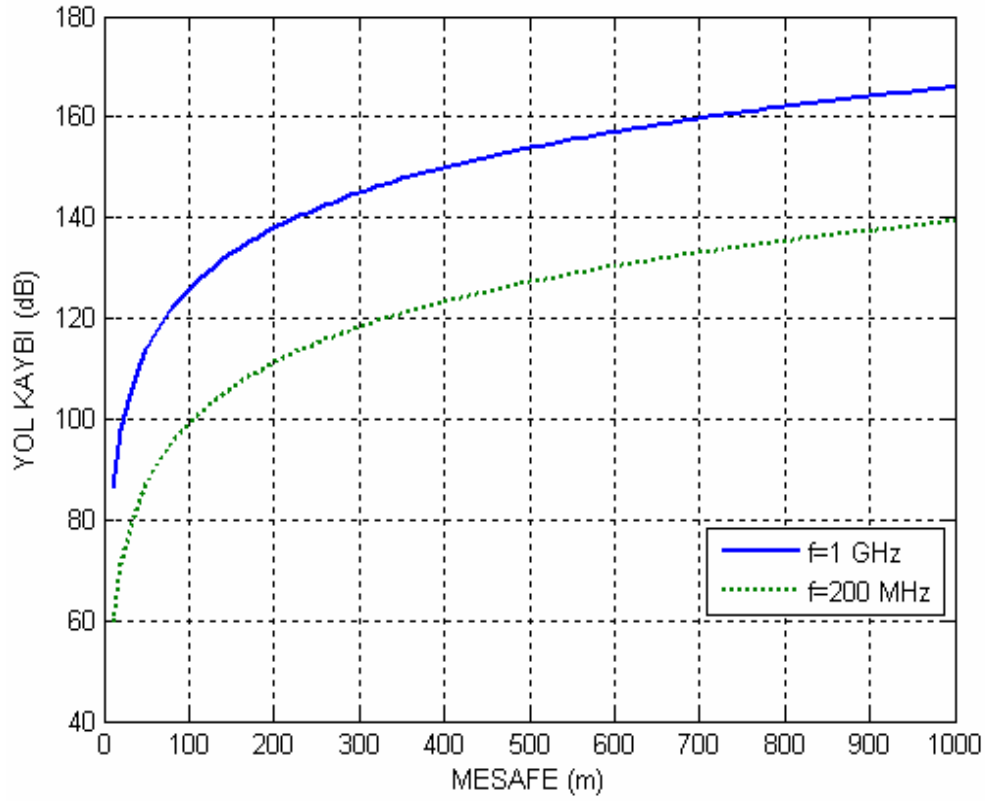
işaretlisi alınarak elde edilen yol kaybı grafiği ise Şekil 6.29'da 1 Ghz ve 200 MHz frekansları için ayrı ayrı olarak verilmiştir.

Yapılan benzetimde; $\kappa = \kappa' - j\kappa''$ formundaki dalga sayısı sapması değerleri Şekil 6.22 ve Şekil 6.23'de verilen grafikler kullanılarak 1 GHz frekansı için $\kappa' = 0,28$ ve $\kappa'' = 0,104$ olarak, 200 MHz frekansında ise $\kappa' = 0,057$ ve $\kappa'' = 0,089$ olarak alınmıştır. Ayrıca Şekil 6.27'ye uygun olarak yapılan benzetimde aktarıcı ile gezgin kullanıcı arası yatay uzaklık 1 km, $h_{BS} - H_T = 10$ m ve $H_T - h_m = 10$ m olarak alınmıştır.

Şekil 6.28 incelendiğinde yol kazancının mesafe ile hızlı bir şekilde azaldığı ve bu azalmanın yüksek frekanslarda, dalga boyunun küçük olması nedeniyle, daha da fazla olduğu görülmektedir. Ancak bu azalmanın bir önceki benzetimde Şekil 6.25'de verilen yol kazancı değişiminden daha az olduğu görülmektedir. Çünkü artık işaretin büyük bir kısmı ormanın dışında yayılmaktadır.



Şekil 6.28. Ormanın içindeki bir kullanıcıya doğru olan yayılımdaki yol kazancının değişimi.



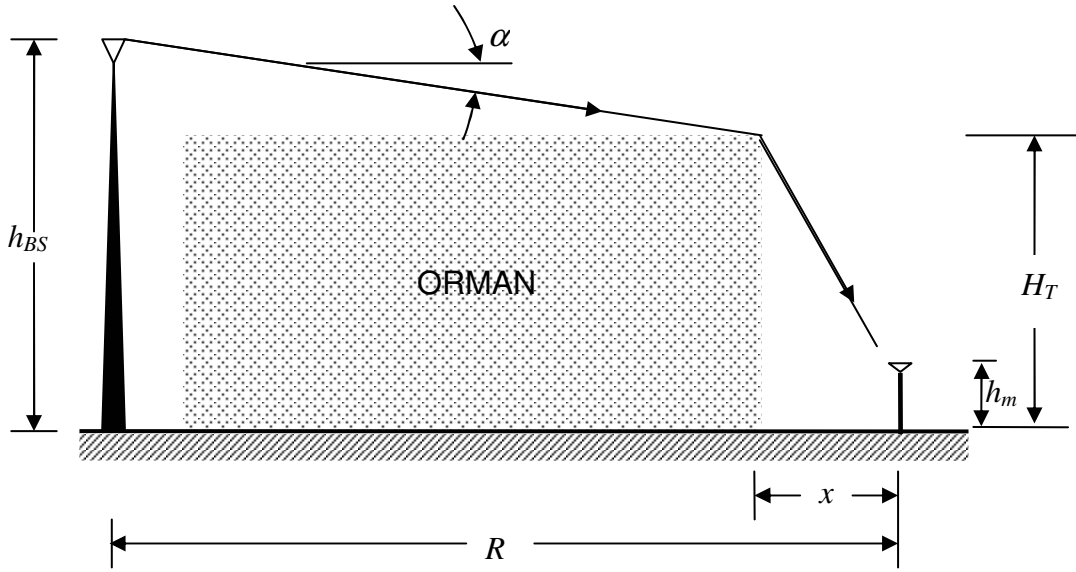
Şekil 6.29. Ormanın içindeki bir kullanıcıya doğru olan yayılımdaki yol kaybının değişimi.

Link sonundaki alınan işarete bakıldığında yol kaybı 200 Mhz için 139,24 dB, 1 GHz için ise 165,9 dB olarak hesaplanmaktadır. Bir önceki benzetim sonuçlarıyla karşılaştırıldığında burada yol kaybının 1 GHz frekansı için 85,9 dB, 200 MHz frekansı için 59,24 dB daha az olduğu görülmektedir. Buradaki yol kaybı değerlerinin, binaların bulunduğu arazideki yol kayıplarından hala daha fazla olduğu anlaşılmaktadır.

Eş. 6.21 ifadesi, aktarıcı anteninin, ormanın içerisinde kalmak koşuluyla, ağaç örtüsü üst çizgisine çıkarılmasına kadar geçerliliğini korumaktadır. Ancak aktarıcı anteni, ağaç örtüsünün bir kaç dalga boyu üzerine çıkması durumunda Eş. 6.21 geçerliliğini kaybetmekte ve artık Eş. 6.28 ifadesi geçerli olmaktadır [1,23].

6.3.3. Orman dışındaki açıklık bir bölgede bulunan kullanıcılar arası yayılım ve yapılan benzetim sonuçları

Şekil 6.30'da gösterilen ve orman dışındaki açıklık bir bölgede bulunan kullanıcıya doğru olan yol kayıplarının modellenmesinde, ormanın kenarlarında oluşan kırınıma uğramış alanlar dikkate alınır.



Şekil 6.30. Orman dışındaki açıklık bir bölgede bulunan kullanıcıya doğru orman üzerinden gerçekleşen yayılımdaki kırınıma uğramış yol.

Bu yaklaşım LaGrone tarafından önerilmiştir. LaGrone yaptığı ölçümlerde; 82 MHz-2,95 GHz frekans aralığında yatay polarizeli elektrik alana sahip işaretler için orman kenarlarının kırınıma uğratan bıçak sırtı olarak davrandığını gözlemlemiştir [24].

İletişim mesafesi R 'nin yeterince geniş seçilmesi ve Şekil 6.30'da verilen geometriye uygun olarak yapılan ilave bazı yaklaşıklıklar sonucunda yol kazancı ifadesi,

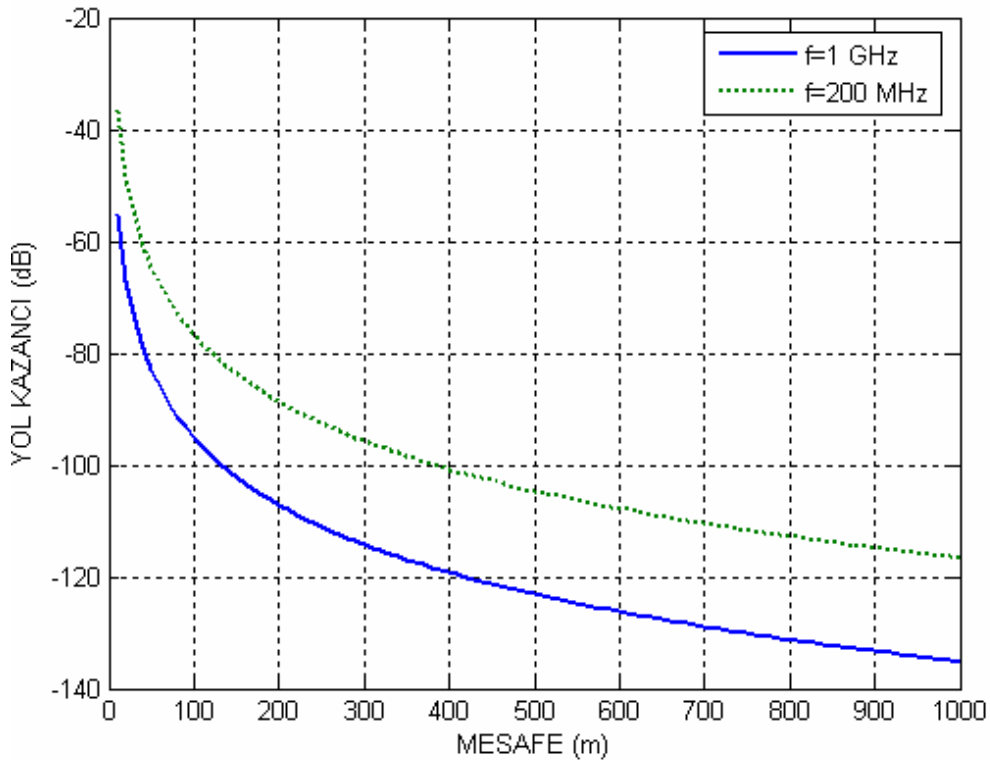
$$PG = \frac{\lambda^3}{(2\pi)^4} \frac{1}{R^4} \frac{(h_{BS} - H_T)^2}{\rho \theta^2 |\chi|} \approx \frac{\lambda^3}{(2\pi)^4} \frac{1}{R^4} \frac{\rho}{|\chi|} \frac{(h_{BS} - H_T)^2}{(H_T - h_m)^2} \quad (6.29)$$

olarak verilmektedir [1]. Eş. 6.29'daki ρ ifadesi kullanıcı ile ormanın üst köşesi arasındaki mesafeyi göstermekte olup,

$$\rho = \sqrt{x^2 + (H_T - h_m)^2} \quad (6.30)$$

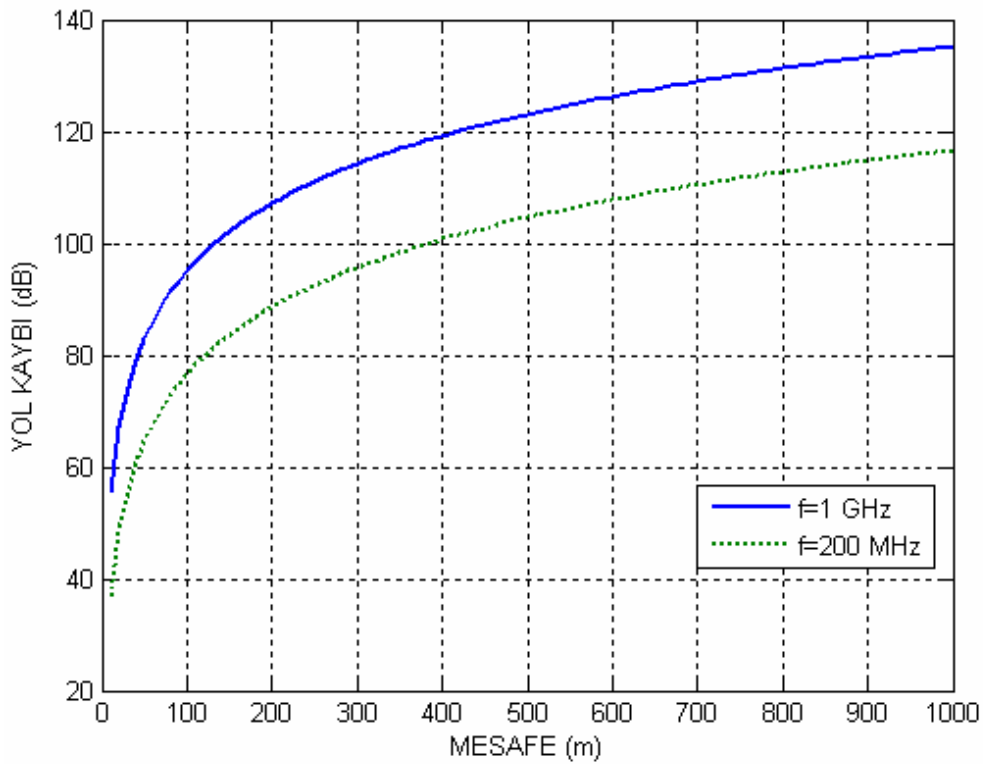
şeklinde hesaplanır. Eş. 6.29 incelendiğinde, önceki iki orman benzetiminde de olduğu gibi, alınan işaretin mesafeye olan bağımlılığı $1/R^4$ ile orantılı olmaktadır.

Eş. 6.29 kullanılarak yapılan benzetim (Bkz. EK-3) sonucu elde edilen yol kazancı grafiği Şekil 6.31'de ve yol kazancının ters işaretlisi alınarak elde edilen yol kaybı grafiği ise Şekil 6.32'de 1 GHz ve 200 MHz frekansları için ayrı ayrı olarak verilmiştir.



Şekil 6.31. Orman dışındaki açıklık bir bölgede bulunan kullanıcılar arası yayılımda yol kazancının değişimi.

Yapılan benzetimde; $\kappa = \kappa' - j\kappa''$ formundaki dalga sayısı sapması değerleri Şekil 6.22 ve Şekil 6.23’de verilen grafikler kullanılarak 1 GHz frekansı için $\kappa' = 0,28$ ve $\kappa'' = 0,104$ olarak, 200 MHz frekansında ise $\kappa' = 0,057$ ve $\kappa'' = 0,089$ olarak alınmıştır. Ayrıca Şekil 6.30’a uygun olarak yapılan benzetimde aktarıcı ile gezgin kullanıcı arası yatay uzaklık 1 km, $h_{BS} - H_T = 10$ m ve $x = 50$ m olarak alınmıştır.



Şekil 6.32. Orman dışındaki açıklık bir bölgede bulunan kullanıcılar arası yayılımında yol kaybının değişimi.

Şekil 6.31 incelendiğinde orman için yapılan diğer benzetim sonuçlarına benzer şekilde yol kazancının mesafe ile hızlı bir şekilde azaldığı ve bu azalmanın yüksek frekanslarda, dalga boyunun küçük olması nedeniyle, daha da fazla olduğu görülmektedir. Ancak bu azalmanın bir önceki benzetimde Şekil 6.28’de verilen yol kazancı değişiminden daha az olduğu görülmektedir. Çünkü artık işaretin tamamı ormanın dışında yayılmakta ve sadece kullanıcı öncesinde ormanın köşesinde bir kırınım oluşmaktadır.

Link sonundaki alınan işarete bakıldığında yol kaybı 200 Mhz için 116,629 dB, 1 GHz için ise 135,119 dB olarak hesaplanmaktadır. Bir önceki benzetim sonuçlarıyla karşılaştırıldığında burada yol kaybının 1 GHz frekansı için 30,78 dB, 200 MHz frekansı için 22,61 dB daha az olduğu görülmektedir. Burada orman, kullanıcı öncesinde binaların köşelerinde oluşan kırınım benzer bir etki yapmaktadır.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Kablosuz haberleşme sistemlerinin kurulmasında, ortamın kanal işaret karakteristiklerinin elde edilmesi, dalga yayılımının belli parametrelere göre hızlı ve yeterli doğrulukta değerlendirilmesi önem arz etmektedir.

Bu çalışmada yol kaybı hesabı için elektromanyetik dalga yayılımı olayı; binaların düz bir arazi veya bir tepe üzerinde bulunması durumuna göre ve kullanıcının ormanlık bir bölgede bulunması durumuna göre incelenmiştir.

Emici yarı-ekranlar dizisi olarak tanımlanan binaların, arazi eğimine dik olan ve birbirine paralel olan sokaklar ile eşit aralıklara ayrılan saflar üzerinde bulunduğu kabul edilmiştir.

Metot olarak doğrusal ışın optiği teorisi esas alınarak yapılan inceleme ile elde edilen nümerik sonuçların, deneysel ölçüm sonuçlarına yakın olduğu ve genel olarak diğer yol kaybı yöntemlerinden elde edilen sonuçlara göre daha iyi olduğu görülmüştür. Dolayısıyla, yayılımın bina safları üstünden gerçekleştiği kabulünün yardımı ile elde edilen modellemenin tutarlılığı gösterilmiştir.

Coğrafi fiziksel şartların etkisini incelemek üzere aktarıcı ile gezgin kullanıcı arasına bir tepenin girdiği arazi modelleri incelenmiş, yayılımdaki doğrudan yolu engelleyen tepenin üzerindeki kırınım olayının ve tepe yüzeyinde oluşan kayıpların, tepenin silindirik bir yüzey olarak ele alınması ve sürünen dalga yaklaşımının kullanılmasıyla açıklanabileceği gösterilmiştir.

Elektromanyetik dalgaların ağaçlar arasından geçişteki zayıflaması özellikle kent dışı bölgelerde ve askerî haberleşme sistemlerinde çok önemlidir. Bu tür ortamlar için orman örtüsü, kompleks dielektrik sabite sahip bir katman olarak modellenmiş, bu kapsamda bir ormanın içinde veya orman içerisinde açıklık bir bölgede bulunan kullanıcı için kırılma ve kırınım varsayımları kullanılarak yol kaybı hesaplamaları yapılmış ve sonuçlar değerlendirilmiştir.

Yapılan benzetim çalışmaları kapsamında, haberleşmenin kanalının özelliklerine bağlı olarak belirlenebilecek olan aktarıcı anten yüksekliği, aktarıcı ile kullanıcı arası mesafe, arazi profili, kullanıcı anteni yüksekliği, ortalama bina yüksekliği, ortalama sokak genişliği, kullanılan haberleşme işaretinin frekansı, orman özellikleri vb. parametrelere göre dalga yayılım kaybının hızlı ve esnek bir şekilde hesaplanabileceği gösterilmiştir.

Ancak elde edilen sonuçlar hızlı ve esnek olmakla birlikte her zaman gerçek sonuçlara çok yakın olmayabilmektedir. Tutarlı hesaplamaların yapılabilmesi için model sınırlamalarına uyulması, üzerinde çalışılan ortamın iyi modellenmesi ve ortam parametrelerinin gerçeğe uygun olarak hesaplamalara dahil edilmesi önem arz etmektedir.

Ayrıca yapılan benzetim sonuçları, silindirik tepe üzerindeki sürünen dalga yaklaşımında tepe doruğu civarındaki geçiş bölgesinde elde edilen değerlerin ve çok küçük geliş açıları için hesaplanan çoklu kırınım kayıplarının biraz düzeltilmesine ihtiyaç duyulduğunu göstermiştir.

Çok daha doğru yol kaybı hesaplamalarının yapılabilmesi için ışın izleme (ray tracing) tekniğine bağlı yöntemler kullanılabilir. Ancak bu tür yöntemler; hesaplama için uzun süren ve çok karmaşık olan programlar gerektirmekte, program için ortama ait üç boyutlu sayısal harita ve detaylı bina yapısı verilerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu yüzden ışın izleme tekniği daha çok mikro hücrelerde tercih edilebilir. Asıl ele alınan 1-20 km mesafesindeki makro hücrelerdeki yol kaybı değerlendirmesinde bu çalışmada anlatılan yöntemlerin çok daha uygun ve pratik olacağı değerlendirilmektedir.

Kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılan frekansların büyük değerlere ulaşmasıyla birlikte, bu çalışmada önerilen yöntemlerden ziyade yayılımın doğrusal olmayan ışın teknikleriyle modellenmesi daha uygun olacaktır.

KAYNAKLAR

1. Bertoni H.L., "Radio Propagation for Modern Wireless Systems", **Prentice Hall PTR**, N.J., 16-17, 25, 62-69, 85-97, 104, 107-120, 141-156, 187-208 (2000).
2. Stüber G.L., "Principles of Mobile Communication 2nd ed.", **Kap**, Atlanta, 16-21, 104-110 (2001).
3. Okumura Y., Ohmori E., Kawano T., Fukuda K., "Field strength and its variability in VHF and UHF land-mobile radio service", **Rev.Elect. Commun. Lab.**, 16 (9-10): 825-873 (1968).
4. Hata M., "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services", **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, 29 (3): 317-325 (1980).
5. Walfisch J., Bertoni H.L., "A theoretical model of UHF propagation in urban environments", **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, 36 (12):1788–1796 (1988).
6. Bertoni H.L., Honcharenko W., Maciel L.R., Xia H.H., "UHF propagation prediction for wireless personal communications", **Proc.IEEE**, 82 (9): 1333-1359 (1994).
7. Felsen L.B. and Marcuvitz N., "Radiation and Scattering of Waves", **Prentice-Hall**, NJ, 639-660, 674-684 (1973).
8. Maciel L.R., Bertoni H.L., "Theoretical prediction of slow fading statistics in urban environments", **IEEE ICUPC'92 conference**, 01 (01): 1-4 (1992).
9. Xia H.H., Bertoni H.L., "Diffraction of cylindrical and plane waves by an array of absorbing half screens", **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, 40: 170-177 (1992).
10. Boersma J., "On certain multiple integrals occurring in a waveguide scattering problem", **SIAM J.Math.Anal.**, 9: 377-393 (1978).
11. Ott G.D., Plitkins A., "Urban path-loss characteristics at 820 MHz", **IEEE Trans. Veh.Technol.**, 27 (4): 189-197 (1978).
12. ERTÜRK, H.C., "Kablosuz haberleşme sistemlerinde yayılım analizi ve modellenmesi", Yüksek Lisans Tezi, **Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Ankara, 120-122 (2004).
13. Bullington K., "Radio propagation for vehicular communications", **IEEE Trans. Veh.Technol.**, 26: 295-308 (1977).

14. Luebbers R.J., "Finite conductivity uniform GTD versus knife edge diffraction in prediction of propagation path loss", **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, 32 (1): 70-76 (1984).
15. Lampard G., Vu-Dinh, T., "The effect of terrain on radio propagation in urban microcells," **IEEE Trans. Veh. Technol.**, 42: 314-317 (1993).
16. Piazzzi L., Bertoni H.L., "A path loss formulation for wireless applications considering terrain effects for urban environments", **Proc. IEEE-VTC'98 Conference**, Polytechnic Univ. Brooklyn, 159-163 (1998).
17. Piazzzi L., Bertoni H.L., "Effect of terrain on path loss in urban environments for wireless applications", **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, 46 (8): 1138-1147 (1998).
18. Al-Nuaimi, Hammoudeh A.M., "Measurements and predictions of attenuation and scatter of microwave signals by trees", **IEE Proc. Microwave Antennas Propagat.**, 141: 70-76 (1994).
19. Whitman G.M., Schwering F., Triolo A.A., Cho N.Y., "A transport theory of pulse propagation in a strongly forward scattering random medium", **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, 44 (1): 118-128 (1996).
20. Torrico S.A., Bertoni H.L., Lang R.H., "Modeling tree effects on path loss in a residential environment", **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, 46 (6): 872-880 (1998).
21. Torrico S.A., "Theoretical modeling of foliage effects on path loss for residential environments", Doktora Tezi, **George Washington University**, Washington D.C., 58, 74-76, 83 (1998).
22. Tamir T., "On radio-wave propagation in forest environments", **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, 15 (6): 806-817 (1967).
23. Dence D., Tamir T., "Radio loss of lateral waves in forest environments", **Radio Science**, 4 (4): 307-318 (1969).
24. LaGrone A.H., "Propagation of VHF and UHF electromagnetic waves over a grove of trees in full leaf", **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, 25 (6): 866-869 (1977).
25. Balanis C.A., "Advanced Engineering Electromagnetics, **Wiley**, New York, 180-206, 570-602 (1989).
26. Kraus J.D., "Antennas 2nd ed.", **McGraw-Hill**, New York, 60 (1988).

27. Damosso E, "Digital Mobile Radio Towards Future Generation Systems: COST 231 Final Report", **European Commission**, 134-139 (1998).
28. Ikegami F., Yoshida S., Umehira M., "Propagation factors controlling mean field strength on urban streets" **IEEE Trans. on Antennas and Propagation**, 32 (8): 822-829 (1984).

EKLER

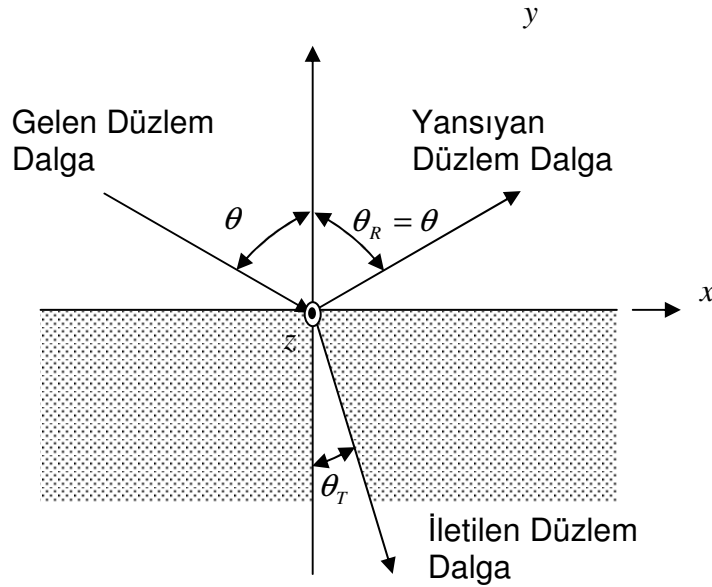
EK-1 Düzlem dalga için Snell yasası eşitlikleri

Bir ortamda yayılmakta olan düzlem dalga farklı özellikli bir ortama sahip bir sınır ile karşılaştığında, düzlem dalganın bir kısmı geldiği ortama doğru geriye yansımakta, bir kısmı ise kırılarak yeni ortama giriş yapmaktadır. Yayılımın yönü ile yansıyan ve iletilen düzlem dalgaların genliği iki ortam arasındaki ara yüzeydeki sınır koşulları tarafından belirlenir [25].

Genel olarak dalga daha yoğun bir ortama girdiğinde normale yaklaşarak kırılmaktadır. Bu olay EK-1 Şekil 1.1'de verilen geometriye uygun olarak düzlem dalgalar için optikte kullanılan Snell Yasası'na benzer olarak,

$$\sin \theta = \sin \theta_R = \sqrt{\epsilon_r} \sin \theta_T \quad (1.1)$$

şeklinde verilir [1]. Burada θ geliş açısı, θ_R yansıma açısı ve θ_T ise iletim açısıdır. EK-1 Şekil 1.1'den de görüleceği gibi $\theta = \theta_R$ 'dir. Snell yasasının yardımıyla kırılan ve yansıyan dalgaların genlikleri hesaplanabilir.



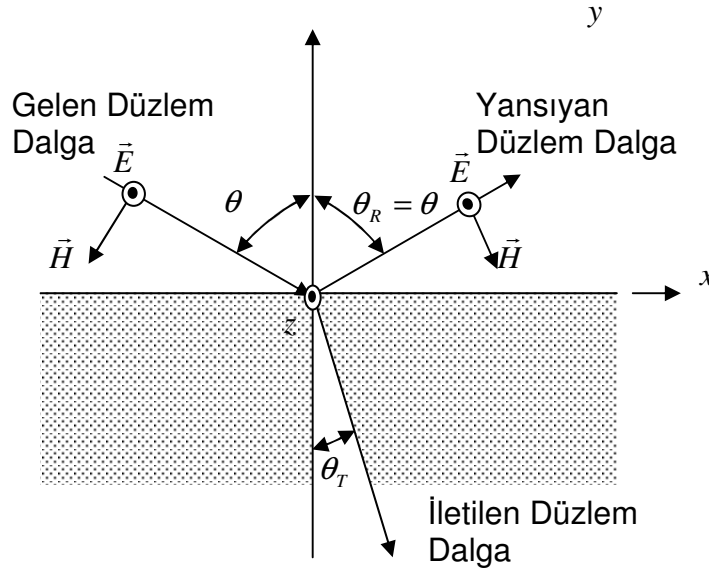
Şekil 1.1. Düzlem dalganın yansıması ve iletimi olayı.

EK-1 (Devam) Düzlem dalga için Snell yasası eşitlikleri

Gelen düzlem dalga için iki farklı polarizasyon mümkün olabilir ve bu polarizasyon durumları farklı olarak ele alınmaktadır. Polarizasyonlardan biri enine elektrik (TE) veya yatay polarizasyon olarak isimlendirilir ve burada elektrik alan geliş düzlemine eninedir. Diğer polarizasyon ise enine manyetik veya dikey polarizasyon olarak isimlendirilir ve burada ise manyetik alan geliş düzlemine eninedir.

TE (Yatay) Polarizasyonu İçin Yansıma ve İletim Katsayıları

TE polarizasyonu için elektrik ve manyetik alan yönleri ile yansıma ve iletim geometrisi EK-1 Şekil 1.2'de gösterilmiştir.



Şekil 1.2. TE polarizasyonlu düzlem dalganın yansıması ve iletimi olayı.

TE polarizasyonlu düzlem dalganın elektrik alanına ait yansıma katsayısı,

$$\Gamma_E = \frac{\cos \theta - \sqrt{\epsilon_r} \cos \theta_T}{\cos \theta + \sqrt{\epsilon_r} \cos \theta_T} \quad (1.2)$$

eşitliği ile ve iletim katsayısı ise,

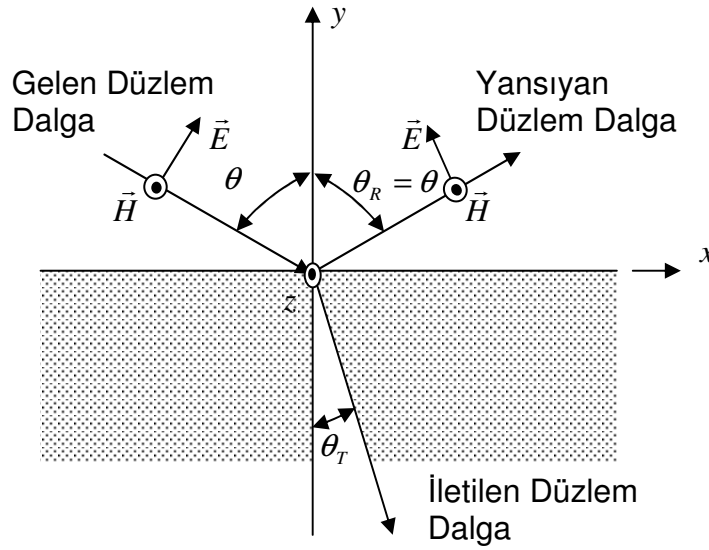
EK-1 (Devam) Düzlem dalga için Snell yasası eşitlikleri

$$T_E = 1 + \Gamma_E = \frac{2 \cos \theta}{\cos \theta + \sqrt{\epsilon_r} \cos \theta_T} \quad (1.3)$$

eşitliği ile hesaplanabilmektedir [1].

TM (Dikey) Polarizasyonu İçin Yansıma ve İletim Katsayıları

TM polarizasyonu için elektrik ve manyetik alan yönleri ile yansıma ve iletim geometrisi EK-1 Şekil 1.3'te gösterilmiştir.



Şekil 1.3. TM polarizasyonlu düzlem dalganın yansıması ve iletimi olayı.

TM polarizasyonlu düzlem dalganın manyetik alanına ait yansıma katsayısı,

$$\Gamma_H = \frac{\sqrt{\epsilon_r} \cos \theta - \cos \theta_T}{\sqrt{\epsilon_r} \cos \theta + \cos \theta_T} \quad (1.4)$$

şeklinde ve iletim katsayısı ise

EK-1 (Devam) Düzlem dalga için Snell yasası eşitlikleri

$$T_H = 1 + \Gamma_H = \frac{2\sqrt{\epsilon_r} \cos \theta}{\sqrt{\epsilon_r} \cos \theta + \cos \theta_T} \quad (1.5)$$

olarak hesaplanabilmektedir [1].

EK-2 Antenler ve Işınlım

Antenler; verici devresi tarafından üretilen akım ve gerilimi tüm uzaya yayılan elektromanyetik alanlara çevirmek ve alıcı tarafında ise elektromanyetik alanları tekrar akım ve gerilime çevirmek için kullanılırlar. Saçılmaya ve yansımaya sebep olacak malzeme sınırlarının olmaması durumunda alanlar, genliği mesafe ile ters orantılı olarak değişen küresel dalga formunda yayılırlar. Yayılan alanın şiddeti ve polarizasyonu yayılım yönüne bağlı olabilir. Bu bağımlılık antenler için ayırt edici bir özellik olup, Anten Örüntü (Pattern) Fonksiyonu olarak tarif edilir. Diğer bir ayırt edici özellik terminal empedansıdır. Alıcı ve verici tarafındaki her iki anten için de geçerli olan bu ayırt edici büyüklükler ile onların frekansa bağımlılığı anten yapımında kullanılan iletken ve dielektrik malzemelerin tasarımı ile belirlenir [1].

Küresel Dalgaların Yayılımı

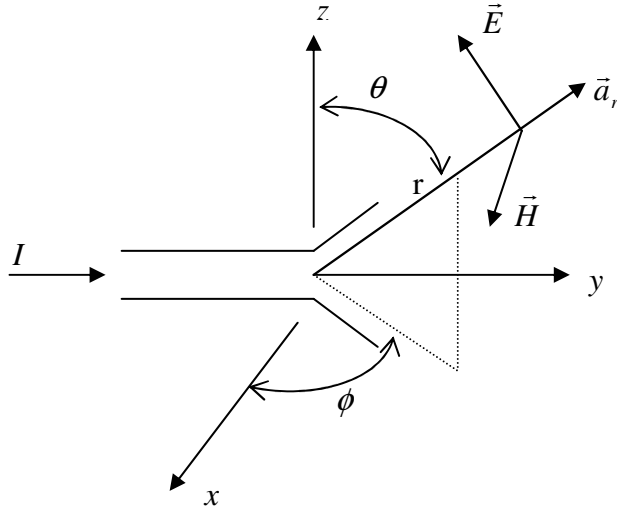
Herhangi bir antenin uzak alan bölgesinde yayılan alanlar küresel olup, elektrik alan ve manyetik alan ifadeleri,

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \vec{a}_E ZI \frac{e^{-jkr}}{r} f(\theta, \phi) \\ \vec{H} &= \frac{1}{\eta} \vec{a}_r \times \vec{E}\end{aligned}\tag{2.1}$$

olarak verilir [1]. EK-2 Eş. 2.1 ile ilgili büyüklükler EK-2 Şekil 2.1’de gösterilmiştir. Burada r antene olan ışınsal mesafeyi ve $k = \omega / c = 2\pi / \lambda$ dalga sayısını göstermektedir. Anteni merkez alan kürelerin her biri üzerinde kr faz terimi sabit bir değerdir. Elektrik alanın polarizasyonunu gösteren $\vec{a}_E$ birim vektörü, antenden dışarıya doğru ışınsal yönü gösteren $\vec{a}_r$ birim vektörüne dik olmalıdır. Böylece $\vec{E}$ elektrik alan vektörü sabit faz kürelerine teğet olur. $\vec{H}$ manyetik alan vektörü, $\vec{E}$ elektrik alan vektörüne ve $\vec{a}_r$ birim

EK-2 (Devam) Antenler ve ışınlım

vektörüne diktir. Böylece Poynting vektörü $(1/2)\text{Re}\{\vec{E} \times \vec{H}^*\}$ merkezden dışarıya doğru ışınsal yöndedir. Elektrik alanın genliğinin manyetik alanın genliğine oranı; $\eta = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \approx 377$ ohm olarak gösterilen dalga empedansını verir. Küresel bir dalga için $\vec{E}$ ve $\vec{H}$ 'nin özellikleri ışınsal yönde yayılan düzlem dalga özellikleri ile yerel olarak benzerdir. EK-2 Eş. 2.1'de I anten terminal akımı, Z ise ohm biriminden bir sabittir. $f(\theta, \phi)$ ise EK-2 Şekil 2.1'de gösterilen (θ, ϕ) yayılım yönüne sahip alanların değişimini tarif eder. Yaklaşık olarak bir dalga boyu büyüklüğündeki antenler için EK-2 Eş. 2.1'in de geçerli olduğu uzak alan bölgesi, antenden bir kaç dalga boyu uzaklıkta başlar. L boyutuna sahip daha geniş antenler için uzak alan bölgesi yaklaşık olarak antenden $2L^2/\lambda$ mesafe sonra başlamakta olup, bu mesafeler kablosuz haberleşme sistemlerindeki alıcı ve verici arasındaki mesafelerle karşılaştırıldıklarında çok küçük kalmaktadır [26].



Şekil 2.1. Bir antenden uzaya küresel dalga yayılımı.

Poynting vektörü tarafından belirlenen ve W/m^2 birimine sahip güç yoğunluğu,

EK-2 (Devam) Antenler ve ışınlım

$$\vec{P} = \frac{1}{2} \text{Re} \{ \vec{E} \times \vec{H}^* \} = \vec{a}_r \frac{1}{2\eta} \frac{|ZI|^2}{r^2} |f(\theta, \phi)|^2 \quad (2.2)$$

olarak verilir. EK-2 Eş. 2.2'den görüleceği gibi güç, yoğunluğu mesafenin karesi ile azalarak antenden dışarıya doğru akmaktadır. $|f(\theta, \phi)|^2$ yön bağımlılık terimi antenin yayılım örüntüsünü gösterir. Küreler için yüzey elemanı $dA = r^2 \sin \theta . d\theta . d\phi$ ifadesi dikkate alınır, anten merkezli ve r yarıçaplı bir küreden geçen W birimindeki toplam güç (P_T),

$$P_T = \oint\oint_{\text{küre}} \vec{P} \cdot \vec{a}_r dA = \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} \frac{|ZI|^2}{2\eta r^2} |f(\theta, \phi)|^2 r^2 \sin \theta . d\theta . d\phi \quad (2.3)$$

olarak verilir. EK-2 Eş. 2.3'den görüleceği gibi pay ve paydadaki mesafe terimleri birbirlerini yok ederler. Bu durum enerjinin korunumu kuralına da uygun olarak, küreden geçen toplam gücün kürenin boyutlarından bağımsız olduğu sonucunu çıkarır. Yani enerjinin korunumu için EK-2 Eş. 2.1'deki elektrik ve manyetik alanların mesafeyle $1/r$ ile orantılı olarak değişmesi gerekmektedir.

Yayılım örüntüsünün,

$$\int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} |f(\theta, \phi)|^2 \sin \theta . d\theta . d\phi = 4\pi \quad (2.4)$$

olarak verilen normalizasyonu sağladığı kabul edilir. Bu durumda $|f(\theta, \phi)|^2$, $g(\theta, \phi)$ yönlendiricilik kazancı olarak bilinir. Buradaki normalizasyon EK-2 Eş. 2.3'de yerine konulursa,

$$P_T = \frac{1}{2\eta} |ZI|^2 (4\pi) \quad (2.5)$$

EK-2 (Devam) Antenler ve ışınlım

olarak toplam güç ifadesi elde edilir. EK-2 Eş. 2.5'den $|ZI|^2$ terimi çekilip, EK-2 Eş. 2.2'de yerine konulursa,

$$\vec{P} = \vec{a}_r \frac{P_T}{4\pi r^2} |f(\theta, \phi)|^2 \equiv \vec{a}_r \frac{P_T}{4\pi r^2} g(\theta, \phi) \quad (2.6)$$

olarak güç yoğunluğu ifadesi elde edilir. EK-2 Eş. 2.6'da yer alan r yarıçaplı bir küredeki güç yoğunluğu, toplam ışınan gücün küre alanına bölünmesi ve yönlendiricilik kazancı ile belirlenen ortalama gücün sapma miktarı ile çarpılması sonucu elde edilmektedir. $|f(\theta, \phi)|^2$ ve $g(\theta, \phi)$ 'nin maksimum değerleri G anten kazancı olarak adlandırılmaktadır. Eğer izotropik anten kabulü yapılırsa; $g(\theta, \phi)$ değeri 1 olur, gücün küre üzerindeki dağılımı düzgün dağılım olur ve anten kazancı 1 olur. Gerçekte izotropik anten olmamasına rağmen, konunun anlaşılabilirliğini kolaylaştırması ve bu sayede hesapların biraz daha basitleştirilmesini temin etmesi nedeniyle elverişli olan ve genelde literatürde de kullanılan izotropik anten varsayımı bu tezde de kullanılmıştır. Örnek olarak; eğer bir hücresel araç telefonunun izotropik olarak kabul edilen anteninden uzaya $P_T=5$ W'lık maksimum güç yayılıyorsa, 1 km mesafedeki güç yoğunluğu $|\vec{P}|=5/(4\pi \times 10^6)=0,4 \mu W/m^2$ ve elektrik alanın büyüklüğü $|\vec{E}|=\sqrt{2\eta|\vec{P}|}$ ise 17,4 mV/m olarak bulunur [1].

Alıcı Antenin Etkin Alanı

Alıcı ve verici antenlerin aynı elektrik ve manyetik alan polarizasyonlarına sahip olduğu durum için EK-2 Eş. 2.6 kullanılarak alıcı anten tarafındaki alınan güç,

$$P_R = |\vec{P}| A_{e2} = P_T \frac{g_1(\theta, \phi)}{4\pi r^2} A_{e2} \quad (2.7)$$

EK-2 (Devam) Antenler ve ışınlım

şeklinde antene gelen güç yoğunluğunun alıcı antenin efektif alanı ile çarpılması sonucu elde edilir [1]. Burada $g_1(\theta, \phi)$ verici antenin kazancı, A_{e2} ise alıcı antenin efektif alanıdır. EK-2 Eş. 2.7'nin alternatifi olarak alıcı anteni verici ve verici anteni alıcı anten gibi düşünülürse,

$$P_R = \left| \vec{P} \right| A_{e1} = P_T \frac{g_2(\theta, \phi)}{4\pi r^2} A_{e1} \quad (2.8)$$

ifadesi elde edilebilir. Burada $g_2(\theta, \phi)$ antenin kazancı, A_{e1} ise antenin efektif alanıdır. EK-2 Eş. 2.7 ve EK-2 Eş. 2.8'den,

$$\frac{A_{e1}}{g_1} = \frac{A_{e2}}{g_2} \quad (2.9)$$

ifadesi elde edilir. Buradan görüleceği gibi herhangi bir anten için efektif alanın anten kazancına oranı aynıdır ve bu oran,

$$\frac{A_e}{g} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (2.10)$$

olarak verilmektedir. EK-2 Eş. 2.7 veya EK-2 Eş. 2.8'deki A_e ifadeleri yerine EK-2 Eş. 2.10'dan elde edilecek karşılıkları konulursa, serbest uzaydaki antenler için alınan güç ile ilgili olarak,

$$P_R = P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 g_1 g_2 \quad (2.11)$$

ifadesi elde edilir. Kablosuz haberleşme sistemlerinde, PG olarak isimlendirilen yol kazancı; alıcı tarafından alınan güç olan P_R 'nin verici tarafından gönderilen güç olan P_T 'ye oranı olarak belirlenir. Yol kaybı olarak ifade edilen PL değeri ise PG'nin tam tersidir ve P_T 'nin P_R 'ye oranı olarak

EK-2 (Devam) Antenler ve ışı nım

bulunur. Bu durumda EK-2 Eş. 2.11 kullanılırsa serbest uzay yol kazancı PG,

$$PG = \frac{P_R}{P_T} = \left(\frac{\lambda}{4 \pi r} \right)^2 g_1 g_2 \quad (2.12)$$

olarak elde edilir. İzotropik antenler için $g=1$ 'dir. 900 MHz frekansı için serbest uzayda yer alan, aralarında 1 km mesafe bulunan antenler ele alındığında, EK-2 Eş. 2.12 kullanılarak izotropik antenler için $PG=0,57 \times 10^{-9}$ ve $g=1,64$ olan dipoller için $PG=1,53 \times 10^{-9}$ olarak hesaplanır.

Yol kazancı PG, dalga boyunun karesi ile doğru orantılı ve dolayısıyla frekansın karesi ile ters orantılı olarak değişim gösterir. PG genelde,

$$PG_{dB} = 10 \log PG \quad (2.13)$$

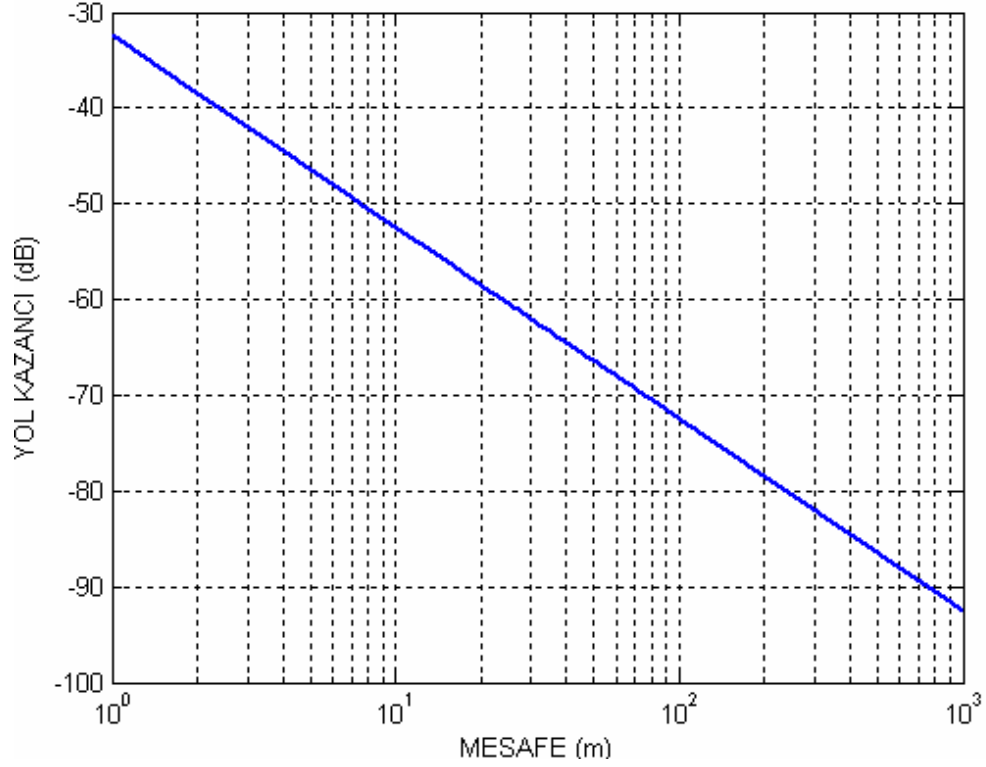
şeklinde desibel olarak ifade edilir. Logaritmik eksen de gösterilen r mesafesine göre yol kazancının desibel biriminden değişimi serbest uzaydaki izotropik antenler için EK-2 Şekil 2.2'deki grafikte gösterilmiştir. EK-2 Şekil 2.2'den görüldüğü gibi yol kazancı, logaritmik olarak gösterilen mesafe ile eğimi -20 olan düz bir doğruya uyarak doğrusal bir şekilde azalmaktadır.

Düz Zemin Üzerindeki Yayılım İçin İki-Işın Modeli

Alıcı ile verici anteni arasındaki ortamda elektromanyetik dalgaları saçabilecek nesnelerin olması durumunda, vericiden çıkan dalgalar değişik yönleri takip ederek alıcıya birden fazla yoldan gidebilir. Bu durumda EK-2 Eş. 2.9 bireysel olarak her yol için geçerlidir ve ayrıca ele alınır. Fakat toplam alınan güç hesaplanırken, her bir bireysel yoldaki anten kazançları dikkate alınarak alıcı tarafındaki alan değerleri bulunmalı ve bu değerler birbirine eklenmelidir. Dolayısıyla, ortamda saçıcıların olması durumunda yayılımın antenler arasındaki mesafeye ve antenlerin konumlarına olan bağımlılığı

EK-2 (Devam) Antenler ve ışınlım

farklı olacak, bu durumda sadece alıcı ile verici arasında tek bir doğrudan gelen ışın yolunu dikkate alan EK-2 Eş. 2.12'deki serbest uzay yol kazancı geçerliliğini kaybedecektir.



Şekil 2.2. 1 GHz frekansı için serbest uzayda yer alan ve aralarında logaritmik eksenle gösterilen r mesafesi bulunan iki izotropik anten ($g=1$) için desibel olarak yol kazancının değişimi.

(θ, ϕ) yönünden alınan dalgalar için EK-2 Eş. 2.10 ifadesi daha genel olarak,

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} g(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} |f_R(\theta, \phi)|^2 \quad (2.14)$$

şeklinde yazılabilir [1]. Burada $f_R(\theta, \phi)$, alıcı antenin örüntü fonksiyonudur. $\vec{E}$ ve $\vec{H}$ alanları arasındaki EK-2 Eş. 2.1 bağıntısı tekrar dikkate alındığında alınan güç,

EK-2 (Devam) Antenler ve ışınlım

$$P_R = A_e \frac{1}{2} \left| \text{Re} \{ \vec{E} \times \vec{H}^* \} \right| = A_e \frac{|E|^2}{2\eta} \quad (2.15)$$

olarak ifade edilebilir. Aynı polarizasyona sahip E_1 ve E_2 alanlarının alıcı antene gittiği durum ele alındığında EK-2 Eş. 2.15 ifadesi,

$$P_R = \frac{1}{2\eta} \left| E_1 f_R(\theta_1, \phi_1) + E_2 f_R(\theta_2, \phi_2) \right|^2 \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (2.16)$$

olarak genelleştirebilir [1].

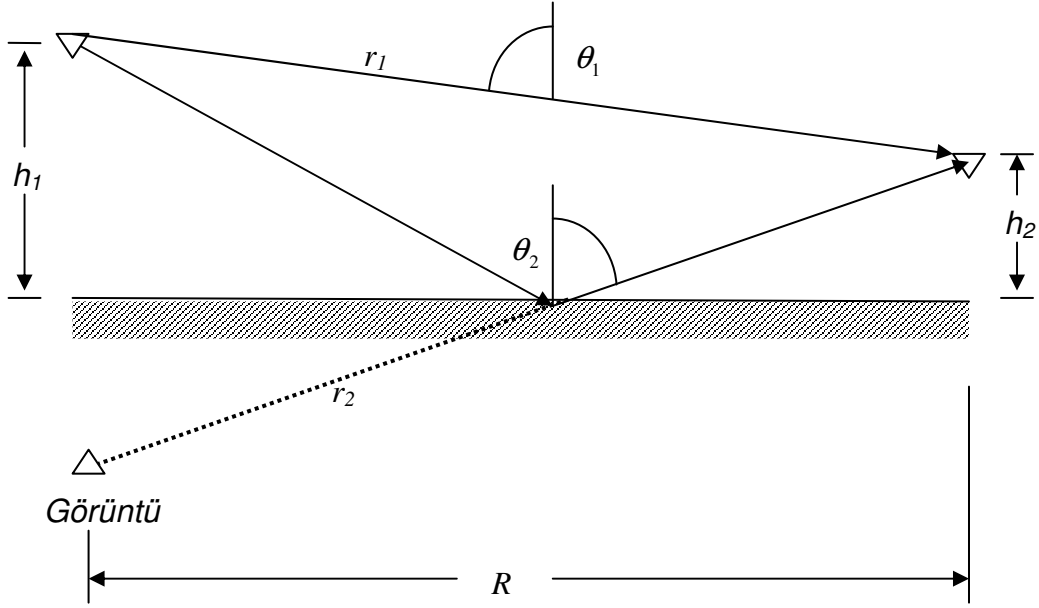
Antenlerin yeryüzünün üzerinde bir konumda yer aldığı kara haberleşmesindeki linkler için yeryüzünün kendisi elektromanyetik alanları saçan bir saçıcı gibi davranır. Kısa linkler için yeryüzünün eğriliği ihmal edilebilir ve bu durumda aralarında R yatay mesafesi bulunan antenler arasındaki yollar genel olarak EK-2 Şekil 2.3'te gösterildiği gibidir. Verici anten tarafından uzaya yayılan küresel dalgalar, merkezinde verici anteni yer alan ve merkezden dışarıya yayılan ışınlar olarak ele alınabilir. Bu ışınların her biri ise bir düzlem dalga gibi ele alınabilir. Bu durumda; yeryüzüne gelen ışınlar Snell yasasına uygun olarak yansır ve genlikleri ise düzlem dalgalar için hesaplanmış yansıma katsayıları oranında azalırlar. Işının yeryüzüne geliş açısı ile oradan yansıma açısı aynı olacağından, yansıyan ışın alıcıya yeryüzü düzleminde bulunan ve gerçek vericinin görüntüsü konumundaki EK-2 Şekil 2.3'te gösterildiği gibi sanal bir vericiden alıcıya geliyormuş gibi düşünülebilir [24,1].

EK-2 Şekil 2.3'te yer alan doğrudan giden ve yansıyan ışın yolları üzerinden alıcıya ulaşan alanların oluşturduğu toplam alınan güç, EK-2 Eş. 2.16 dikkate alınarak,

EK-2 (Devam) Antenler ve ışınlım

$$P_R = P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| f_1(\theta_1) f_2(\theta_1) \frac{e^{-jkr_1}}{r_1} + \Gamma(\theta_2) f_1(\theta_2) f_2(\theta_2) \frac{e^{-jkr_2}}{r_2} \right|^2 \quad (2.17)$$

olarak ifade edilebilir.



Şekil 2.3. Düz zemin üzerindeki yayılım için iki-ışın modeli.

EK-2 Eş. 2.17'de, f_1 ve f_2 aynı yatay veya dikey polarizasyona sahip olduğu kabul edilen alıcı-verici antenlerine ait normalize edilmiş alan örüntü fonksiyonlarıdır. Γ ise yansıma katsayısıdır ve bu katsayılar, dikey (TM) veya yatay (TE) polarizasyon durumlarının her biri için farklı olarak hesaplanan yeryüzünden yansıyan düzlem dalgaya ait yansıma katsayılarının aynısıdır. Yansıma katsayıları; yatay polarizasyon için EK-1 Eş. 1.2'de, dikey polarizasyon için EK-1 Eş. 1.4'de verilen ifadeler kullanılarak hesaplanabilmektedir. r_1 ve r_2 yollarının uzunlukları ise alıcı ve verici anten yüksekliklerine ve antenler arası yatay mesafeye bağlı olarak EK-2 Şekil 2.3'teki geometriye uygun olarak,

EK-2 (Devam) Antenler ve ışınlım

$$r_{1,2} = \sqrt{R^2 + (h_1 \mp h_2)^2} \quad (2.18)$$

şeklinde hesaplanabilir. EK-2 Eş. 2.17 olarak verilen iki ışın modeli, antenlerin zeminden en azından bir kaç dalga boyu kadar yükseklikte konumlandırılması şartı ile geçerlidir. Bu durum genelde UHF ve mikrodalga frekanslarında sağlanmaktadır. Daha düşük frekanslarda ise ilave olarak yer dalgası katkılarını da hesaplamalara dahil etmek gerekmektedir.

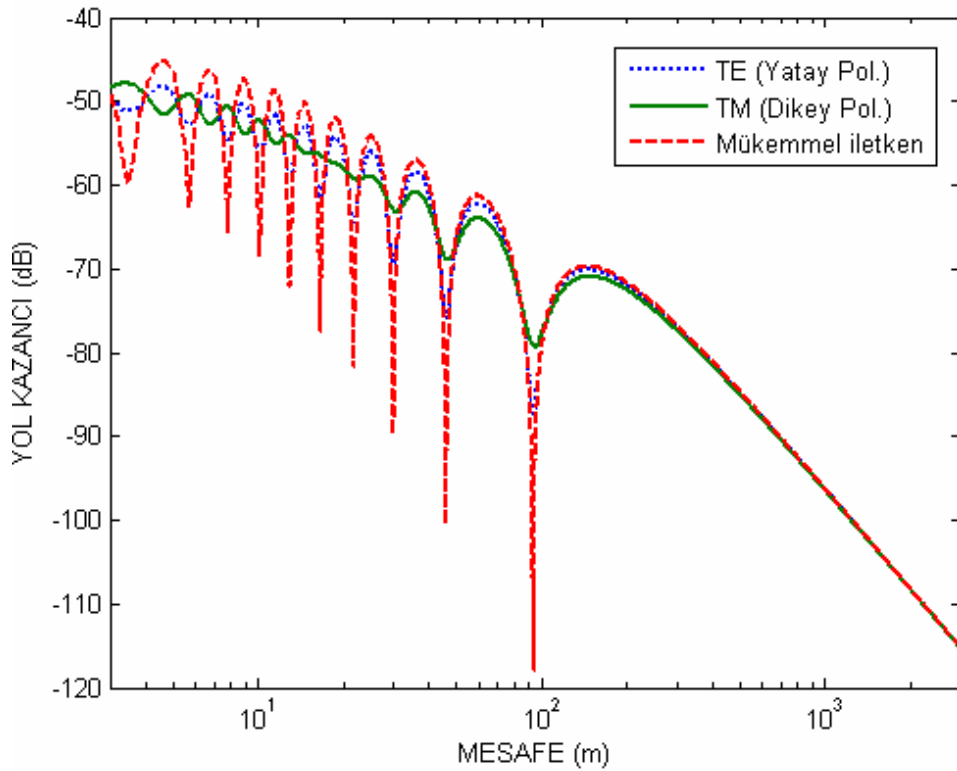
Genelde kablosuz haberleşme uygulamalarında; aktarıcı anten yüksekliği h_1 bir kaç on metre yüksekliğinde, gezgin anten yüksekliği h_2 ise yaklaşık 2 m yüksekliğindedir. Antenler arası yatay mesafe ise en az 100 m'dir ve bu değer anten yüksekliklerine göre çok fazla bir değerdir. Bu değerler dikkate alındığında EK-2 Şekil 2.3'teki θ_1 ve θ_2 açılarının her ikisi de 90° 'ye yakın bir değerde olurlar ve bu durumda EK-2 Eş. 2.17'deki iki ışına ait alanlar toplandığında anten örüntülerinden kaynaklanan farklar ihmal edilebilir. Eğer hesapların basitleştirilmesi açısından izotropik anten varsayımı yapılırsa, o zaman EK-2 Eş. 2.17'deki $f_1=f_2=1$ olur ve eşitliğin her iki tarafı P_T 'ye bölünürse bu durumda iki ışın modeli için yol kazancı PG değeri,

$$PG = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| \frac{e^{-jkr_1}}{r_1} + \Gamma(\theta_2) \frac{e^{-jkr_2}}{r_2} \right|^2 \quad (2.19)$$

olarak ifade edilmiş olur. Buradan hesaplanan yol kazancı desibel olarak ifade edilerek EK-2 Şekil 2.4'te yer alan grafikte gösterilmiştir. Bu grafikte; yatay (TE) polarizasyon için EK-1 Eş. 1.2'den hesaplanan Γ_E yansıma katsayıları, dikey (TM) polarizasyon için EK-1 Eş. 1.4'ten hesaplanan Γ_H yansıma katsayıları ile mükemmel bir iletken için $\Gamma = -1$ yansıma katsayısı ele alınarak üç farklı duruma yönelik grafikler verilmiştir. Grafikler; aktarıcı anten yüksekliği $h_1=8.7$ m, gezgin anten yüksekliği $h_2=1,8$ m, frekans $f=900$ MHz ve dielektrik katsayısı $\epsilon_r=3$ alınarak yapılan hesaplamalar sonucu çizdirilmiştir.

EK-2 (Devam) Antenler ve ışınlm

EK-2 Şekil 2.4'teki grafikte, R yatay mesafe değeri 2 m'den yaklaşık 150 m değerine doğru gittiğinde yol kazancı değerinin, EK-2 Eş. 2.19'daki aralarında faz farkı bulunan yansıyan ve doğrudan gelen dalga terimleri arasındaki girişimden kaynaklanan sürekli bir değişimden geçtiği görülmektedir. R yatay mesafe değeri 200 m'ye geldiğinde ise r_1 ve r_2 ışın yollarının uzunlukları birbirine çok yaklaşmaya başlar, böylece girişimin faz farkı etkisi iyice azalır ve yol kazancı değerinin desibel olarak değişimi logaritmik mesafe eksenine göre doğrusal bir azalma şeklinde olur. Fakat bu azalmanın eğimi serbest uzay yol kazancına göre daha fazla olmaktadır.



Şekil 2.4. Düzlem dalga yansıma katsayıları kullanılarak iki-ışın modelinden elde edilen yol kazancı grafikleri.

EK-2 (Devam) Antenler ve ışınım

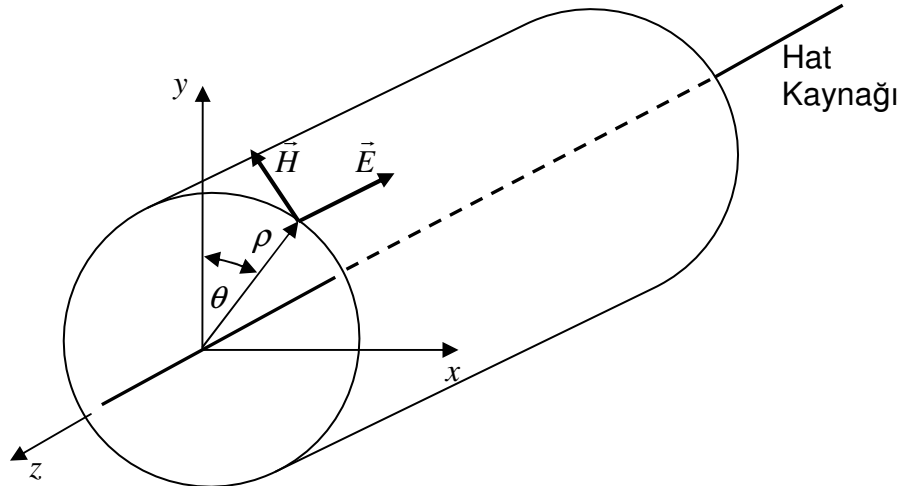
Silindirik Dalga Varsayımı

Tezin bazı bölümlerinde özellikle kenarlarda oluşan kırınım olaylarının değerlendirilmesinde silindirik dalga varsayımı kullanılmıştır. Silindirik dalgalar; EK-2 Şekil 2.5'te gösterilen sonsuz uzunluktaki hat üzerinde konumlandırılmış kaynaklar tarafından üretiliyormuş gibi düşünülebilir. Silindirin alanı kendi yarıçapı olan ρ ile arttığından, gücün korunumu kuralı için alanlar, küresel dalgadaki $1/r$ ile olan değişim yerine $1/\sqrt{\rho}$ ile değişim göstermelidirler. Hat kaynağından yeterince uzaklıkta yayılan alanlar,

$$\vec{E} = \vec{a}_E ZI \frac{e^{-jk\rho}}{\sqrt{\rho}} f(\theta)$$

$$\vec{H} = \frac{1}{\eta} \vec{a}_\rho \times \vec{E} \quad (2.20)$$

eşitlikleri ile ifade edilirler [25,1].



Şekil 2.5. z eksenini boyunca uzanan bir hat kaynağından yayılan silindirik dalganın gösterimi.

EK-2 (Devam) Antenler ve ışınlım

EK-2 Eş. 2.20'de $\vec{a}_\rho$ silindirin merkezinden yarıçapı boyunca dışarıya doğru olan radyal yöndeki birim vektördür. $\vec{a}_E$ ise radyal yöne dik olan ve elektrik alan vektörünün polarizasyonunu veren birim vektördür. Manyetik alan vektörü de radyal yöne diktir ve bu durumda $\text{Re}\{\vec{E} \times \vec{H}^*\}$ merkezden dışarıya doğru radyal yönde olacaktır. EK-2 Eş. 2.20'de $f(\theta)$ alanların yön bağımlılığını vermektedir. I terminal akımı ve Z ise kaynağa bağlı sabit bir değerdir.

EK-3 Benzetim programları

Tez içerisinde grafikler olarak verilen benzetim sonuçlarını üreten MATLAB 7.0'da yazılmış benzetim programlarının önemlileri, tez içerisindeki ilişkili olduğu şekil numarası da belirtilerek sırasıyla burada verilmiştir.

Şekil 5.3'ün Programı:

```
% (diffract down to ground level
hm=[1.5 3 5 7 10];%ölçüm yapılan gezgin kullanıcı yükseklikleri
HB=[12.5 12.5 12.5 12.5 12.5];%ort. bina yüks.vektörü
d=[50 50 50 50 50];%ort. bina aralığı vektörü
PGreading=[-1 0 2.3 4.3 11.8];%İngiltere Reading'teki gerçek ölçüm sonuçları
f=191.25e6;C=3e8;%fr ve ışık hızı
lambda=C/f;%dalga boyu
ro1=sqrt((HB-hm).^2+(0.5*d).^2);%ro1 ışın yolu uzunluğu
PG2=(lambda*ro1)./(2*pi^2*((HB-hm).^2));%PG2 indirgemesi
PG2rel=PG2/PG2(2);%hm=3m'ye göre relative değerler
PG2dBrel=10*log10(PG2rel);%dB biriminden hesaplama
plot(hm,PG2dBrel,hm,PGreading,'rs')
xlabel('hm (m)');ylabel('3 m için göreceli kazanc (dB)');title('PG2 indirgemesi');
axis([0 12 -4 15])
legend('PG1 (Hesaplanan)','Reading-England(olculen)')
grid on
```

Şekil 5.7'nin Programı:

```
%Yerleşan alanın Yaklaşık Hesabı
Q=[0.962 -3.327 3.502 0];%Q(gp) fonksiyonu (polinom olarak)
gp=linspace(0.015,1.0,1000);%gp değerleri
Qyak=0.1*(gp/0.03).^0.9;%Yaklaşık Q(gp) fonksiyonu
loglog(gp,polyval(Q,gp),gp,Qyak,'--')%grafik
axis([0.01 1.0 0.03 1.5])
xlabel('gp'),ylabel('Q'),title('Hesaplanan ve Yaklasik Olarak Hesaplanan Q Degerleri');
legend('Q Alan indirgemesi','Yaklasik olarak hesaplanan Q degerleri')
```

Şekil 5.8'in Programı:

```
% Philadelphia'da yapılan ölçümlerle karşılaştırmalı Path Gain Grafiği
N=1000;%Yatay mesafe için hesaplanacak aralık sayısı
R=linspace(160,16000,N);%Verici ile Kulancı arası yatay mesafe (m) vektörü
Rmil=(1/1600)*R;%yatay mesafenin mil'e çevrilmesi(1mil=1600 m olarak)
hm=1.5;HB=7.7;f=820e6;C=3e8;d=35;FarkH=6.1;%Ort bina yüksekliği 7.7 m
PA=23.3;%Ölçümlerde kullanılan antenlerin toplam kazançları(dBm)
lambda=C/f;
k=2*pi/lambda;%wave number
hBs=FarkH+HB;%Aktarıcı anteni yüksekliği
```

EK-3 (Devam) Benzetim programları

```

ro1=sqrt((HB-hm)^2+(0.5*d)^2);%ro1 ışın yolu uzunluğu
PG0=-20*log10((4*pi/lambda)*R);%Free Space Path Loss(Gain)
GainPG2skaler=10*log10((lambda*ro1)/(2*pi^2*((HB-hm)^2)));%PG2
indirgemesi
for i=1:N
PG2(i)=PG2skaler;
end
Correctionskaler=PA+30;%PA anten kazaçlarının hesaba katılması,
for n=1:N
PGcorrection(n)=Correctionskaler;%düzeltme vektörünün oluşturulması
%anten kaznçlarının ilavesi ve sonuçların dBm'e çevrilmesi
end
PG1=10*log10((2.347*(((1/((hBs-HB)*sqrt(d/lambda))))*R).^(-0.9)).^2);
%PG1 indirgemesi
PG=PG0+PG1+PG2+PGcorrection;
semilogx(Rmil,PG)
xlabel('Mesafe(mil)');ylabel('Yol Kazanci Gain (dBm)');
axis([0.1 10.0 -130 -40])
grid on

```

Şekil 5.10'un Programı:

```

%Path Loss Grafiğinin ölçülen değerlerle karşılaştırılması
R=200:10:5000;%burada 481 adet R değeri var
hm=2;HB=20;f=900e6;C=3e8;dverilen=20;%ölçülen ortama uygun değerler
aci=45;%ölçümlerdeki işaretin geliş ışınının sokak ile yaptığı açı
d=dverilen/(sin(aci*pi/180));%verilen d saf aralığı değerinin, geliş ışınının
%sokak ile yaptığı açının 90 dereceden farklı olması sebebiyle cadde aralığı
%değerinde yapılan modifikasyon
lambda=C/f;
k=2*pi/lambda;%wave number
hBs=25;%Baz anteni yüksekliği
ro1=sqrt((HB-hm)^2+(0.5*d)^2);%ro1 ışın yolu uzunluğu
PG0=-20*log10((4*pi/lambda)*R);%Free Space Path Gain
PG2skaler=10*log10((lambda*ro1)/(2*pi^2*((HB-hm)^2)));%PG2 indirgemesi
for i=1:481
PG2(i)=PG2skaler;
end
PG1=10*log10((2.347*(((1/((hBs-HB)*sqrt(d/lambda))))*R).^(-0.9)).^2);%PG1
indirgemesi
PG=PG0+PG1+PG2;
plot(R,-PG)
xlabel('Mesafe(m)');ylabel('Yol Kaybi (dB)');
PLolculen=[110,122,130,137,144,150,154];%ölçülen değerlerin PL vektörü
R1=[200,500,1000,2000,3000,4000,5000];%ölç. değerlerin mesafe vektörü

```

EK-3 (Devam) Benzetim programları

```
hold on
plot(R1,PLolculen,'--')
grid on
legend('Hesaplanan','Olculen')
```

Sekil 5.11'in Programı:

```
%Path Loss Grafiğinin ölçülen değerlerle karşılaştırılması
R=200:10:5000;%burada 481 adet R değeri var.
hm=2;HB=20;f=900e6;C=3e8;dverilen=20;%ölçülen ortama uygun değerler
aci=45;%ölçümlerdeki işaretin geliş ışınının sokak ile yaptığı açı
d=dverilen/(sin(aci*pi/180));%verilen d saf aralığı değerinin, geliş ışınının
%sokak ile yaptığı açının 90 dereceden farklı olması sebebiyle cadde aralığı
%değerinde yapılan modifikasyon
lambda=C/f;
k=2*pi/lambda;%wave number
hBs=25;%Baz anteni yüksekliği
ro1=sqrt((HB-hm)^2+(0.5*d)^2);%ro1 ışın yolu uzunluğu
PG0=-20*log10((4*pi/lambda)*R);%Free Space Path Gain
PG2skaler=10*log10((lambda*ro1)/(2*pi^2*((HB-hm)^2
for i=1:481
PG2(i)=PG2skaler;
end
PG1=10*log10((2.347*(((1/((hBs-HB)*sqrt(d/lambda))))*R).^(-0.9)).^2);%PG1
indirgemesi
PG=PG0+PG1+PG2;
plot(R,-PG)
xlabel('Mesafe(m)');ylabel('Yol Kaybi (dB)');
PLolculen=[110,122,130,137,144,150,154];%ölçülen değerlerin PL vektörü
R1=[200,500,1000,2000,3000,4000,5000];%ölç. değerlerin mesafe vektörü
hold on
plot(R1,PLolculen,'--')
hold on
%orta ölçekli kent cost 231 WI modeli path loss hesabı
fM=900;% f MHz biriminden
phi=aci;w=10;%açı ve sokak mesafe değerleri
Lori=2.5+0.075*(phi-35);
Lbsh=-18*log10(1+hBs-HB);
ka=54;
kd=18;
kf=-4+0.7*(fM/925-1);
for i=1:481
Lo(i)=32.4+20*log10(R(i)/1000)+20*log10(fM);
Lrts(i)=-16.9-10*log10(w)+10*log10(fM)+20*log10(HB-hm)+Lori;
Lmsd(i)=Lbsh+ka+kd*log10(R(i)/1000)+kf*log10(fM)-9*log10(dverilen);
```

EK-3 (Devam) Benzetim programları

```
Lcost231WI(i)=Lo(i)+Lrts(i)+Lmsd(i);
end
plot(R,Lcost231WI,':')
legend('Hesaplanan','Olculen','COST 231 WI Modeli')
grid on
```

Sekil 5.12'nin Programı:

```
%Path Loss Grafiğinin ölçülen değerlerle karşılaştırılması
R=1000:10:10000;%burada 901 adet R değeri var.
hm=2;HB=20;f=1800e6;C=3e8;d=20;%ölçülen ortama uygun değerler
lambda=C/f;
k=2*pi/lambda;%wave number
hBs=40;%Baz anteni yüksekliği
ro1=sqrt((HB-hm)^2+(0.5*d)^2);%ro1 ışın yolu uzunluğu
PG0=-20*log10((4*pi/lambda)*R);%Free Space Path Gain
PG2skaler=10*log10((lambda*ro1)/(2*pi^2*((HB-hm)^2)));%PG2 indirgemesi
for i=1:901
PG2(i)=PG2skaler;
end
PG1=10*log10((2.347*(((1/((hBs-HB)*sqrt(d/lambda))))*R).^(-0.9)).^2);%PG1
indirgemesi
PG=PG0+PG1+PG2;
plot(R,-PG)
xlabel('Mesafe(m)');ylabel('Yol Kaybi (dB)');
PLolculen=[138,146,152,159,164,168,171,173,175,177];%ölçülen değerlerin
PL vektörü
R1=[1000,2000,3000,4000,5000,6000,7000,8000,9000,10000];%ölçülen
değerlerin mesafe vektörü
hold on
plot(R1,PLolculen,'--')
grid on
legend('Hesaplanan','Olculen')
```

Sekil 5.13'ün Programı:

```
%Hesaplanan Path Loss'un ölçülen, HATA, COST 231 HATA ile
karşılaştırılması
R=1000:10:10000;%burada 901 adet R değeri var.
%ölçüm sonuçları 1000'den başladığı için 1000'den başlatıldı
hm=2;HB=20;f=1800e6;C=3e8;d=20;%ölçülen ortama uygun değerler
lambda=C/f;
k=2*pi/lambda;%wave number
hBs=40;%Baz anteni yüksekliği
ro1=sqrt((HB-hm)^2+(0.5*d)^2);%ro1 ışın yolu uzunluğu
```

EK-3 (Devam) Benzetim programları

```

PG0=-20*log10((4*pi/lambda)*R);%Free Space Path Gain
PG2skaler=10*log10((lambda*ro1)/(2*pi^2*((HB-hm)^2)));;%PG2 indirgemesi
for i=1:901
PG2(i)=PG2skaler;
end
PG1=10*log10((2.347*(((1/((hBs-HB)*sqrt(d/lambda))))*R).^(-0.9)).^2);;%PG1
indirgemesi
PG=PG0+PG1+PG2;
plot(R,-PG)
xlabel('Mesafe(m)');ylabel('Yol Kaybi (dB)');
PLolculen=[138,146,152,159,164,168,171,173,175,177];%ölçülen değerlerin
PL vektörü
R1=[1000,2000,3000,4000,5000,6000,7000,8000,9000,10000];%ölçülen
değerlerin mesafe vektörü
hold on
plot(R1,PLolculen,'--')
hold on
%Büyük kent Path Loss kestirimi için HATA modeli hesabı
fM=1800;% f MHz biriminden
ahm=3.2*(log10(11.75*hm)^2)-4.97;%gezgın anten yüksekliği için düzeltme
faktörü
for i=1:901
Lhata(i)=69.55+26.16*log10(fM)-13.82*log10(hBs)-ahm+(44.9-
6.55*log10(hBs))*log10(R(i)/1000);
%HATA modeli path loss hesabı (f>400 MHz ve büyük kent için)
%R km'ye çevrilerek hesaplamada kullanıldı
end
plot(R,Lhata,':')
hold on
%Büyük kent Path Loss kestirimi için COST 231 HATA modeli hesabı
fM=1800;Cm=3;% f MHz cinsinden olacak, büyük kentlerde Cm 3 olacak
ahm=3.2*(log10(11.75*hm)^2)-4.97;%gezgın anten yüksekliği için düzeltme
faktörü
for i=1:901
Lcost231hata(i)=46.3+33.9*log10(fM)-13.82*log10(hBs)-ahm+(44.9-
6.55*log10(hBs))*log10(R(i)/1000)+Cm;
%cost 231 HATA modeli path loss hesabı
%R km'ye çevrilerek hesaplamada kullanıldı
end
plot(R,Lcost231hata,'-.')
legend('Hesaplanan','Olculen','HATA Modeli','COST 231 HATA Modeli')
grid on

```

EK-3 (Devam) Benzetim programları

Sekil 5.16'nın Programı:

```
%Path Loss Grafiğinin ölçülen ve diğer modellerle karşılaştırılması
R=1000:10:10000;%burada 901 adet R değeri var.
hm=2;HB=16;f=900e6;C=3e8;d=30;%ölçülen ortama uygun değerler
lambda=C/f;
k=2*pi/lambda;%wave number
hBs=40;%Baz anteni yüksekliği
ro1=sqrt((HB-hm)^2+(0.5*d)^2);%ro1 ışın yolu uzunluğu
PG0=-20*log10((4*pi/lambda)*R);%Free Space Path Gain
PG2skaler=10*log10((lambda*ro1)/(2*pi^2*((HB-hm)^2)));%PG2 indirgemesi
for i=1:901
PG2(i)=PG2skaler;
end
PG1=10*log10((2.347*(((1/((hBs-HB)*sqrt(d/lambda))))*R).^0.9).^2);%PG1
%indirgemesi
PG=PG0+PG1+PG2;
plot(R,-PG)
xlabel('Mesafe(m)');ylabel('Yol Kaybi (dB)');
PLolculen=[120,132,141,150,156,161,166,170,175,179];%ölçülen değerlerin
PL vektörü
R1=[1000,2000,3000,4000,5000,6000,7000,8000,9000,10000];%ölçülen
%değerlerin mesafe vektörü
hold on
plot(R1,PLolculen,'--')
grid on
%Büyük kent Path Loss kestirimi için HATA modeli hesabı
fM=900;% f MHz cinsinden olacak
ahm=3.2*(log10(11.75*hm)^2)-4.97;%gezgin anten yüksekliği için düzeltme
faktörü
for i=1:901
Lhata(i)=69.55+26.16*log10(fM)-13.82*log10(hBs)-ahm+(44.9-
6.55*log10(hBs))*log10(R(i)/1000);
%HATA modeli path loss hesabı (f>400 MHz ve büyük kent için geçerli olan
%ifade)
%R km'ye çevrilerek hesaplamada kullanıldı
end
plot(R,Lhata,':')
legend('Hesaplanan','Olculen','HATA Modeli')
grid on
```

Sekil 5.17'nin Programı:

```
%Path Loss Grafiğinin ölçülen değerler ve diğer modellerle karşılaştırılması
R=1000:10:5000;%burada 401 adet R değeri var.
hm=2;HB=16;f=900e6;C=3e8;d=30;%ölçülen ortama uygun değerler
```

EK-3 (Devam) Benzetim programları

```

lambda=C/f;
k=2*pi/lambda;%wave number
hBs=40;%Baz anteni yüksekliği
ro1=sqrt((HB-hm)^2+(0.5*d)^2);%ro1 ışın yolu uzunluğu
PG0=-20*log10((4*pi/lambda)*R);%Free Space Path Gain
PG2skaler=10*log10((lambda*ro1)/(2*pi^2*((HB-hm)^2)));%PG2 indirgemesi
for i=1:401
PG2(i)=PG2skaler;
end
PG1=10*log10((2.347*(((1/((hBs-HB)*sqrt(d/lambda))))*R).^0.9)).^2;%PG1
%indirgemesi
PG=PG0+PG1+PG2;
plot(R,-PG)
xlabel('Mesafe(m)');ylabel('Yol Kaybi (dB)');
PLolculen=[120,132,141,150,156];%ölçülen değerlerin PL vektörü
R1=[1000,2000,3000,4000,5000];%ölçülen değerlerin mesafe vektörü
hold on
plot(R1,PLolculen,'--')
grid on
%Büyük kent Path Loss kestirimi için HATA modeli hesabı
fM=900;% f MHz cinsinden olacak
ahm=3.2*(log10(11.75*hm)^2)-4.97;%gezgin anten yüksekliği için düzeltme
%faktörü
for i=1:401
Lhata(i)=69.55+26.16*log10(fM)-13.82*log10(hBs)-ahm+(44.9-
6.55*log10(hBs))*log10(R(i)/1000);
%HATA modeli path loss hesabı (f>400 MHz ve büyük kent için geçerli olan
%ifade)
%R km'ye çevrilerek hesaplamada kullanıldı
end
plot(R,Lhata,':')
hold on
%büyük kent için cost 231 WI modeli path loss hesabı
phi=90;w=9;%açı ve sokak mesafe değerleri
Lori=4-0.114*(phi-55);
Lbsh=-18*log10(1+hBs-HB);
ka=54;
kd=18;
kf=-4+1.5*(fM/925-1);
for i=1:401
Lo(i)=32.4+20*log10(R(i)/1000)+20*log10(fM);
Lrts(i)=-16.9-10*log10(w)+10*log10(fM)+20*log10(HB-hm)+Lori;
Lmsd(i)=Lbsh+ka+kd*log10(R(i)/1000)+kf*log10(fM)-9*log10(d);
Lcost231WI(i)=Lo(i)+Lrts(i)+Lmsd(i);

```

EK-3 (Devam) Benzetim programları

```
end
plot(R,Lcost231WI,'-.')
legend('Hesaplanan','Olculen','HATA Modeli','COST 231 WI Modeli')
grid on
```

Sekil 6.9'un Programı:

```
%Tepe öncesi bölge
hm=1.5;HBs=57;HB=7;%gezgin kullanıcı, aktarıcı ve bina yükseklikleri
Rh=10000;%hill radius silindirik tepe yarıçapı
f=900e6;C=3e8;d=50;%frekans, ışık hızı ve bina safları arası uzaklık
R=[-950:50:4800];%yatay menzil
lambda=C/f;
k=2*pi/lambda;%wave number
x1=[-950:50:1000];%tepenin olduğu yatay mesafeler
for i=1:40
y1(i)=sqrt(Rh^2-x1(i)^2)-9950+HB;%silindirik tepedeki bina yükseklikleri
end
for k=1:20
    tanalfa1(k)=(HBs-y1(k))/(x1(k)-(-1000));%alfaA=alfa1+alfa2 olacak
end
for k=1:20
    tanalfa11(k)=tanalfa1(k);%tanalfa1'in el. 40'dan 20'ye indirildi
end
tanalfa2(1)=(y1(1)-HB)/(x1(1)-(-1000));%tanalfa2'nin ilk değeri
for i=2:20
    tanalfa2(i)=(y1(i+1)-y1(i-1))/(x1(i+1)-x1(i-1));%tanalfa2'nin diğer değerleri
    %burada sadece tepenin doruğuna kadar ki değerler dikkate alınacak ve
    %buradaki LOS bölgedeki alfaA hesaplanacak
end
alfaA=atan(tanalfa11)+atan(tanalfa2);
gp=sin(alfaA)*sqrt(d/lambda);
for i=1:20
    if(gp(i)<1)
        Qgp(i)=3.502*gp(i)-3.327*(gp(i)^2)+0.962*(gp(i)^3);
    else
        Qgp(i)=1;%PG1 indirgemesi
    end
end
for i=1:20
    if(Qgp(i)>0)
        PG11(i)=10*log10(Qgp(i)^2);
    else
```

EK-3 (Devam) Benzetim programları

```

    PG11(i)=PG11(i-1)+PG11(i-1)-PG11(i-2);%i=20'de gp=0 ve Qgp=0
    %oluyor. Bu durumda PG11 hesaplanırken log(0)tanımsız değeri ile
    %karşılaşıyor.Bundan kurtulmak için buradaki PG11 değeri bir önceki değer
    %ile bir önceki ile iki önceki değerler arasındaki farkın toplamına eşit yapıldı.
end
end
PG0=-20*log10((4*pi/lambda)*(R-(-1000)));%Free Space Path Gain
for k=1:20
    PG01(k)=PG0(k);%PG0'in eleman sayısını 20'ye indirildi
end
%1 bölgesi PG2 hesabı
ro1=sqrt((HB-hm)^2+(0.5*d)^2);%ro1 ışın yolu uzunluğu
PG2skaler=10*log10((lambda*ro1)/(2*pi^2*((HB-hm)^2)));%PG2
%indirilmesi
for i=1:20
    PG21(i)=PG2skaler;%PG'in 1 bölgesi değeri(vektör olarak)
end
PGA=PG01+PG11+PG21;%A yani 1 bölgesindeki Path Gain değeri
PLA=-PGA;%A yani 1 bölgesindeki Path Loss değeri
a=-950:50:0;%A yani 1 bölgesindeki yatay uzunlukları gösteren vektör
plot(a,PLA)%1 yani A bölgesindeki PL'nin çizdirilmesi
xlabel('Ekran Konumlari(m)');ylabel('Yol Kaybi (dB)');
grid on

```

Sekil 6.12'nin Programı:

```

%Tepe Arkası Path Loss Hesabı
hm=1.5;HBs=57;HB=7;%gezin kullanıcı, aktarıcı ve bina yükseklikleri
Rh=10000;%hill radius silindirik tepe yarıçapı (metre)
f=900e6;C=3e8;d=50;%frekans, ışık hızı ve bina safları arası uzaklık
R1=1000;%tepe doruğu ile aktarıcı arası uzaklık 1000 metre
lambda=C/f;
k=2*pi/lambda;%wave number
DH=exp(3.75+(-0.648+0.072*log(d/lambda))*log(Rh/lambda)-
0.259*log(d/lambda));%tepe kırınım katsayısı
psi=2.02*(pi*Rh/lambda)^(1/3)-1.04*sqrt(d/lambda);%sür.dalg. zay. katsayısı
x2=[50:50:1000];%tepenin arka kısmının yatay mesafeleri
for i=1:20
    Rhvektor(i)=Rh;%Rh (tepe yarıçapı) skaler değeri vektöre çevrildi
end
teta=x2./Rhvektor;%teta şapka açıların yaklaşıklık değeri
for i=1:20% tepenin arka kısmındaki (0-1000m bölümü)
    PGcreeping(i)=20*log10((lambda*DH*exp(-
psi*teta(i)))/(4*pi*sqrt(R1*(x2(i)+1000))));
    %creeping ray modeli yol kazancı
end

```

EK-3 (Devam) Benzetim programları

```
%2 bölgesi PG2 hesabı;
ro1=sqrt((HB-hm)^2+(0.5*d)^2);%ro1 ışın yolu uzunluğu
PG2skaler=10*log10((lambda*ro1)/(2*pi^2*((HB-hm)^2)));%PG2 indirgemesi
for i=1:20
PG22(i)=PG2skaler;%PG'in 2 bölgesi değeri(vektör olarak)
end
PGC=PGcreeping+PG22;%C yani 2 bölgesindeki Path Gain değeri
PLC=-PGC;%C yani 2 bölgesindeki Path Loss değeri
plot(x2,PLC)%C yani 2 bölgesindeki Path Loss değerlerinin çizdirilmesi
xlabel('Ekran Konumlari(m)');ylabel('Yol Kaybi (dB)');
grid on
```

Şekil 6.14'ün Programı:

```
%Tepeden sonraki düz bölgede Path Loss hesabı
hm=1.5;HBs=57;HB=7;%gezin kullanıcı, aktarıcı ve bina yükseklikleri
Rh=10000;%hill radius silindirik tepe yarıçapı (metre)
f=900e6;C=3e8;d=50;%frekans, ışık hızı ve bina safları arası uzaklık
L1=1000;%tepe doruğu ile aktarıcı arası uzaklık
lambda=C/f;
k=2*pi/lambda;%wave number
D1=exp(2.22+(0.19+0.031*log(d/lambda))*log(Rh/lambda)-
0.79*log(d/lambda));%kırınım katsayısı
psi=2.02*(pi*Rh/lambda)^(1/3)-1.04*sqrt(d/lambda);%zayıflama katsayısı
x3=1050:50:4800;%burada 76 adet x3 değeri var.Yani 76 adet bina safı var.
xa=[1:1:1000];%denklemin çözümü için seçilen aralık (1000 adet)
for t=1:76%her çatı üstü noktası için denklem çözülecek
for i=1:1000
p(i)=abs(xa(i)^2/sqrt(10000^2-xa(i)^2)+sqrt(10000^2-xa(i)^2)-
x3(t)*xa(i)/sqrt(10000^2-xa(i)^2)-9950);%bu
%denklemin silindirik denkleminin silindire teğet olan ve çatı üstünden gelen
%doğru denkleminin kendilerinin ve türevlerinin birbirine eşit olduğu noktalar
%kullanılarak bulunmuştur.Amaç p'nin 0-1000 arasındaki köklerini bulmak
end
[m,n]=min(p);%m;p'nin min değeri, n ise p'nin min değerinin indisini verir.
xai(t)=xa(n);%bize asıl lazım olan değer.Yani doğrunun silindirik tepeye teğet
%olduğu noktalardaki x değerleri
A(t)=xai(t)/sqrt(10000^2-xai(t)^2);
b(t)=7+A(t)*x3(t);
yai(t)=-A(t)*xai(t)+b(t);
L2(t)=sqrt((yai(t)-HB)^2+(x3(t)-xai(t))^2);
teta(t)=xai(t)/Rh;
alfaB(t)=atan(A(t));
%şimdi pathlossları hesapla
```

EK-3 (Devam) Benzetim programları

```

PG03(t)=10*log10(((lambda/4*pi)^2*exp(-
2*psi*teta(t))*D1^2)/((x3(t)+1000)*L1*L2(t)));%silindirik
%tepeden kaynaklanan path gain hesabı PG03 olarak isimlendirildi
gp(t)=sin(alfaB(t))*sqrt(d/lambda);%alfaB kullanılarak bulunan gp hesabı
if(gp(t)<1)
    Qgp(t)=3.502*gp(t)-3.327*(gp(t)^2)+0.962*(gp(t)^3);
else
    Qgp(t)=1;%PG1 indirgemesi.Bu problemde Qgp'nin 1 olduğu nokta yok.
end
PG13(t)=10*log10(Qgp(t)^2);%3 bölgesi için PG1 indirgemesi hesabı
%3 bölgesi PG2 hesabı:
ro1=sqrt((HB-hm)^2+(0.5*d)^2);%ro1 ışın yolu uzunluğu
PG23(t)=10*log10((lambda*ro1)/(2*pi^2*((HB-hm)^2)));%3 bölgesi için PG2
%indirgemesi hesabı
PG3(t)=PG03(t)+PG13(t)+PG23(t);%3 bölgesi Toplam Path Gain Hesabı
PL3(t)=-PG3(t);%3 bölgesi Toplam Path Loss Hesabı
end
plot(x3,PL3)%3 bölgesindeki toplam PL'nin çizimi
xlabel('Ekran Konumlari(m)');ylabel('Yol Kaybi (dB)');
grid on

```

Şekil 6.18'in Programı:

```

%Tepe sonrası eğimli arazi için Path loss hesabı
hm=1.5;HBs=57;HB=7;%gezgin kullanıcı, aktarıcı ve bina yükseklikleri
Rh=10000;%hill radius silindirik tepe yarıçapı (metre)
f=900e6;C=3e8;d=50;%frekans, ışık hızı ve bina safları arası uzaklık
L1=1000;%tepe doruğu ile aktarıcı arası uzaklık
lambda=C/f;
k=2*pi/lambda;%wave number
D1=exp(2.22+(0.19+0.031*log(d/lambda))*log(Rh/lambda)-
0.79*log(d/lambda));%kırınım katsayısı
psi=2.02*(pi*Rh/lambda)^(1/3)-1.04*sqrt(d/lambda);%zayf. kats.
x3=1050:50:4800;%burada 76 adet x3 değeri var.Yani 76 adet bina safı var.
xa=[1:1:1000];%denklemin çözümü için seçilen aralık (1000 adet)
for t=1:76%her çatı üstü noktası için denklem çözülecek
    for i=1:1000
        p(i)=abs(xa(i)^2/sqrt(10000^2-xa(i)^2)+sqrt(10000^2-xa(i)^2)-
        x3(t)*xa(i)/sqrt(10000^2-xa(i)^2)-9950-((t-1)*(50/76)));%bu
        %denklemin silindirik denklemi ile silindire teğet olan ve çatı üstünden gelen
        %doğru denkleminin kendilerinin ve türevlerinin birbirine eşit olduğu noktalar
        %kullanılarak bulunmuştur.Amaç p'nin 0-1000 arasındaki köklerini bulmak
    end
    [m,n]=min(p);%m;p'nin min değeri, n ise p'nin min değerinin indisini verir.
end

```

EK-3 (Devam) Benzetim programları

```

xai(t)=xa(n);%bize asıl lazım olan değer.Yani doğrunun silindirik tepeye teğet
%olduğu noktalardaki x değerleri
A(t)=xai(t)/sqrt(10000^2-xai(t)^2);
y3(t)=HB+(t-1)*(50/76);%doğru (L2) denkleminde x3 değerlerine karşılık
%gelen y3 değerleri. x3'ler ekran konumunu y3'ler ise yüksekliklerini gösterir
b(t)=y3(t)+A(t)*x3(t);
yai(t)=-A(t)*xai(t)+b(t);
L2(t)=sqrt((yai(t)-y3(t))^2+(x3(t)-xai(t))^2);
teta(t)=xai(t)/Rh;
alfaB1(t)=atan(A(t));
alfaB2(t)=atan(y3(t)/(x3(t)-1000));
alfaB(t)=alfaB1(t)+alfaB2(t);%yerel eğime göre alfa açısı iki bölümden
%oluşuyor
%şimdi pathlossları hesapla
PG03(t)=10*log10(((lambda/4*pi)^2*exp(-
2*psi*teta(t))*D1^2)/((x3(t)+1000)*L1*L2(t)));%silindirik
%tepeden kaynaklanan path gain hesabı PG03 olarak isimlendirildi
gp(t)=sin(alfaB(t))*sqrt(d/lambda);%alfaB kullanılarak bulunan gp hesabı
if(gp(t)<1)
    Qgp(t)=3.502*gp(t)-3.327*(gp(t)^2)+0.962*(gp(t)^3);
else
    Qgp(t)=1;%PG1 indirgemesi.Bu problemde Qgp'nin 1 olduğu nokta yok.
end
PG13(t)=10*log10(Qgp(t)^2);%3 bölgesi için PG1 indirgemesi hesabı
%3 bölgesi PG2 hesabı:
ro1=sqrt((HB-hm)^2+(0.5*d)^2);%ro1 ışın yolu uzunluğu
PG23(t)=10*log10((lambda*ro1)/(2*pi^2*((HB-hm)^2)));%3 bölgesi için PG2
%indirgemesi hesabı
PG3(t)=PG03(t)+PG13(t)+PG23(t);%3 bölgesi Toplam Path Gain Hesabı
PL3(t)=-PG3(t);%3 bölgesi Toplam Path Loss Hesabı
end
plot(x3,PL3)%3 bölgesindeki toplam PG'nin çizimi
xlabel('Ekran Konumlari (m)');ylabel('Yol Kaybi (dB)');
grid on

```

Şekil 6.25'in Programı:

```

%f1=1GHz ve f2=200 MHz için orman içi bölgede Path Gain Hesabı
f1=1000e6;f2=200e6;C=3e8;%frekanslar, ışık hızı
lambda1=C/f1;lambda2=C/f2;%dalga boyları
k1=2*pi/lambda1;k2=2*pi/lambda2;%wave numbers
Re1=0.28;%K'nın reel kısmı. 1 GHz için
Im1=0.104;%K'nın imajiner kısmı. 1 GHz için
K1=Re1-Im1*j;%deviation
Er1=(k1+K1)^2/k1^2;%scaler dielectric constant

```

EK-3 (Devam) Benzetim programları

```

X1=Er1-1%Polarizability
Re2=0.057;%K'nın reel kısmı. 200 MHz için
Im2=0.089;%K'nın imajiner kısmı. 200 MHz için
K2=Re2-Im2*j;%deviation
Er2=(k2+K2)^2/k2^2;%scaler dielectric constant
X2=Er2-1%Polarizability
tetaC1=asin(1/sqrt(real(Er1)));%critical angle(radyan)
tetaCderece1=tetaC1*360/(2*pi);%critical angle(derece)
tetaC2=asin(1/sqrt(real(Er2)));%critical angle(radyan)
tetaCderece2=tetaC2*360/(2*pi);%critical angle(derece)
h0=1.5;h1=1.5;HT=11.5;%gezgin kullanıcıların ve ağaçların yükseklikleri
S=(HT-h0)+(HT-h1);%her gezgin ile orman üstü arası dikey mesafelerin
%toplamı
R=10:10:1000;%burada 100 adet R değeri var.
for t=1:100
PGain1(t)=((1/abs(X1))^2)*((lambda1/(2*pi*R(t)))^4)*exp(2*S*k1*imag(sqrt(X
1)));%Path Gain hesabı 1 GHz için
PG1(t)=10*log10(PGain1(t));%dB olarak Path Gain
L1(t)=-PG1(t);%dB olarak Path Loss 1 GHz için
PGain2(t)=((1/abs(X2))^2)*((lambda2/(2*pi*R(t)))^4)*exp(2*S*k2*imag(sqrt(X
2)));% Path Gain hesabı 200 MHz için
PG2(t)=10*log10(PGain2(t));%dB olarak Path Gain
L2(t)=-PG2(t);%dB olarak Path Loss 200 MHz için
end
%ilave hesaplamalar:
skindepth1=1/Im1;
skindepth2=1/Im2;
alphadB1=8.69*Im1;%specific attenuation
alphadB2=8.69*Im2;%specific attenuation
Lcra1=(HT-h1)/cos(tetaC1);%ağaçlara doğru olan kritik açı ışını uzunluğu
Lcra2=(HT-h1)/cos(tetaC2);% ağaçlara doğru olan kritik açı ışını uzunluğu
plot(R,PG1,'--',R,PG2,':')
xlabel('Mesafe(m)');ylabel('Yol Kazancı (dB)');
legend('f=1 GHz','f=200 MHz')
grid on

```

Şekil 6.28'in Programı:

```

% f1=1GHz ve f2=200 MHz Path Kazancı Hesabı
%Aktarıcı ormanın dışında ve ağaçlardan yüksekte, gezgin kullanıcı
%ormanın içinde olması durumu
f1=1000e6;f2=200e6;C=3e8;%frekanslar, ışık hızı
lambda1=C/f1;lambda2=C/f2;%dalga boyları
k1=2*pi/lambda1;k2=2*pi/lambda2;%wave numbers
Re1=0.28;%K'nın reel kısmı.

```

EK-3 (Devam) Benzetim programları

```

Im1=0.104;%K'nın imajiner kısmı.
K1=Re1-Im1*j;%deviation
Er1=(k1+K1)^2/k1^2;%scaler dielectric constant
X1=Er1-1%Polarizability
Re2=0.057;%K'nın reel kısmı.
Im2=0.089;%K'nın imajiner kısmı.
K2=Re2-Im2*j;%deviation
Er2=(k2+K2)^2/k2^2;%scaler dielectric constant
X2=Er2-1%Polarizability
tetaC1=asin(1/sqrt(real(Er1)));%critical angle(radyan)
tetaCderece1=tetaC1*360/(2*pi);%critical angle(derece)
tetaC2=asin(1/sqrt(real(Er2)));%critical angle(radyan)
tetaCderece2=tetaC2*360/(2*pi);%critical angle(derece)
hBS=21.5;hm=1.5;HT=11.5;%Aktarıcı, gezgin kullanıcı ve ağaçların
yükseklikleri
R=10:10:1000;%burada 100 adet R değeri var.ilgilenilen haberleşme menzili
for t=1:100
PGain1(t)=(lambda1/(4*pi))^2*(4/R(t)^4)*((hBS-HT)^2/abs(X1))*exp(2*(HT-
hm)*k1*imag(sqrt(X1)));
PG1(t)=10*log10(PGain1(t));%dB olarak Path Gain
L1(t)=-PG1(t);%dB olarak Path Loss
PGain2(t)=(lambda2/(4*pi))^2*(4/R(t)^4)*((hBS-HT)^2/abs(X2))*exp(2*(HT-
hm)*k2*imag(sqrt(X2)));
PG2(t)=10*log10(PGain2(t));%dB olarak Path Gain
L2(t)=-PG2(t);%dB olarak Path Loss
end
plot(R,PG1,'--',R,PG2,':')
xlabel('Mesafe(m)');ylabel('Yol Kazancı (dB)');
legend('f=1 GHz','f=200 MHz')
grid on

```

Şekil 6.32'in Programı:

```

% f1=1GHz ve f2=200 MHz Path Loss Hesabı
%Aktarıcı ve gezgin kullanıcının her ikisinin de ormanın dışında olması
%durumu
f1=1000e6;f2=200e6;C=3e8;%frekanslar, ışık hızı
lambda1=C/f1;lambda2=C/f2;%dalga boyları
k1=2*pi/lambda1;k2=2*pi/lambda2;%wave numbers
Re1=0.28;%K'nın reel kısmı.
Im1=0.104;%K'nın imajiner kısmı.
K1=Re1-Im1*j;%deviation
Er1=(k1+K1)^2/k1^2;%scaler dielectric constant
X1=Er1-1%Polarizability
Re2=0.057;%K'nın reel kısmı.

```

EK-3 (Devam) Benzetim programları

```

Im2=0.089;%K'nın imajiner kısmı.
K2=Re2-Im2*j;%deviation
Er2=(k2+K2)^2/k2^2;%scaler dielectric constant
X2=Er2-1%Polarizability
hBS=21.5;hm=1.5;HT=11.5;%Aktarıcı, gezgin kullanıcı ve ağaçların
%yükseklikleri
x=50;%gezgin kullanıcının ormana olan uzaklığı
ro=sqrt(x^2+(HT-hm)^2);%ışının kırındığı ormanın köşesi ile kullanıcı
%arasındaki mesafe
R=10:10:1000;%mesafe vektörü. burada 100 adet R değeri var.
for t=1:100
PGain1(t)=(lambda1^3/(2*pi)^4)*(1/R(t)^4)*(ro/abs(X1))*((hBS-HT)^2/(HT-
hm)^2);
PG1(t)=10*log10(PGain1(t));%dB olarak Path Gain
L1(t)=-PG1(t);%dB olarak Path Loss
PGain2(t)=(lambda2^3/(2*pi)^4)*(1/R(t)^4)*(ro/abs(X2))*((hBS-HT)^2/(HT-
hm)^2);
PG2(t)=10*log10(PGain2(t));%dB olarak Path Gain
L2(t)=-PG2(t);%dB olarak Path Loss
end
PG1(100)
PG2(100)
plot(R,L1,'--',R,L2,':')
xlabel('Mesafe(m)');ylabel('Yol Kaybi (dB)');
legend('f=1 GHz','f=200 MHz')
grid on

```

ÖZGEÇMİŞ**Kişisel Bilgiler**

Soyadı, adı : HAN, Alper
Uyruğu : T.C.
Doğum tarihi ve yeri : 05.01.1974/Kocaeli
Medeni hali : Evli
Telefon : 0 (312) 438 42 74
e-mail : ahan@kkk.tsk.mil.tr

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Lisans	İTÜ/Elektronik ve Hab.Müh.	1998
Lise	İzmit Teknik Lisesi/Elektronik Böl.	1992

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
1998-2006	K.K.Tek. ve Prj.Ynt.D.Bşk.lığı	Proje Subayı

Yabancı Dil

İngilizce