

# İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ .....	iv
KISALTIMA LİSTESİ .....	vi
ŞEKİL LİSTESİ .....	vii
ÇİZELGE LİSTESİ .....	ix
ÖNSÖZ .....	x
ÖZET .....	xi
ABSTRACT .....	xii
1. GİRİŞ .....	1
1.1 Radyo Frekansı: Endüstriyel Bilimsel ve Medikal (ISM) Frekans Bandı .....	2
1.1.1 900 MHz ISM Bandı .....	2
1.1.2 2.4 GHz ISM Bandı .....	3
1.1.3 5.8 GHz ISM Bandı .....	3
1.2 Kablosuz Alan Ağları (KAA) .....	3
1.2.1 Genel Özellikler .....	3
1.2.2 Kablolü Haberleşme Sistemlerinden Farkları .....	4
1.2.3 Genel Elemanlar .....	5
1.2.4 Temel Mimariler .....	6
1.2.4.1 Ad – Hoc KAA Yapısı .....	6
1.2.4.2 Mikro Hücre KAA Konfigürasyonu .....	7
1.3 Kablosuz Alan Ağları (KAA) Standartları .....	7
1.3.1 IEEE 802.11a Standardı .....	8
1.3.2 IEEE 802.11b Standardı .....	8
1.3.3 IEEE 802.11g Standardı .....	8
1.3.4 IEEE 802.11n Standardı .....	9
2. RADYO PROPAGASYONU: BÜYÜK-ÖLÇEKLİ YOL KAYBI .....	10
2.1 Yol Kaybı Kavramı .....	10
2.2 Serbest Uzay Propagasyonu .....	11
2.3 Elektrik Alan-Güç İlişkisi .....	15
2.4 Propagasyonu Etkileyen Faktörler .....	18
2.5 Yansıma .....	18
2.5.1 Dielektrikten Yansıma .....	19
2.5.2 Brewster Açısı .....	23
2.5.3 Zemin ve Duvarların Propagasyona Etkisi .....	25
2.5.4 Anten Yüksekliğinin Etkisi: İki-Işın Modeli .....	27
2.6 Kırınım .....	34
2.6.1 Fresnel Bölge Geometrisi .....	34
2.6.2 Bıçak-sırtı Kırınım Modeli .....	38
2.7 Saçılma .....	41
2.7.1 Radar Çapraz Kesit (RCS) Modeli .....	42

3.	BİNAİÇİ PROPAGASYON YOL KAYIP MODELLERİ .....	44
3.1	Giriş .....	44
3.2	Amirik Modeller .....	45
3.2.1	Keenan-Motley Modeli.....	45
3.2.2	Logaritmik-Uzaklık Modeli.....	47
3.3	Işın İzleme Yöntemi .....	48
3.4	Yapay Sinir Ağı Yaklaşımı.....	51
4.	YAPAY SİNİR AĞLARI.....	53
4.1	Biyolojik Sinir Sistemi .....	53
4.2	Yapay Sinir Ağı .....	54
4.2.1	Yapay Sinir Ağlarının Özellikleri.....	55
4.2.2	Yapay Sinir Ağlarının Uygulama Alanları.....	56
4.3	Yapay Sinir Ağı Hücresi.....	57
4.4	Aktivasyon Fonksiyonları.....	59
4.4.1	Doğrusal ve Doyumlu-doğrusal Aktivasyon Fonksiyonu .....	59
4.4.2	Sigmoid Aktivasyon Fonksiyonu .....	60
4.4.3	Eşik Aktivasyon Fonksiyonu.....	60
4.5	Yapay Sinir Ağı Modelleri .....	61
4.6	Yapay Sinir Ağlarının Eğitilmesi .....	62
4.7	Yapay Sinir Ağlarında Öğrenme Algoritmaları .....	62
4.7.1	Çok Katmanlı Algılayıcı (ÇKA).....	63
4.7.2	Geriye Yayılım Algoritması .....	65
4.7.3	Levenberg- Marquardt Algoritması.....	67
5.	BİNAİÇİ PROPAGASYONUN YAPAY SİNİR AĞLARI KULLANILARAK MODELLENMESİ.....	70
5.1	Propagasyon Ortamı .....	70
5.2	Elektrik Alan Şiddeti Ölçümleri .....	73
5.2.1	EMR-300 Radyasyon Ölçüm Aygıtı .....	74
5.2.2	Elektrik Alan Şiddeti Ölçüm Değerleri .....	75
5.3	Yapay Sinir Ağı Tasarımı ve Sonuçları.....	76
5.3.1	Eğitim ve Test Kümesinin Belirlenmesi.....	76
5.3.2	Giriş ve Çıkışların Ölçeklendirilmesi .....	78
5.3.3	Tasarım Parametrelerinin Belirlenmesi .....	78
5.3.4	Modelleme Sonuçları.....	80
5.4	YSA ile Amirik Propagasyon Yol Kayıp Modellerinin Karşılaştırılması .....	83
6.	SONUÇLAR ve ÖNERİLER .....	86
	KAYNAKLAR.....	89
	EKLER .....	90
	Ek 1 Makale-1: “WLAN Propagation Path Loss Prediction at 2.4 GHz” .....	91
	Ek 2 Makale-2: “Electromagnetic Coverage Calculation In GIS” .....	95
	ÖZGEÇMİŞ.....	101

## SİMGE LİSTESİ

$a$	Keenan-Motley modeli için Lineer zayıflama katsayısı
$A_{eff}$	Alici antenin etkin açıklığı
$b$	Bias girişi
$c$	Işık hızı
$d$	Verici-alici antenler arasındaki uzaklık
$d_0$	Verici-alici antenler arasındaki referans uzaklık
$d_f$	Fraunhofer uzaklığı
$D$	Alici antenin en büyük fiziksel lineer boyutu
$e$	Yapay sinir Ağı çıkış hatası
$E$	Elektrik alan şiddeti
$f$	Çalışma frekansı
$F(v)$	Fresnel integrali
$G_t$	Verici anten kazancı
$G_r$	Alici anten kazancı
$G_{D_i}$	Kırınım durumundaki anten kazancı
$G_{R_i}$	Yansıma durumundaki anten kazancı
$G_{S_i}$	Saçılma durumundaki anten kazancı
$H$	Manyetik alan şiddeti
$h_c$	Kritik yükseklik
$h_t$	Verici anten yüksekliği
$h_r$	Alici anten yüksekliği
$i_0$	Antenden geçen akım değeri
$J$	Jacobian matrisi
$L$	Propagasyon bağımsız sistem kaybı
$mc$	Momentum katsayısı
$n$	Kırınım indeksi
$o$	Yapay sinir Ağı çıkışı
$P_d$	Güç akı yoğunluğu
$P_t$	İletilen güç şiddeti
$P_r$	Alınan güç şiddeti
$PL$	Yol kaybı
$R_{ant}$	Anten direnci
$t$	İterasyon sayısı
$V$	Voltaaj
$W$	Ağırlık Matrisi
$X$	Giriş Matrisi
$y$	Yapay Sinir Ağı beklenen çıkışı
$\alpha$	Öğrenme katsayısı
$\lambda$	Elektromanyetik işaretin dalga boyu
$\mu$	Manyetik geçirgenlik katsayısı

$\nu$	Fresnel-Kirchoff Kırınım Parametresi
$\epsilon_0$	Boşluğun dielektik katsayısı
$\epsilon_r$	Bağıl dielektrik katsayısı
$\delta$	Hassaslık yeterliği
$\tau$	İletim katsayısı
$\theta_i$	Dalganın düzleme geliş açısı
$\theta_t$	Dalganın iletim açısı
$\theta_B$	Brewster açısı
$\rho_S$	Saçılma kaybı faktörü
$\sigma$	İletkenlik
$\omega_c$	Acısal frekans
$\Delta$	Yol farkı
$\Gamma$	Yansıma katsayısı

## KISALTMA LİSTESİ

AP	Access Point
ÇKA	Çok Katmanlı Algılayıcı
DHCP	Dynamic Host Control Protocol
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power
ERP	Effective Radiated Power
FCC	Federal Communications Commission
GSM	Global System for Mobile Communications
GYA	Geriye Yayılım Algoritması
IBSS	Independent Basic Service Set
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IP	İnternet Protokolü
ISM	Industrial Scientific and Medical
KAA	Kablosuz Alan Ağları
KM	Keenan-Motley
LAN	Local Area Networks
LM	Lavenberg-Marquardt
LOS	Line Of Sight
MIMO	Multiple Input Multiple Output
NAT	Network Address Translation
NIC	Network Interface Card
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PC	Personal Computer
PCMCIA	Personal Computer Memory Card International Association
R	Receiver
RCS	Radar Cross Section
RF	Radyo Frekansı
RMS	Root Mean Square
T	Transmitter
TE	Transverse Electric
TM	Transverse Magnetic
USB	Universal Serial Bus
UNII	Unlicensed National Information Infrastructure
WLAN	Wireless Local Area Networks
YSA	Yapay Sınır Ağları
YTÜ	Yıldız Teknik Üniversitesi

## ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1 ISM ve UNII Frekans Bantları .....	3
Şekil 1.2 Çeşitli Erişim Noktası Modelleri (Cisco Aironet Serisi).....	5
Şekil 1.3 PC ve PCMCIA Dahili Ağ Adaptörü Örnekleri (Cisco).....	6
Şekil 1.4 Ad – Hoc KAA Mimarisi .....	6
Şekil 1.5 Yapılandırılmış KAA Konfigürasyonu .....	7
Şekil 1.6 Mikro hücre KAA konfigürasyonu .....	7
Şekil 2.1 Küçük-ölçek ve büyük-ölçek zayıflama.....	11
Şekil 2.2 2.4 GHz çalışma frekansı için serbest uzay yol kaybının mesafeyle değişimi.....	14
Şekil 2.3 P noktasından “d” uzaklıkta ve ışığı ile $\theta$ açısı yapan, üzerinde $i_0$ akımını taşıyan, L ( $L \ll \lambda$ ) uzunluğunda doğrusal bir ışığı gösterimi .....	15
Şekil 2.4 (a) Noktasal bir kaynaktan d uzaklıkta güç akı yoğunluğu (b) Alıcının girişine uygulanan gerilim modeli .....	17
Şekil 2.5 İki dielektrik arasında Dalganın TE ve TM modu için yansımaları.....	19
Şekil 2.6 Brewster Açısının sadece TM polarizasyonda olma durumu.....	23
Şekil 2.7 TE polarizasyonunda yansıma katsayısının farklı malzemeler için geliş açısına göre değişimi.....	24
Şekil 2.8 TM polarizasyonunda yansıma katsayısının farklı malzemeler için geliş açısına göre değişimi.....	24
Şekil 2.9 Yansıma katsayısının bağıl dielektrik katsayısına göre değişimi.....	25
Şekil 2.10 2.4 GHz çalışma frekansında 0.3 m kalınlığa sahip tabaka için yansıma katsayısı	26
Şekil 2.11 2.4 GHz çalışma frekansında 0.3 m kalınlığa sahip tabaka için transmisyon katsayısı.....	27
Şekil 2.12 İki ışınly yerden yansıma modeli .....	28
Şekil 2.13 “Görüntü metodu” .....	30
Şekil 2.14 Doğrudan görüş hattı, yerden yansıma ve toplam alınan elektrik alan bileşenlerini gösteren fazör diyagramı.....	31
Şekil 2.15 TE ve TM polarizasyonları için İki-Işın Modeli ( $ht=hr=0.5m$ ) .....	33
Şekil 2.16 TE ve TM polarizasyonları için İki-Işın Modeli ( $ht=hr=5cm$ ).....	34
Şekil 2.17 Bıçak-sırtı kırınım geometrisi diyagramları.....	36
Şekil 2.18 Ardışık Fresnel bölgelerinin sınırlarını tanımlayan eş merkezli çemberler .....	38
Şekil 2.19 Farklı bıçak-sırtı kırınım durumları için Fresnel bölgelerinin gösterimi .....	39

Şekil 2.20 Fresnel kırınım parametresi cinsinden bıçak-sırtı kırınım kazancı .....	41
Şekil 2.21 Propagasyon mekanizmaları (1) Yansıma (2) Saçılma (3) Kırınım (4) Transmisyon (5)Bina içine penetrasyon .....	43
Şekil 3.1 Keenan-Motley Modeli .....	45
Şekil 3.2 Keenan-Motley Modeli ile Yol kaybı Analizi.....	46
Şekil 3.3 Logaritmik-Uzaklık Modeli ile Yol kaybı Analizi.....	48
Şekil 3.4 Işın optik modelinin prensibi.....	49
Şekil 3.5 İşaretin Kırınım ve Saçılma Durumlarındaki Davranışı .....	51
Şekil 4.1 Biyolojik sinir sisteminin blok gösterimi .....	53
Şekil 4.2 Biyolojik Sinir Hücresi ve Bileşenleri .....	54
Şekil 4.3 Temel yapay sinir ağı hücresi.....	58
Şekil 4.4a Doyumlu-doğrusal Aktivasyon Fonksiyonu.....	59
Şekil 4.4b Çift ve Tek Yönlü Sigmoid Aktivasyon Fonksiyonları .....	60
Şekil 4.4c Eşik aktivasyon fonksiyonu.....	61
Şekil 4.5 İleri Beslemeli Yapı .....	61
Şekil 4.6 Geri beslemeli yapı.....	62
Şekil 4.7 İleri beslemeli Çok Katmanlı Algılayıcı .....	64
Şekil 5.1 YTÜ Yıldız Yerleşkesi.....	71
Şekil 5.2 T-Blok Genel Görünüm .....	71
Şekil 5.3 T-Blok Zemin kat (3-boyutlu).....	72
Şekil 5.4 T-Blok Zemin kat (2-boyutlu).....	72
Şekil 5.5 Cisco Aironet 1100 Serisi Erişim Noktası .....	73
Şekil 5.6 T10x koridorunda belirlenen noktalar .....	74
Şekil 5.7 EMR-300 Radyasyon Ölçüm Aygıtı .....	76
Şekil 5.8 Ölçüm Değerlerine Göre Ortamdaki Güç Dağılımı (dB).....	81
Şekil 5.9 Ölçüm Değerlerine Göre Ortamdaki Güç Dağılımı (dB).....	82
Şekil 5.10 Yol Kaybı Hesaplamaları İçin Kullanılan Doğrultular .....	84
Şekil 5.11 Birinci Doğrultu İçin Yol Kaybı Hesaplamaları .....	85
Şekil 5.12 İkinci Doğrultu İçin Yol Kaybı Hesaplamaları .....	85
Şekil 6.1 100 cm Yükseklik Seviyesi için Güç Dağılımının ArcGIS ile Görüntülenmesi.....	88

## ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 1.1 KAA standartları .....	8
Çizelge 2.1 Farklı frekanslarda Çeşitli malzeme parametreleri .....	21
Çizelge 2.2 Çeşitli Malzemelerin Bağlı Dielektrik katsayıları.....	21
Çizelge 2.3 Fresnel-Kirchoff kırınım parametresinin değişen değerleri için kırınım kazancının yaklaşık çözümü.....	40
Çizelge 3.1 KM Modelinde Farklı Binalarda Farklı Frekanslar İçin Ölçülen Yol Zayıflama Katsayıları .....	46
Çizelge 3.2 Farklı Ortamlar İçin Kullanılan Yol Kaybı Katsayıları.....	48
Çizelge 5.1 Propagasyon Ortamında Elde Edilen Ölçüm Değerleri .....	75
Çizelge 5.2 YSA Modeli İçin Eğitim ve Test Değerleri.....	77
Çizelge 5.3 YSA Modelinin İndirgenmiş Giriş ve Çıkış Değerleri.....	79

## ÖNSÖZ

Kablosuz haberleşme sistemlerinde kesintisiz ve etkin bir iletişimin sağlanabilmesi için, radyo propagasyonun özellikle bina içi ortamlardaki analizi büyük önem taşımaktadır. Veri iletiminin kesilmemesi için bina içinde sağlıklı bir yayılım sağlanmalıdır. Hareketli alıcıdaki işaret güç seviyesinin kestirimi için çeşitli amprik ve deterministik modeller geliştirilmiştir. Geliştirilen bu modeller sayesinde verici ve alıcı antenlerin konumları belirlenip verimli bir ağ tasarımı yapılabilmektedir.

Bu çalışmada bina içi ortamlardaki propagasyonunu etkileyen etmenler ele alınıp, radyo işaretine ilişkin güç seviyesindeki değişimini analiz edebilmek ve yol kaybını modelleyebilmek için literatürde yer alan diğer modellere alternatif bir Yapay Sinir Ağı çözümü geliştirilmiştir. Yapay Sinir Ağı modeli ile diğer modellerin karşılaştırması yapılarak sistemin işlerliği için kullanım alanı sağlamak amaçlanmıştır.

Tezimin hazırlanması sırasında benden katkı ve yardımlarını esirgemeyen değerli hocam, tez danışmanım Öğretim Görevlisi Dr. Aktül KAVAS'a; yakın arkadaşım ve proje ortağım Y.T.Ü Jeodezi ve Fotogrametri Müh. Yüksek Lisans Öğrencisi Sayın Alper ŞEN'e; hoşgörü ve desteklerinden dolayı NORTEL NETAŞ'taki yönetici ve iş arkadaşlarıma ve çalışmamın her aşamasında bana sonsuz destek olan ailem ve "en sevdiğime" sonsuz teşekkür ederim.

## ÖZET

Kablosuz haberleşme sistemlerinde kesintisiz ve etkin bir iletişimin sağlanabilmesi için, radyo propagasyonun özellikle bina içi ortamlardaki analizi büyük önem taşımaktadır. Veri iletiminin kesilmemesi için binaiçi ortamda sağlıklı bir yayılım sağlanmalıdır. Hareketli alıcıdaki işaret güç seviyesinin uzaklığa bağlı olarak kestirimi için geliştirilen çeşitli modeller sayesinde verici ve alıcı antenlerin konumları belirlenip verimli bir ağ tasarımı yapılabilmektedir.

Sistemin işlerliğini kaybetmeden çalışabildiği maksimum uzaklık menzili olarak tanımlanmakta ve bu değer “yol kaybı” kavramı ile açıklanmaktadır. Yol kaybı hesaplamaları haberleşme sisteminin ve ortamın karakteristik özelliklerine bağlı olarak modellenmekte; böylelikle sistemin kapsama alanına ilişkin sağlıklı bir kestirim yapılabilmektedir.

Bu çalışmada; Yıldız Teknik Üniversitesi Beşiktaş Kampusu T-Blok zemin katında ve 2.4 GHz frekans bandında çalışan kablosuz haberleşme sistemine ilişkin propagasyon yol kaybı modellenmiştir. Öncelikle Kablosuz Alan Ağları’na ilişkin genel özellikler ve standartlar verilmiş; radyo propagasyonunda büyük-ölçekli yol kaybı ve propagasyonu etkileyen etmenler ele alınarak yol kaybı kestiriminde kullanılan çeşitli amprik ve deterministik modeller tanımlanmıştır.

Bununla birlikte bu modellere alternatif bir Yapay Sinir Ağı (YSA) modeli geliştirilerek sonuçları ortaya konmuştur. Modelleme için binaiçi ortamda ölçekli bir şekilde Elektrik Alan şiddeti ölçümleri yapılmış; elde edilen ölçüm verileri ve Levenberg-Marquardt öğrenme algoritması ile ağ eğitilerek kestirim modeli oluşturulmuştur. YSA modelinin ölçüm değerleri ve diğer modeller ile karşılaştırılması yapılarak MATLAB bilgisayar programında elde edilen sonuçlar ortaya konmuştur. Yapılan incelemelerin yanı sıra tez çalışması sırasında elde edilen araştırma sonuçları, ayrıca iki ayrı bilimsel makale halinde de derlenerek EKLER kısmında sunulmuştur.

**Anahtar Kelimeler:** Kablosuz Alan Ağları, Binaiçi yayılım, Propagasyon Yol Kaybı, Yapay Sinir Ağları, Levenberg-Marquardt

## ABSTRACT

The analysis of indoor radio propagation is very important for the maintenance of a sustainable and an effective communication link in Wireless systems. A sufficient radio propagation must be maintained to avoid the interruption of the data transmission. The positions of the transmitters and receivers can be determined with the various models predicting the radio signal power level versus the distance between the antennas. With the use of these models, an efficient wireless network can be designed.

The maximum distance, where the communication is still maintained, is called the range of the system and this value is identified by the “propagation path loss” term. The path loss calculations are modelled due to the characteristics of the communication system and the propagation environment and thus, a reliable coverage area prediction can be done

In this assignment, the Wireless Local Area Network (WLAN) system operating at *2.4 GHz* frequency band and locating in the entrance floor of the Yildiz Technical University Besiktas Campus T-Block have been researched and the related radio propagation path loss calculations have been modelled. Firstly, the general concepts and technical standards of the WLAN system have been introduced. Then, the mechanisms affecting the large-scale path loss have been identified and various empirical and deterministic prediction models have been defined.

Furthermore, an alternative Artificial Neural Network (ANN) approach have been developed and implemented. The Electric Field Strength measurements were performed in the propagation environment and these values were used to train the ANN model with Levenberg-Marquardt training algorithm. By using MATLAB, the ANN prediction results have been compared with the empirical models and the measurement values. Moreover, the achieved results during this project have been compiled in two articles which are given in the acknowledgement section.

**Key words:** Wireless Local Area Networks (WLAN), Indoor Propagation, Propagation Path Loss, Artificial Neural Networks, Levenberg-Marquardt.

## 1. GİRİŞ

Kablosuz Haberleşme, günümüzün teknoloji dünyasının en etkin ve hızlı değişim gösteren alanlarından birisidir. Bu hızlı gelişimin temel nedeni, mevcut iletim ortamında ses bilgisinin yanı sıra video, görüntü ve çeşitli veri transferinin bulunduğu servislerin entegre bir şekilde taşınmasının amaçlanmasıdır. Böylelikle, kablolu haberleşme sistemlerine benzer şekilde kablosuz haberleşme sistemlerinde de kapasite ve hız bakımından iyileştirme çabaları büyük bir hızla artmıştır.

Kablolu sistemler için, iletim hatlarında fiber optik kabloların; şebeke ağ mimarisinde de çok yönlü yönlendirici (router) ve anahtar (switch) gibi güçlü donanımlar ve yeni işaret işleme tekniklerinin kullanımıyla beraber büyük bir aşama kaydedilmiştir. Öte yandan kablosuz haberleşme için tasarımcıların önünde hala iki büyük kısıtlama vardır. Bu kısıtlamalar; hava arayüzünde kullanıma elverişli “*kısıtlı frekans bandı*” ve bina içi ve/veya bina dışı ortamlarda yayınlanabilecek “*kısıtlı verici gücü*” şeklindedir. Verici güçlerindeki sınırlamalar, haberleşme ortamındaki farklı kaynaklara ilişkin işaretlerin girişimi ve sonucunda insan sağlığını tehdit edebilecek “elektromanyetik kirlilik” ve ayrıca hareketli abone (alıcı) donanımının sahip olduğu kısıtlı güçten kaynaklanmaktadır.

Kablosuz haberleşmede en önemli uygulamalar, askeri amaçlı mikrodalga radar savunma sistemleri ve elbetteki günümüz cep telefonu dünyasının temelini oluşturan hareketli hücreli haberleşme sistemleridir. Bununla birlikte ev, okul ve ofis gibi bina içi ortamlarda geniş-bant Internet erişimi ve yüksek hızlı çoklu-ortam (multi-media) veri transferi olanağını sunan Kablosuz Alan Ağları (KAA, Wireless Local Area Networks, WLAN) ve Bluetooth gibi kısa menzilli haberleşme sistemleri de bulunmaktadır.

Tüm bu bina içi/binadışı uygulamalarda tasarımcıların odak noktası, sınırlı frekans bandını etkin bir şekilde kullanmakla beraber verici ve alıcı arasındaki haberleşme sağlayan elektromanyetik dalgaya ilişkin “*propagasyon yol kaybı*”dır. Etkin bir veri iletim hızının ortamda nereye kadar sağlanabildiği; bir başka deyişle sistemin menzilin belirlenmesi, yol kaybının analizi ile mümkün olmaktadır. Yol kaybı analizinde ise propagasyon ortamındaki verici kaynağın çalıştığı frekans bandında ve bulunduğu hücre tipine bağlı olarak hangi güç seviyelerinde yayın yaptığı araştırılmalıdır.

Bu çalışmada Yıldız Teknik Üniversitesi Beşiktaş Kampusu içindeki T-Blok zemin kat koridorunda çalışmakta olan KAA sistemine ilişkin yol kaybı modellenmesi yapılarak elektromanyetik kapsama alanı araştırılmıştır. Bunun için bu bölümde sırasıyla KAA

Sisteminin çalıştığı frekans bandı belirtilmiş ve KAA sistemlerine ilişkin genel özellikler ve standartlar tanımlanmıştır.

### **1.1 Radyo Frekansı: Endüstriyel Bilimsel ve Medikal (ISM) Frekans Bandı**

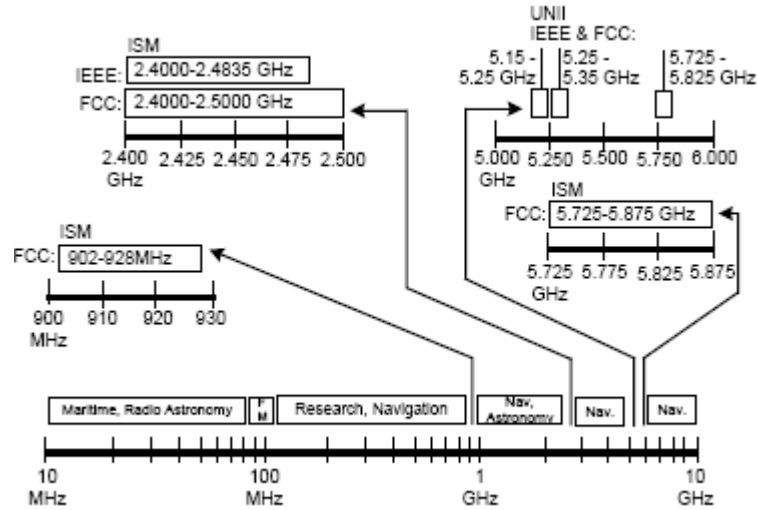
*Frekans bandı* kablosuz haberleşme sistemlerinin etkisini göstermek için kullanılan temel özelliklerden biridir. Propagasyon kanalı için optimum frekans bandı, haberleşme sisteminin teknik gereksinimleriyle ve haberleşme ortamındaki radyo dalga propagasyonun koşullarıyla belirlenmekte ve sınırlandırılmaktadır.

Kablosuz haberleşme sistemleri elektromanyetik spektrumunda kızıl ötesi ışınlar ile birlikte radyo frekans bandını (30 Hz-300 GHz) kullanmaktadır. Bu sistemler, büyük ölçüde Kuzey Amerika'da geliştirilen teknolojilerdir ve bu nedenle Amerika kıtasındaki yerel kısıtlamalar bu teknolojilerin gelişiminde, özellikle frekans bantlarının belirlenmesinde büyük rol oynamıştır. Bu bağlamda standartların şekillenmesinde iki kuruluş; FCC (Federal Communications Group) ve IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers) belirleyici olmaktadır.

Kablosuz yerel alan ağlarının kullanabileceği frekans aralıklarını ve bu frekans bantlarındaki güç çıkışlarının sınırlarını FCC belirlemektedir. Bu paralelde FCC tarafından KAA için lisanssız kullanılabilen ISM (Industrial, Scientific and Medical) bandına izin vermiştir. ISM bantları genel olarak; 900 MHz, 2.4 GHz, ve 5.8 GHz frekans bantları şeklindedir ve 26 MHz ile 150 MHz arasında değişen bant genişliklerine sahiptir. ISM bantlarına ek olarak FCC, üç adet UNII (Unlicensed National Information Infrastructure) frekans bandı daha belirlemiştir. (Şekil 1.1). Her bir UNII bandı 5 GHz frekans seviyesindedir ve 100 MHz bant genişliğine sahiptir.(Şen,2005)

#### **1.1.1 900 MHz ISM Bandı**

900 MHz ISM Bandı 902 MHz ile 928 MHz aralığındaki frekans bandıdır. Bu bant bir dönem KAA için kullanılmış olsa da daha sonraları daha üst frekans bantlarının daha yüksek bant genişliği ve daha yüksek çıkış vermeleri sebebi ile kullanımı azalmıştır. Ev tipi telsiz telefonlarda ve kablosuz kamera sistemlerinde halen yaygın olarak kullanılmaktadır. 900 MHz ISM bandında maksimum güç çıkışı FCC tarafından 1 Watt olarak, maksimum belirlenmiştir.



Şekil 1.1 ISM ve UNII Frekans Bantları

### 1.1.2 2.4 GHz ISM Bandı

Tüm IEEE 802.11 uyumlu ürünlerin kullandığı ve KAA için en yaygın olarak kullanılan ISM bandıdır. Bu frekans bandı 2.4 GHz ile 2.5 GHz arasındaki frekans aralığını kapsar. Ancak KAA bu bandın sadece 2.4 ile 2.4835 GHz arasındaki 83.5 MHz'lik bir aralığı kullanır çünkü FCC, sadece bu kısma ilişkin maksimum güç çıkış limitlerini belirlemiştir. 2.4 GHz ISM bandında maksimum güç çıkışı FCC tarafından 1 Watt olarak belirlenmiştir.

### 1.1.3 5.8 GHz ISM Bandı

5 GHz ISM bandı olarak bilirse de 5.725 GHz ile 5.875 GHz aralığında uzanan frekans bandıdır ve toplam bant genişliği 150 MHz'dir. 5 GHz seviyesinde kullanılan KaAA bandı, üst UNII olarak da bilinen bir başka lisans gerektirmeyen frekans bandıdır ve ISM bandından farklıdır. 5.8 GHz ISM bandında maksimum güç çıkışı FCC tarafından 1 Watt olarak belirlenmiştir.

## 1.2 Kablosuz Alan Ağları (KAA)

### 1.2.1 Genel Özellikler

Kablosuz Alan Ağları (Wireless Local Area Networks, WLAN), iki yönlü geniş bant veri iletişimi sağlayan, iletim ortamı olarak fiber optik veya bakır kablo yerine 2.4 GHz ve 5 GHz telsiz frekansı (Radio Frequency, RF) bandını kullanan ve salon, bina veya kampus gibi sınırlı bir alanda çalışan iletişim ağlarıdır. (Nichols,2002)

Kurulum kolaylığı ve hareket serbestliği gibi önemli avantajlar sağlayan KAA sistemleri kablolu ağların yerini alabilmekte hatta bu ağlara göre daha fazla fonksiyonlar içerebilmektedir. Kablosuz Alan Ağları Avrupa düzenlemelerinde Telsiz Alan Ağları (Radio Local Area Networks, RLAN) olarak adlandırılmasına karşın başta ABD olmak üzere birçok ülkede Wi-Fi, Wireless Local Area Networks (WLAN) ve HIPERLAN olarak da adlandırılmaktadır.

### 1.2.2 Kablolu Haberleşme Sistemlerinden Farkları

KAA sistemleri iş adamları, yöneticiler, çalışanlar, küçük ve orta ölçekli işletmeler ve bireysel kullanıcılar gibi büyük bir kesime Internet ve üyesi oldukları kurumsal ağa (İntranet) hareketli olarak bağlanma imkânı sağlamaktadır. Ayrıca, KAA sistemleri kullanıcılara mekandan bağımsız olarak kolay bir kablosuz ağ kurulumu ve geniş bant veri iletim imkanı sunmaktadır. Bu sistemlerin kablolu sistemlerden farkları aşağıdaki parametreler göre özetlenebilir:

**Hareketlilik:** KAA yapısının en önemli avantajı hareketlilik olarak öne çıkmaktadır. Bir KAA kapsama alanı içindeki kullanıcı, uygun bir istemci (client) ile mekândan bağımsız olarak ağa erişebilir ve ağ kaynaklarını klasik LAN içindeymiş gibi kullanabilir. Hareketlilik sadece istemciye değil, ağın tamamı için de mümkündür, kablosuz olarak konfigüre edilmiş bir ağ çok kolayca taşınabilir.

**Maliyet:** Günümüzde bir LAN kurulum ve işletim maliyetinin büyük bir bölümü kablolama giderleridir. Fakat KAA dahilinde bu maliyetler büyük oranda azaltılmaktadır.

**Zaman:** Klasik bir LAN için her bir istemciye fiziksel bir kablo ulaştırılması zorunludur; bu kablolama işlemi bitmeden verimli bir LAN çalışması düşünülemez. Ancak KAA dahilinde genel bir kapsama alanı söz konusu olduğu için her bir istemcinin teker teker ele alınması gerekmez. Bu nedenle KAA çok daha kısa sürede kurulup işletilebilir.

**Esneklik:** Klasik bir LAN çok iyi planlanmalı ve olası büyümeler önceden kestirilmelidir. Aksi takdirde kullanımdaki bir LAN için genişleme çok zor ve yüksek maliyetlidir. Özellikler kablolanmanın gizli yapıldığı (duvar içi, zemin altı vs.) ortamlarda yeni kablolama son derece zor olacaktır. Ancak bir KAA dahilinde genişleme sadece erişim noktalarındaki değişikliklerle yapılabilir.

Bu ve benzeri üstünlükleri KAA yapılarının endüstride giderek yaygınlaşmasına sebep olmaktadır. Özellikle büyük alanlarda ve kampus ortamlarında kurulan ağlar için KAA çok cazip bir seçenek halini almaktadır.

### 1.2.3 Genel Elemanlar

**Erişim Noktası:** Erişim Noktası (Access Point, AP) KAA içerisindeki birimlerin bir kablolu ağa bağlanmasını sağlayan ve diğer kablosuz birimlerin yönetiminden sorumlu olan birimdir. Bir başka deyişle KAA, ağ şebekesindeki son kullanıcılara (istemcilere) Erişim Noktası arayüzü üzerinden oluşturduğu elektromanyetik yayılım ile ulaşır.

Sektörde binaiçi ve binadişı ortamlar için çeşitli erişim noktaları üretilmektedir. Erişim noktaları, üretim özelliklerine bağlı olarak güvenlik, ağ yönlendirmesi (routing), dinamik IP (Internet Protokolü) yönetimi (Dynamic Host Control Protocol, DHCP) ve ağ adres zmlemesi (Network Address Translation, NAT) konularında çözümler sağlayabilir. Aralarında elektromanyetik kapsama alanı araştırılan Cisco Aironet 1100 erişim noktasının (yukarıda soldan sağa cnc) da bulunduğu örnek modeller şekil 1.2'de görülmektedir.



şekil 1.2 çeşitli Erişim Noktası Modelleri (Cisco Aironet Serisi)

**Ağ Adaptörü:** NIC ( Network Interface Card ) herhangi bir istemci ile kablosuz ağ arasında ara yüz oluşturan elemanlardır. Masaüstü bilgisayarlar (Personal Computer, PC) ve diz üstü bilgisayarlar için (PCMCIA) dahili ve farklı arabirimleri (USB, FireWire vs) kullanan harici adaptörler olarak üretilir.



Şekil 1.3 PC ve PCMCIA Dahili Ağ Adaptörü Örnekleri (Cisco)

## 1.2.4 Temel Mimariler

### 1.2.4.1 Ad – Hoc KAA Yapısı

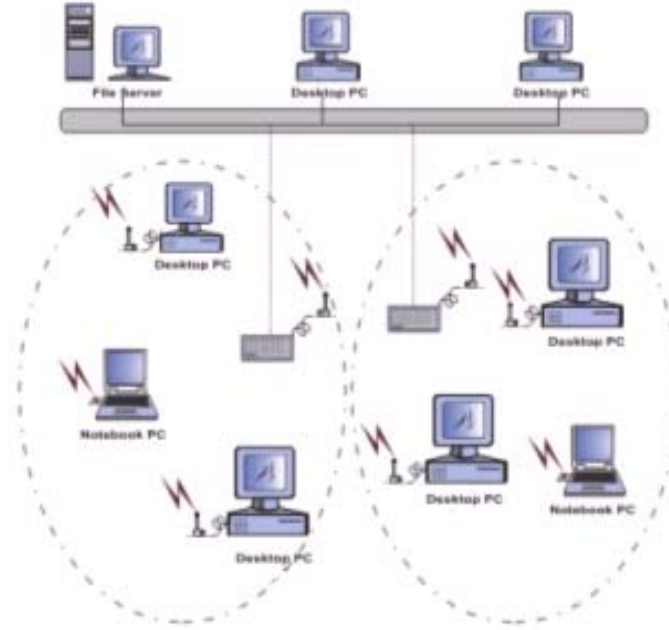
Geleneksel LAN modelindeki Noktadan Noktaya (Peer-to-Peer) bağlantı şekline karşılık gelen bu yapıda tüm KAA cihazları doğrudan KAA adaptörler ile bağlantı kurar. Bu tip yapı en kolay kurulacak olan KAA yapısıdır. Kurulumu son derece kolaydır ve hiçbir ön hazırlık gerektirmez. Bu yapı Bağımsız Temel Servis Birimi Seti (Independent Basic Service Set, IBSS) olarak da anılır.



Şekil 1.4 Ad – Hoc KAA Mimarisi

### 1.2.4.2 Yapılandırılmış KAA Mimarisi

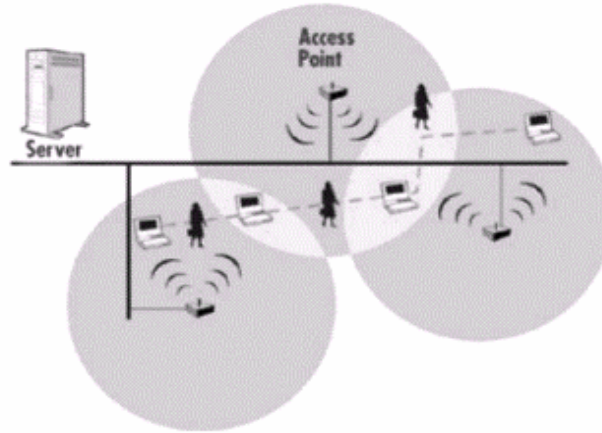
Geleneksel LAN modelinde bir veya birkaç dağıtıcı (hub) elemanına bağlı olarak gerçekleştirilen ağ yapısına benzeyen bu yapıda, istemciler Erişim Noktaları üzerinden kablolu ağa veya birbirlerine bağlanır. Bir bina yada kampus alanının tamamı kapsanmak istendiğinde uygulanan bir çözümdür. Genişletilmesi geleneksel LAN yapılarından daha hızlı ve kolay olmaktadır.



Şekil 1.5 Yapılandırılmış KAA Konfigürasyonu

#### 1.2.4.2 Mikro Hücre KAA Konfigürasyonu

Bu konfigürasyon Yapılandırılmış KAA konfigürasyonu ile benzerdir. Ancak burada hücreler örtüşerek kullanıcıya hareketlilikte süreklilik kazandırır. Her bir hücreye mikro hücre (microcell) denir. Bu işleme de dolaşım (roaming) denir.



Şekil 1.6 Mikro hücre KAA konfigürasyonu

### 1.3 Kablosuz Alan Ağları (KAA) Standartları

KAA standartları IEEE 802 çalışma grubu tarafından belirlenmektedir. Günümüzde kullanılan teknolojiler, 802.11a, 802.11b ve 802.11g standartlarıdır. Öte yandan ileri standartlar için de çalışmalarını devam ettiren IEEE organizasyonu, Mart 2007 itibariyle en son sürüm 802.11n

standardının kesin olmayan kabulünü kamuoyuna duyurmuştur. 802.11 standartlarına ilişkin onay tarihi, maksimum ve olası veri hızları, modülasyon tekniği ve çalışma frekans parametre değerleri Çizelge 1.1'de görülmektedir.

Çizelge 1.1 KAA standartları

Standartlar	802.11a	802.11b	802.11g	802.11n
Onay tarihi	Tem.99	Tem.99	Haz.03	Mar. 07 (kesin değil)
Maksimum Veri Hızı	54 Mbps	11 Mbps	54 Mbps	270 Mbps
Modülasyon	OFDM	CCK	OFDM VE CCK	OFDM VE CCK
Frekans	2.4-2.497 GHz	5.15-5.35 GHz 5.425-5.875 GHz 5.725-5.875 GHz	2.4-2.497 GHz	2.4 GHz
Menzil (Bina içi)	30 metre	35 metre	35 metre	50 metre
Menzil (Binadışı)	100 metre	110 metre	110 metre	126 metre

### 1.3.1 IEEE 802.11a Standardı

5 GHz bandında 54 Mbps bant genişliği sunan KAA teknolojisidir. 802.11a Ortogonal Frekans Bölmeli Çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) prensibini kullanır. OFDM ile 48'i veri iletimi için 4'ü hata denetimi için kullanılan toplam 52 kanal tanımlanır. Örtüşmeyen kanal sayısı 802.11b'deki 3'e karşılık burada 8'dir. Ancak komşu kanallar arası girişim etkisi nedeniyle bu kanalların tümü kullanılamaz. 802.11a teknolojisi, ülkemizin de aralarında bulunduğu birçok ülkede sivil amaçlar için kullanımı kısıtlanan 5 GHz bandında çalışması nedeniyle kullanılamaz durumdadır.

### 1.3.2 IEEE 802.11b Standardı

KAA teknolojileri için ilk yayınlanan standarttır ve bütün dünyada kullanımı hızla yaygınlaşmıştır. 802.11b standardı 2.4 GHz bandında, 11 Mbps bant genişliği sunan bir teknolojidir. Dağıtık tayf (spread spectrum) tekniği kullanılmaktadır.

### 1.3.3 IEEE 802.11g Standardı

802.11a standardının frekans kısıtlaması nedeniyle kullanılamaması ve 802.11b'nin sunduğu 11 Mbps hızının yetersiz kalması nedeniyle bant genişliği ihtiyacını karşılamak üzere her iki teknolojinin elverişli yönlerinin birleştirilmesiyle oluşturulmuş yeni bir teknolojidir. Teknolojik olarak 2.4 GHz bandında çalıştığı için 802.11b'nin özelliklerini taşımakta ancak toplam 54 Mbps bant genişliği sunmaktadır. 802.11b ile 802.11g geriye dönük uyuma sahip olduklarından aynı ortamlarda çalışabilmektedirler.

Yol kaybı modellenmesinde incelenen verici kaynak, IEEE 802.11g standardında çalışan Cisco Aironet 1100 Serisi Erişim Noktasıdır. Vericiye ilişkin detaylı özellikler ileriki bölümlerde

verilecektir.

#### **1.3.4 IEEE 802.11n Standardı**

Tamamlanmamış sürümü Mart 2007' de IEEE organizasyonunda oy çokluğuyla kabul edilen bu standart, mevcut standartlara Çoklu Giriş-Çoklu Çıkış (MIMO, Multiple Input Multiple Output) özelliğini katmaktadır. Bu özellik 2x2 modelini yani iki alıcı ve iki verici formatını kullanarak aynı anda çok sayıda veri dizisini işleyerek maksimum iletim hızını 270 Mbps seviyesini çıkarmayı amaçlamaktadır.

## 2. RADYO PROPAGASYONU: BÜYÜK-ÖLÇEKLİ YOL KAYBI

### 2.1 Yol Kaybı Kavramı

Günümüz kablosuz haberleşme sistemlerinde her hangi bir uygulama için yapılan tasarımda karşılaşılan en büyük sorunlar sistemin kapsama alanı ile ilgilidir. Bu sorulara cevap verebilmek için sistemin iki önemli özelliği karşılaştırılmalıdır. Bunlar sırasıyla sistemin dinamik menzili ve elektromanyetik dalganın propagasyon kaybıdır.

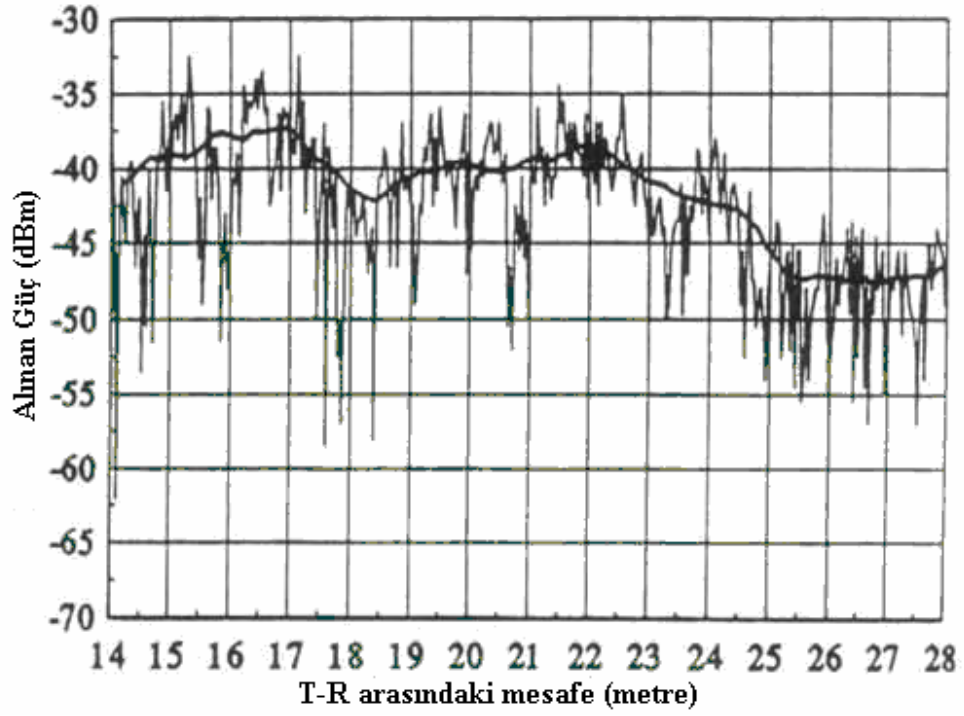
Sistemin dinamik menzili tasarımcı tarafından bilinen bir özelliktir. Bu özellik verici ile alıcı arasındaki haberleşme kanalında, sistem işlerliğini kaybetmeden sinyalin uğrayabileceği maksimum kaybın dB cinsinden ifadesidir (Shamir,2002). Dinamik menzili belirleyen en önemli kriterler iletim gücü ve alıcı hassasiyetidir. Örneğin, bir sistem için 80 dB dinamik menzile sahip deniliyor ise alıcı, iletim gücünün 80 dB aşağısına kadar sinyalleri algılayabiliyor demektir. Buna göre 10 dB`lik bir iletim gücüne sahip bir verici varsa, sistemdeki alıcı -70 dBm güç seviyesinden daha düşük sinyalleri algılayamaz.

Propagasyon kaybı ise, sinyalin alıcıya giderken izlediği yolda uğradığı enerji kaybıdır. Bu yüzden propagasyon kaybına “yol kaybı” da denmektedir. Örneğin sistemde 50 dB`lik yol kaybı var ise 10 dBm iletim gücü için alıcıda -40 dBm lik bir güç seviyesi beklenir.

Elektromanyetik dalga propagasyonunu etkileyen faktörler, yansıma, kırınım ve saçılma olarak adlandırılmaktadır. Hücreli sistemler, yoğunlukla, verici ile alıcı arasında doğrudan görüş hattının olmadığı ve yüksek binaların varlığı nedeniyle şiddetli saçılma ve yansıma kaybının olduğu kentsel bölgelerde kullanılır. Farklı nesnelere kaynaklanan çok yönlü yansımalar dolay, elektromanyetik dalgalar değişen uzaklıklara bağlı olarak farklı yollar izleyerek ilerler. Bu dalgalar arasındaki etkileşim belirli bir noktada çok yönlü zayıflamaya neden olur ve verici ile alıcı arasındaki mesafe arttıkça dalgaların genlik şiddeti azalır

Geliştirilen fiziksel teorilere karşın yol kaybını kestirebilmek oldukça güçtür. Bunun için çeşitli propagasyon modelleri geliştirilmiştir. Propagasyon modelleri genel olarak vericiden uzak belli bir noktada alınan ortalama işaret seviyesini tahmin etmeye dayalıdır. Rasgele seçilen verici-alıcı arasındaki mesafe için ortalama işaret şiddetini tahmin etmeye dayalı propagasyon modelleri, bir vericinin kapsama alanının hesaplanmasında çok önemlidir. Bu modellere *büyük-ölçek*

propagasyon modelleri denmektedir ve birkaç yüz veya bin metre gibi büyük T-R (Verici-Alıcı, Transmitter-Receiver) aralıkları üzerinden işaret şiddetini karakterize ederler. Diğer bir yandan, birkaç dalga boyu çok kısa mesafeler veya saniyeler mertebesindeki kısa zaman aralıkları üzerinden hızlı değişimi karakterize eden propagasyon modelleri de vardır ve bunlara *küçük-ölçek zayıflama* modelleri denilmektedir (Rappaport,2002).



Şekil 2.1 Küçük-ölçek ve büyük-ölçek zayıflama

Şekil 2.1, bir bina içi haberleşme sistemi için küçük-ölçek zayıflamayı ve daha yavaş büyük-ölçek değişim miktarlarını göstermektedir.

## 2.2 Serbest Uzay Propagasyonu

Serbest uzay propagasyon modeli, alıcı ve verici arasında net, engellerin olmadığı doğrudan görüş hattı olduğunda alınan sinyal kuvvetini kestirmede kullanılmaktadır. Işıma yapan verici bir antenden  $d$  mesafe uzaklıkta olan alıcı anten tarafından alınan serbest uzay gücü, aşağıdaki Friis serbest uzay denklemiyle verilir;

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (2.1)$$

Burada;  $P_t$  verilen güç,  $P_r(d)$  T-R arasındaki uzaklığın fonksiyonu alınan güç,  $G_t$  verici anten kazancı,  $G_r$  alıcı anten kazancı,  $d$  metre cinsinden verici-alıcı arasındaki mesafe,  $L$  propagasyondan bağımsız sistem kaybı ( $L \geq 1$ ) ve  $\lambda$  metre cinsinden dalga boyudur ve, etkin açıklığa ( $A_{eff}$ ) bağlı olarak anten kazancı,

$$G_r = \frac{4\pi A_{eff}}{\lambda^2} \quad (2.2)$$

şeklinde tanımlanır. Etkin açıklık,  $A_{eff}$ , antenin fiziksel boyutuna bağlıdır ve dalga boyunun ( $\lambda$ ) taşıyıcı frekansa bağımlılığı şu şekilde verilebilir:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{2\pi \cdot c}{\omega_c} \quad (2.3)$$

Burada,  $f$ , Hertz cinsinden taşıyıcı frekansı,  $\omega_c$  radyan/saniye cinsinden taşıyıcı frekansı ve  $c$  metre/saniye cinsinden ışık hızıdır.  $P_t$  ve  $P_r$  değerleri aynı birimle ve  $G_t$  ve  $G_r$  birimsiz ifade edilmelidir. Kayıplar ise  $L$  ( $L \geq 1$ ) iletişim sistemindeki transmisyon hattı zayıflaması, filtre kayıpları ve anten kayıpları olarak tanımlanabilir.  $L=1$  değeri, sistem donanımında hiçbir kaybın olmadığını belirtir.

(2.1)'de belirtilen Friis serbest uzay denklemi alınan gücün verici ile alıcı arasındaki mesafenin karesiyle orantılı olarak azalmaktadır. Bu değişim, alınan gücün uzaklıkla 20 dB/dekat oranıyla azaldığını göstermektedir.

*İzotropik* anten, tüm yönlerde aynı birim kazançla ışın yapan antendir ve genellikle kablosuz sistemlerde anten kazançlarına referans oluşturmak için kullanılır. *Etkin izotropik radyasyon gücü* (Effective Isotropic Radiated Power, EIRP) şu şekilde tanımlanır:

$$EIRP = P_t G_t \quad (2.4)$$

ve maksimum anten kazancı yönünde vericiden gönderilen maksimum gücü tanımlar.

Pratikte, *etkin radyasyon gücü* terimi (ERP) izotropik anten yerine kullanılan yarım dalga dipol antene kıyasla maksimum yayılan gücü belirtmek için EIRP yerine kullanılır. Bir dipol antenin

kazancı 1,64 olduğundan, ERP değeri aynı transmisyon sistemi için EIRP'den 2,15 dB daha az olacaktır. Pratikte, anten kazançları dBi (izotropik kaynak için dB kazanç) veya dBd (yarım-dalga dipol anten için) birimleriyle ifade edilmektedir.

*Yol kaybı*, dB cinsinden ölçülen pozitif değerde ölçülen işaret zayıflamasını belirtir ve etkin verici gücü ile alıcı güç arasındaki fark dB cinsinden tanımlanır. Anten kazançlarının etkisini içerebilir ya da içermeyebilir. Serbest uzay modeli için anten kazançlarını içeren yol kaybı formülü;

$$PL(dB) = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \log \left[ \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right] \quad (2.5)$$

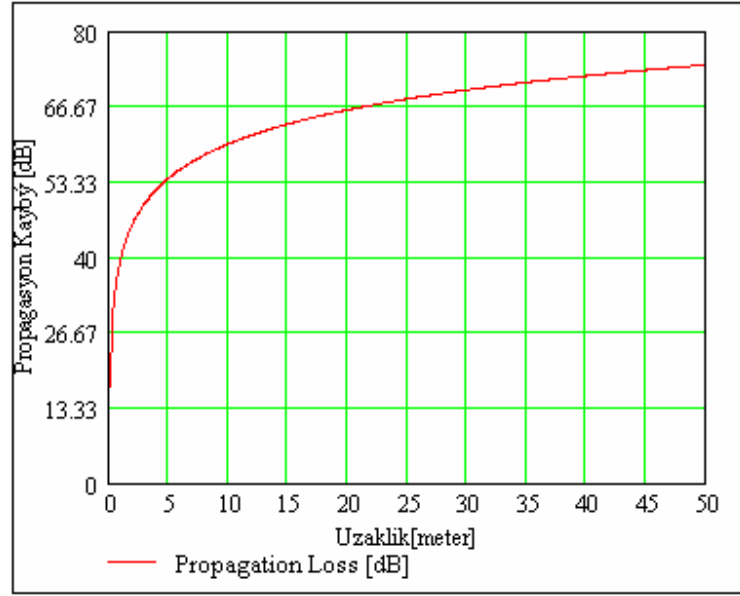
olarak tanımlanır. Antenlerin birim kazançta sahip olduğu farz edildiğinde, yol kayıp analizi anten kazançlarından bağımsız hale gelir ve yol kaybı şu şekilde tanımlanabilir:

$$PL(dB) = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \log \left[ \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right] \quad (2.6)$$

Çalışma frekansı 2.4 GHz olan KYA haberleşme sistemine ait serbest uzay yol kaybının mesafeye bağlı olarak değişimi Şekil 2.2 'de verilmiştir. Buna göre bu sistemin 80 dB' lik bir dinamik menzile sahip olduğu söylenebilir.

Friis uzay modeli, verici antenin uzak alandaki d uzaklık değerleri için güvenilir bir tahmin etme modelidir. Uzak alan veya *Fraunhofer bölgesi*, verici anten için,  $d_f$  uzak alan mesafesinin ötesindeki bölge olarak tanımlanır.  $d_f$ , Taşıyıcı dalga boyu ile verici anten açıklığının en büyük lineer boyutunun fonksiyonudur. *Fraunhofer* uzaklığı, şu şekilde verilmektedir:

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.7a)$$



Şekil 2.2 2.4 GHz çalışma frekansı için serbest uzay yol kaybının mesafeyle değişimi

Burada  $D$  antenin en büyük fiziksel lineer boyutudur. Ayrıca, uzak alan bölgesinde,  $d_f$  şu şartları sağlamalıdır:

$$d_f \gg D \quad (2.7b)$$

ve

$$d_f \gg \lambda \quad (2.7c)$$

Ancak (2.1) denkleminin  $d=0$  için sağlanmadığı görülmektedir. Bu nedenle, büyük-ölçek propagasyon modelleri alınan gücün referans noktası olarak  $d_0$  gibi bir mesafe kullanılmaktadır.  $d > d_0$  olan herhangi bir mesafede alınan güç  $P_r(d)$ ,  $d_0$  uzaklığındaki  $P_r$  bağdaştırılabilir.  $P_r(d_0)$  değeri (2.1) bağıntısından tahmin edilerek, veya vericiden  $d_0$  radyal mesafesindeki birçok noktada alınan gücün ortalaması alınarak bulunmaktadır. Referans uzaklık uzak-alan bölgede seçilmelidir. Bu uzaklık  $d_0 \geq d_f$  olarak tanımlanabilir, ve  $d_0$  mesafesi hareketli haberleşme sistemlerinde kullanılan herhangi bir uzaklıktan daha küçük seçilmelidir.

$$P_r(d) = P_r(d_0) \left( \frac{d_0}{d} \right)^{-2} \quad d \geq d_0 \geq d_f \quad (2.8)$$

Birkaç kilometrekare kapsama alanında,  $P_r$  değerleri çıkış güç genliğinin üstel katları

mertebesinde değişebilmektedir. Bu yüksek değişimden dolayı alınan güç seviyeleri dBm veya dBW birimlerinde ifade edilmektedirler. (2.8) eşitliğin her iki tarafın da basit bir yöntemle logaritması alınarak dBm veya dBw birimlerine dönüştürülebilir. Örneğin,  $P_r$  dBm biriminde olduğunda, alınan güç şu şekilde verilmektedir:

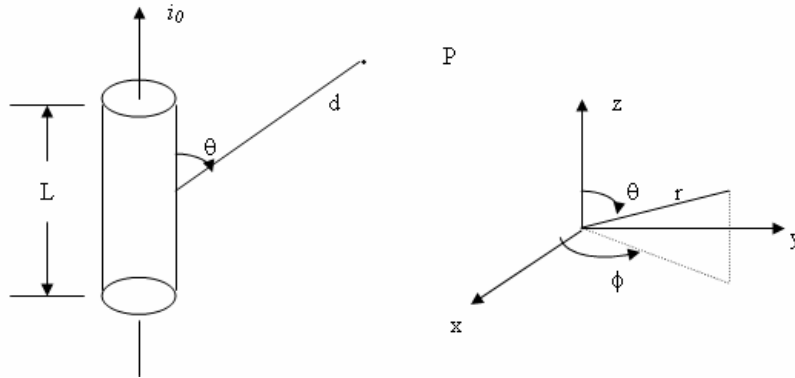
$$P_r(d).dBm = 10 \log \left[ \frac{P_r(d_0)}{0,001W} \right] + 20 \log \left( \frac{d_0}{d} \right) \quad d \geq d_0 \geq d_f \quad (2.9)$$

Burada  $P_r(d_0)$  değeri Watt birimindedir.

Referans mesafesi bina içi sistemlerde genellikle 1 m. iken bina dışı sistemlerde 100m. yada 1 km. alınmaktadır. Böylece, (2.8) ve (2.9) eşitliklerindeki pay 10'un katları şeklindedir. Bu durum yol kaybı hesaplamalarını dB biriminde kolaylaŐtırmaktadır.

### 2.3 Elektrik Alan-Güç İlişkisi

Şekil 2.3'deki gibi merkezi orijinde olan z-eksenine rasgele yerleştirilmiş L uzunluğunda bir lineer bir ıŐıyıcı gosterilmektedir:



Şekil 2.3 P noktasından "d" uzaklıkta ve ıŐıyıcı ile  $\theta$  açısı yapan, üzerinde  $i_0$  akımını taşıyan, L ( $L \ll \lambda$ ) uzunluğunda doğrusal bir ıŐıyıcının gosterimi

Böyle bir antenden akım aktığında, aşağıdaki belirtildiği gibi ifade edilen elektrik ve manyetik alanlar oluşmaktadır:

$$E_r = \frac{i_0 L \cos \theta}{2\pi \epsilon_0 c} \left\{ \frac{1}{d^2} + \frac{c}{j \omega_c d^3} \right\} e^{j \omega_c (t-d/c)} \quad (2.10)$$

$$E_{\theta} = \frac{i_0 L \sin \theta}{4\pi\epsilon_0 c^2} \left\{ \frac{j\omega_c}{d} + \frac{c}{d^2} + \frac{c^2}{j\omega_c d^3} \right\} e^{-j\omega_c(t-d/c)} \quad (2.11)$$

$$H_{\phi} = \frac{i_0 L \sin \theta}{4\pi c} \left\{ \frac{j\omega_c}{d} + \frac{c}{d^2} \right\} e^{j\omega_c(t-d/c)} \quad (2.12)$$

Burada  $E_r = E_{\theta} = H_{\phi} = 0$ . Yukarıdaki denklemlerde  $1/d$  içeren terimler ışınım alanı bileşenini,  $1/d^2$  içeren tüm terimler endüksiyon alanı bileşenini,  $1/d^3$  içeren terimler ise elektrostatik alan bileşenini temsil eder. (2.10) ve (2.11) denklemlerinde görüldüğü üzere elektrostatik ve endüktif alanlar ışınım alanlarına oranla uzaklıkla daha hızlı bir şekilde azalır. Vericiden uzak bölgelerde (uzak alan bölgesi), elektrostatik ve endüktif alanların etkisi önemsiz hale gelir ve sadece  $E_{\theta} = H_{\phi}$  eşitliğinin ışınım alanı bileşenleri dikkate alınır.

Serbest uzayda, güç akı yoğunluğu  $P_d$  (birimi  $W/m^2$ ) aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$P_d = \frac{EIRP}{4\pi d^2} = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} = \frac{E^2}{R_{fs}} = \frac{E^2}{\eta} \quad W/m^2 \quad (2.13)$$

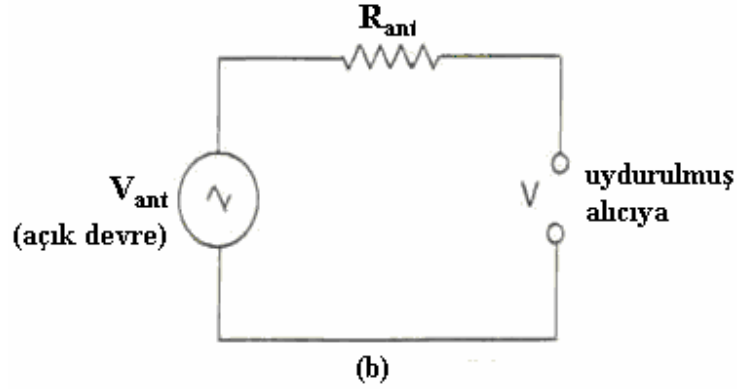
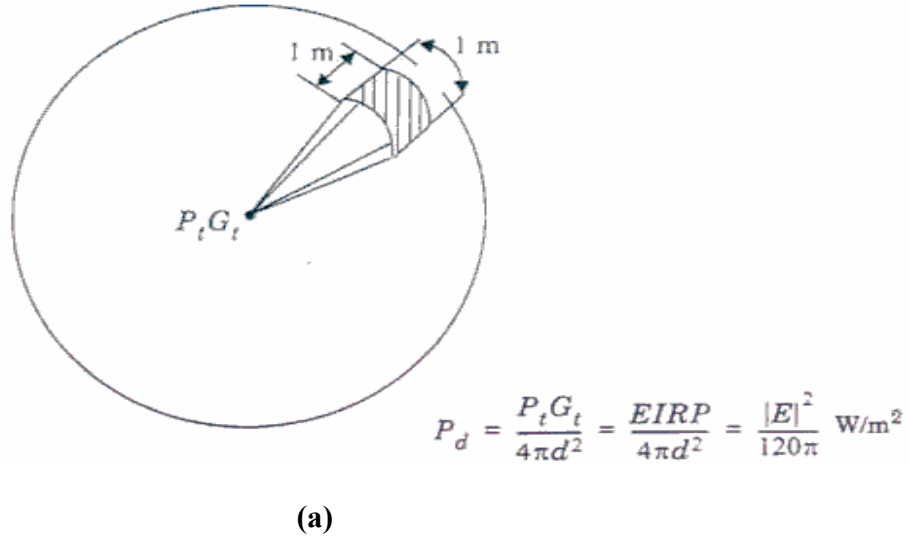
Burada  $\eta = 120\pi \Omega$  ( $377 \Omega$ )'dir ve  $R_{fs}$  serbest uzay empedansıdır. Bu nedenle, güç akı yoğunluğu

$$P_d = \frac{|E|^2}{377\Omega} \quad W/m^2 \quad (2.14)$$

olarak verilir, ve  $|E|$  uzak alandaki elektrik alanın ışınım yapan kısmının genliğidir. Şekil 2.4 izotropik noktasal kaynaktan çıkan güç akı yoğunluğunun serbest uzayda dağılımını göstermektedir.

$P_d$ ,  $d$  yarıçaplı bir kürenin birim yüzeyine düşen EIRP olarak düşünülebilir.  $d$  mesafesinde alınan güç,  $P_r(d)$ , alıcı antenin etkin açıklığı ile güç akı yoğunluğunun çarpımı olarak verilmekte ve (2.1), (2.2), (2.13), (2.14) denklemlerinde verilen elektrik alanla ilişkilidir:

$$P_r(d) = P_d A_e = \frac{|E|^2}{120\pi} A_e = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \quad Watt \quad (2.15)$$



Şekil 2.4 (a) Noktasal bir kaynaktan  $d$  uzaklıkta güç akı yoğunluğu (b) Alıcının girişine uygulanan gerilim modeli

Eğer alıcı anten, alıcıya uydurulmuş rezistif yük olarak modellenmişse, alıcı anten alıcının içinde antenin açık devre gerilimin yarısı değerinde bir rms gerilimine neden olur. Bu yüzden,  $V$  alıcı girişindeki rms gerilimi ve  $R_{ant}$  alıcı anteni direnci kabul edilirse, güç şu bağıntıyla verilebilir:

$$P_r(d) = \frac{(V/2)^2}{R_{ant}} = \frac{V^2}{4R_{ant}} \quad (2.16)$$

(2.14) ve (2.16) aracılığıyla alınan gücü alınan elektrik alanla veya alıcı anten terminalindeki RMS gerilimiyle ilişkilendirmek mümkündür. Şekil 2.4b eşdeğer devre modelini

örneklemektedir.

#### 2.4 Propagasyonu Etkileyen Faktörler

Yansıma, kırınım ve saçılma, hareketli bir haberleşme sisteminde propagasyonu etkileyen üç temel mekanizmadır. Alınan güç (veya karşılığı olan yol kaybı) yansıma, saçılma ve kırınım fiziğine dayandırılan büyük-ölçek propagasyon modellerinin kestiriminde genellikle en önemli parametresidir. Küçük-ölçek zayıflatma ve çok yollu propagasyon da bu üç temel propagasyon mekanizmasının fiziği sayesinde tanımlanabilmektedir.

*Yansıma*, yayılan bir elektromanyetik dalganın dalga boyuna kıyasla çok büyük boyutları olan bir nesneye çarpması durumunda gerçekleşir. Yansıma Dünya'nın yüzeyinden ve binalardan ve duvarlardan meydana gelir.

*Kırınım*, verici ile arasındaki yolun keskin kenarları olan bir cisim tarafından engellenmesi durumunda meydana gelir. Verici ile alıcı arasından doğrudan görüş hattı olmadığında halde bile, engelleyen yüzeyden meydana gelen ikincil dalgalar tüm uzayda ve hatta engelin arkasında bile yer almaktadır. Bu durumda, engelin arkasında dahi elektrik alanda bir artış sağlanacaktır. Yüksek frekanslarda, kırınım da yansıma gibi hem nesnenin geometrisine hem de genlik, faz ve gelen dalganın polarizasyonuna bağlıdır.

*Saçılma*, birim hacme düşen engel sayısının fazla olduğu ve dalga boyuna kıyasla nesnelere küçük boyutlara sahip olduğu dalganın ilerlediği ortamda gerçekleşir. Saçılan dalgalar pütürlü yüzeyler, küçük veya kanaldaki diğer düz olmayan nesnelere tarafından meydana getirilir. Pratikte; hareketli hücreli haberleşme sistemlerde saçılmaya yeşillikler, sokak sinyalleri ve lamba direkleri neden olur.

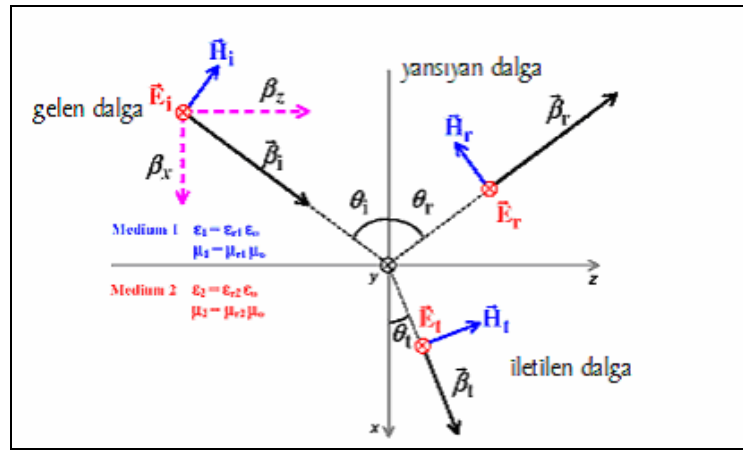
#### 2.5 Yansıma

Herhangi bir ortamdaki elektromanyetik dalga farklı elektriksel özellikleri olan diğer bir ortama geçtiğinde; kısmen yansımaya uğrar, kısmen de diğer ortama geçer. Düzlem dalga mükemmel iletken üzerine geldiğinde, enerjinin bir kısmı ikinci ortama geçer; bir kısmı ise birinci ortama yansır; ve soğurulmada herhangi bir enerji kaybı olmaz. Eğer ikinci ortam mükemmel iletken ise, gelen enerjinin tümü enerji kaybı olmaksızın birinci ortama geri yansır. Yansıyan ve geçen dalgaların elektrik alan yoğunluğu Fresnel yansıma katsayısı ( $\Gamma$ ) boyunca orijindeki ortamdaki

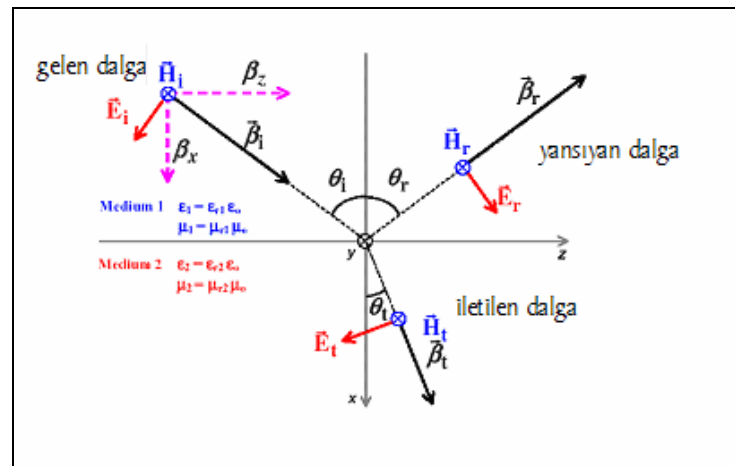
gelen dalga ile ilişkili olabilir. Yansıma katsayısı malzemelerin özelliklerinin fonksiyonudur ve genellikle dalga polarizasyonuna, geliş açısına ve yayılan dalganın frekansına bağlıdır. (Rappaport,2002)

### 2.5.1 Dielektrikten Yansıma

İki dielektrik ortam arasındaki sınır düzleminin normaliyle  $\theta_i$  açısı yapacak şekilde gelen dalganın Enine Elektrik (TE, Transverse Electric) ve Enine Manyetik (TM, Transverse Magnetic) polarizasyon durumları için oluşturacağı geometriler sırasıyla Şekil 2.5a ve Şekil 2.5b 'de gösterilmiştir. (Orfanidis,2002)



(a) TE polarizasyon modundaki dalganın yansıması



(b) TM polarizasyon modundaki dalganın yansıması

Şekil 2.5 İki dielektrik arasında Dalganın TE ve TM modu için yansımaları

Polarizasyonun rasgele yönlerdeki davranışı Şekil 2.5'te gösterildiği gibi iki ayrı durum için incelenmektedir. Şekil 2.5a 'da TE Polarizasyonun tanımı gereği dalgada elektrik alan gelen düzlemine dik bir şekilde gelmiştir. Bu yüzden TE polarizasyonuna “Dik Polarizasyon” da denmektedir. Benzer şekilde Şekil 2.5b'de görüleceği üzere bu sefer elektrik alan gelen düzlemine paralel şekilde yayılmaktadır. Buna göre de TM polarizasyonuna “Paralel Polarizasyon” ismi verilmektedir.

Bu geometrilerde  $i, r, t$  alt indisleri sırasıyla gelen, yansıyan ve iletilen alanları ifade eder.  $\epsilon_1, \sigma_1, \mu_1$  ve  $\epsilon_2, \sigma_2, \mu_2$  parametreleri ise sırasıyla iki ortamın elektrik geçirgenliğini, iletkenliğini, manyetik geçirgenliğini simgelemektedir. Mükemmel (kayıpsız) yansıtıcının dielektrik sabiti  $\epsilon_0 = 8,85.10^{-12}$  F/m iken ; bağıl geçirgenlik,  $\epsilon_r, \epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$  bağıntısında tanımlanır.. Bir dielektrik malzeme kayıplı ise güç soğurur ve kompleks sabit aşağıdaki bağıntısıyla tanımlanır:

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r - j \epsilon' \quad (2.17)$$

Ve burada  $\epsilon'$  şu şekilde tanımlanır:

$$\epsilon' = \frac{\sigma}{2\pi f} \quad (2.18)$$

Burada  $\sigma$  malzemenin iletkenliğidir ve birimi Siemens/metre'dir. Malzeme iyi iletken ise  $\sigma$  ve  $\epsilon_r$  çalışılan frekanstan bağımsız hale gelir. ( $f < \sigma / (\epsilon_0 \epsilon_r)$ ) Kayıpsız dielektrikte,  $\epsilon_0$  ve  $\epsilon_r$  genellikle frekansta sabit olurlar ancak Çizelge 2.1'de gösterildiği gibi  $\sigma$  çalışılan frekansa bağımlı olabilir. Çeşitli maddelerin dielektrik katsayıları ise genel olarak Çizelge 2.2'de verilmiştir.

Süperpozisyon teoremi sayesinde, genel yansıma problemlerini çözmek için sadece iki ortogonal polarizasyon dikkate alınmalıdır. İki dielektrik sınırındaki TE ve TM polarizasyonu için yansıma ve transmision katsayıları sırasıyla (2.19), (2.20), (2.21), (2.22) ifadesindeki gibi verilebilir:

Çizelge 2.1 Farklı frekanslarda Çeşitli malzeme parametreleri

Malzeme	Bağlı Geçirgenlik $\epsilon_r$	İletkenlik $\sigma$ (s/m)	Frekans (MHz)
Kuru Toprak	4	0,001	100
Tipik Toprak	15	0,005	100
İyi Toprak	25	0,02	100
Deniz suyu	81	5	100
Tatlı Su	81	0,001	100
Tuğla	4,44	0,001	4000
Kireçtaşı	7,51	0,028	4000
Cam, Corning 707	4	0,00000018	1
Cam, Corning 707	4	0,000027	100
Cam, Corning 707	4	0,005	10000

Çizelge 2.2 Çeşitli Malzemelerin Bağlı Dielektrik katsayıları

<b>Cam</b>	4-10	<b>Mermer</b>	12
<b>Beton</b>	4-6	<b>Alçıtaşı</b>	3
<b>Ahşap</b>	1.5-2	<b>Formika</b>	4
<b>Su</b>	80	<b>Zemin</b>	5-30

$$\Gamma_{TE} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 \cos \theta_i - \eta_1 \cos \theta_t}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t} \quad (2.19)$$

$$\Gamma_{TM} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_1 \cos \theta_i - \eta_2 \cos \theta_t}{\eta_1 \cos \theta_i + \eta_2 \cos \theta_t} \quad (2.20)$$

$$\tau_{TE} = \frac{E_t}{E_i} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t} \quad (2.21)$$

$$\tau_{TM} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_i}{\eta_1 \cos \theta_i + \eta_2 \cos \theta_t} \quad (2.22)$$

Burada  $\eta_i$ ,  $i$ . ortamın ( $i=1,2$ ) gerçek empedansını işaret etmektedir. Ve  $\sqrt{\mu_i/\epsilon_i}$  olarak verilmektedir. Özel ortamda, üniform düzlem dalga için tanımlanan elektrik alanın manyetik alana oranıdır. Bir elektromanyetik dalganın hızı  $1/\sqrt{\mu\epsilon}$  bağıntısıyla verilmekte ve gelen düzlemindeki sınır koşulları “Snell” kanunlarına uymaktadır. Şekil 2.4’te bahsedilen “Snell” kanunları şu şekilde verilebilmektedir:

$$\sqrt{\mu_1\epsilon_1} \sin(\theta_i) = \sqrt{\mu_2\epsilon_2} \sin(\theta_t) \quad (2.23)$$

Maxwell denklemlerinden çıkarılan sınır koşulları hem (2.19) ve (2.20) denklemlerinin hem de (2.24) ve (2.25) denklemlerinin çıkarılmasında kullanılmaktadır:

$$\theta_i = \theta_r \quad (2.24)$$

ve

$$E_r = \Gamma E_i \quad (2.25)$$

Burada  $\Gamma$  polarizasyona bağlı olarak  $\Gamma_{TE}$  veya  $\Gamma_{TM}$  olarak alınmaktadır. İlk ortamın serbest uzay olması ve  $\mu_1=\mu_2$  olması durumunda, düşey ve yatay polarizasyon durumlarının her ikisinde de yansıma katsayıları aşağıda verildiği gibi basit şekilde ifade edilebilmektedir:

$$\Gamma_{TE} = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}} \quad (2.26)$$

$$\Gamma_{TM} = \frac{-\epsilon_r \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}}{\epsilon_r \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}} \quad (2.27)$$

Ayrıca yansıyan ve iletilen güçleri gelen işaretin gücüyle olan ilişkisi de (2.28) ve (2.29) denklemleriyle verilebilir.

$$P_r = |\Gamma|^2 P_i \quad (2.28)$$

$$P_r = [1 - |\Gamma|^2] P_i = \frac{\eta_1}{\eta_2} |\tau|^2 P_i \quad (2.29)$$

### 2.5.2 Brewster Açısı

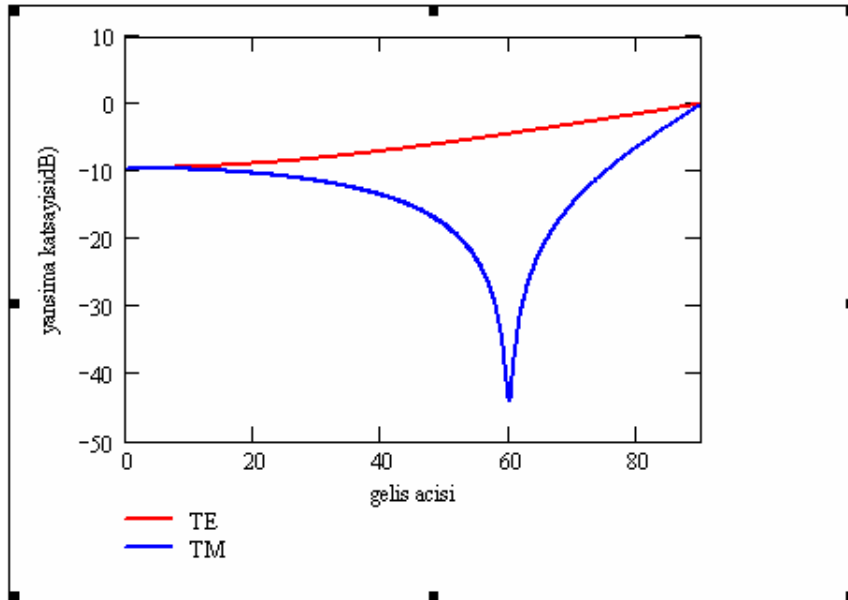
*Brewster* açısı, orijindeki ortamda hiçbir yansımının olmadığı açıdır. Gelen açının  $\theta_B$  olduğu düşünülürse, yansımaya katsayısı  $\Gamma$  sıfıra eşit olur. Bu açı şu şekilde verilmektedir:

$$\theta_B = \cos^{-1} \sqrt{\frac{1 - \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2}{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 - \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2}} \quad (2.30)$$

Birinci ortamın serbest uzay ve ikinci ortamın  $\epsilon_r$  bağıl geçirgenlik sabitine sahip olduğunu düşünürsek, (2.30) denklemini şu şekilde verilebilir:

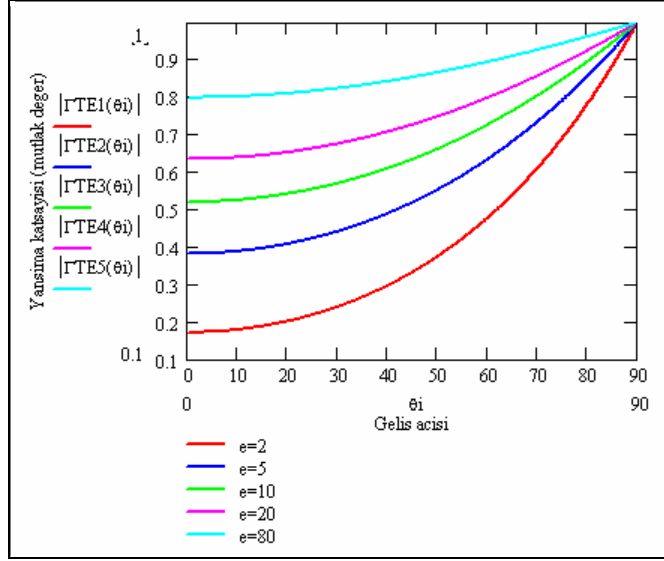
$$\cos(\theta_B) = \sqrt{\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2 - 1}} \quad (2.31)$$

Brewster açısı sadece TM polarizasyonda meydana gelmektedir. Bu durum bağıl dielektrik katsayısı  $4 - j0.1$  olan blok için Şekil 2.6'da gösterilmiştir.

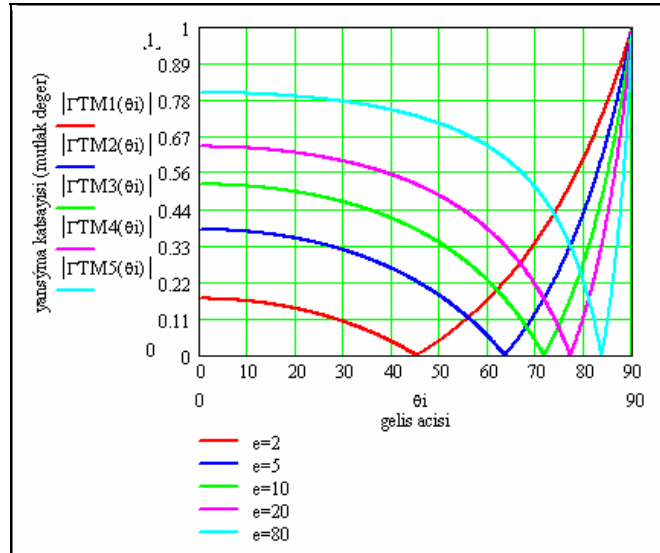


Şekil 2.6 Brewster Açısının sadece TM polarizasyonda olma durumu

Verilen tüm bu bilgiler ışığında yansımaya katsayısının TE ve TM polarizasyon durumlarındaki farklı malzemelerle (farklı bağıl dielektrik katsayısı) geliş açısına göre değişimi Şekil 2.7 ve Şekil 2.8 de gösterildiği gibidir.

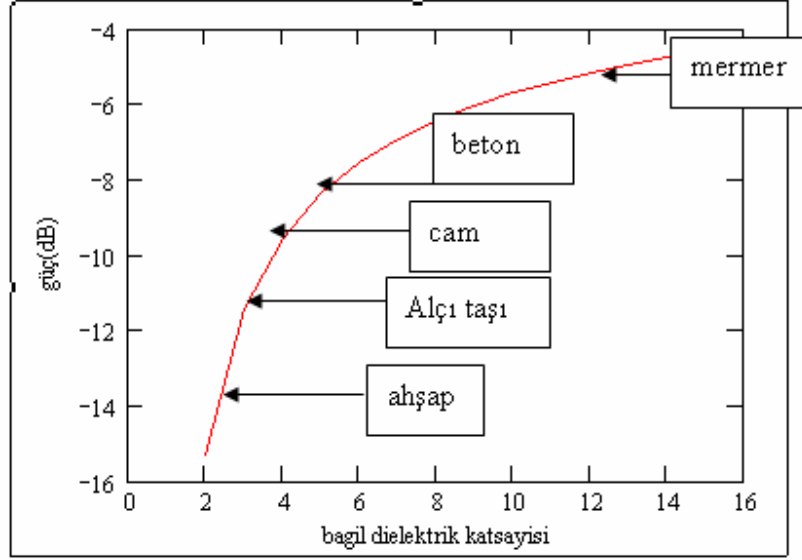


Şekil 2.7 TE polarizasyonunda yansımaya katsayısının farklı malzemeler için geliş açısına göre değişimi



Şekil 2.8 TM polarizasyonunda yansımaya katsayısının farklı malzemeler için geliş açısına göre değişimi

Yansıtma katsayısının bağıl dielektrik katsayısına göre değişimi ise Şekil 2.9 'da gösterilmiştir.



Şekil 2.9 Yansıtma katsayısının bağıl dielektrik katsayısına göre değişimi

Şekil 2.9' da görüleceği üzere büyük değerde bağıl dielektrik katsayısına sahip mermerin yansıtma katsayısı diğer elemanlara göre daha fazladır. Buna göre TE polarizasyonu için yansıtma katsayısı bağıl dielektrik katsayısıyla doğru orantılı olacaktır.

### 2.5.3 Zemin ve Duvarların Propagasyona Etkisi

Bina içi ortamlarda, verici ile alıcı arasındaki doğrudan görüş hattına ek olarak zemin ve duvarlardan da yansıyarak sinyalin iletilebildiği bilinmektedir. Ancak bu yansımalarda sinyalin yansıtma ve transmisyon uğradığı dielektrik tabakanın kalınlığı yansıtma ve transmisyon katsayılarında önemli değişikliklere uğramaktadır.

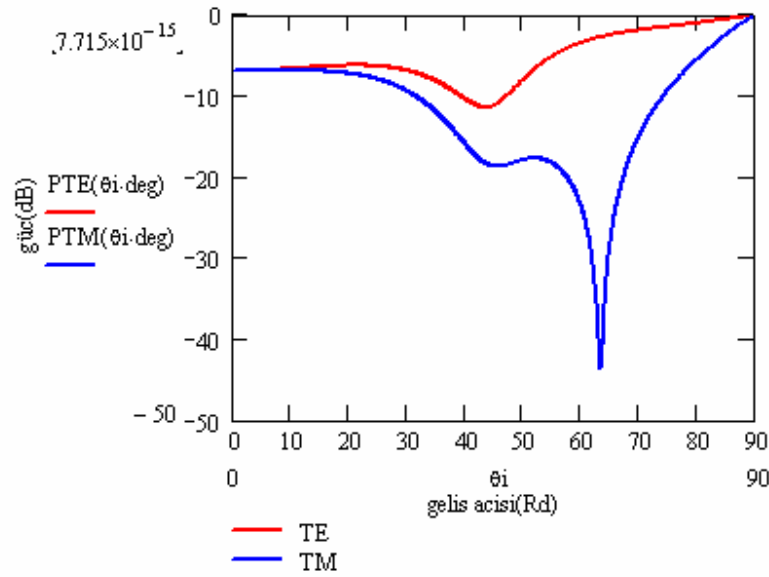
Teorik olarak, yansıtma ve transmisyon katsayılarını hesaplarken dalğanın belirli bir bağıl dielektrik katsayısı ve kalınlığa sahip birden fazla birbirine paralel katmandan yansıdığını veya iletilebildiğini düşünebiliriz. Bu katmanlardan ilkinin dielektrik tabaka diğerini hava olarak düşürsek işlemlerimiz kolaylaşacaktır.

Bir elektromagnetik dalga duvara çarptığında duran dalgalar duvarın içinde işlenecek ve duvar bir transmisyon hattı gibi davranıp, tabaka içinde belirli bir empedansa sahip olan dalgalar, sadece duvarın yüzeyinden yansıyan dalga bileşenleriyle girişime uğrayacaktır. Böylece bir

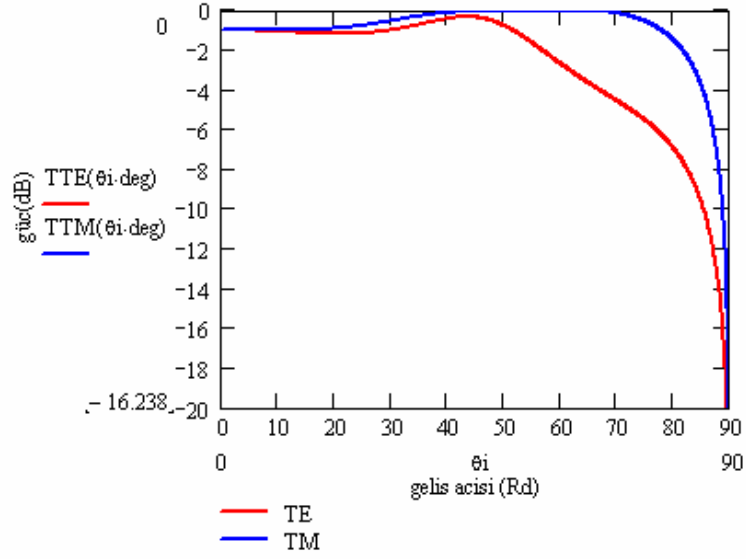
önceki bölümde elde edilen geliş açısına bağlı yansımaya ve transmisyona katsayıları bir değişime uğrayacaktır.

Şekil 2.10 ve Şekil 2.11’de  $0.3m$  kalınlığında,  $2.4GHz$  çalışma frekansında  $4-j.0.1$  bağıl dielektrik katsayısına sahip bir tuğla duvara dalgaın çarpması durumundaki yansımaya ve transmisyona katsayılarının geliş açısına göre değişimleri TE ve TM polarizasyon durumları için gösterilmiştir.(Bulucu,2004)

Bu özel duruma göre her iki polarizasyonda da  $60$  derecelik bir geliş açısına kadar dalga en fazla  $2$  dB’lik bir güç kaybına uğramaktadır.  $60$  dereceden sonra ise özellikle TM polarizasyonu için işarette büyük güç kayıpları görülmektedir. Buradaki diğer bir ilginç nokta ise, TM polarizasyonu için mükemmel iletimin  $65$  derecelik geliş açısında güç kaybının pozitif seviyede bulunduğu durum için olmasıdır. Güç seviyesinin pozitif olmasının sebebi dalga empedansının o geliş açısı için rezonansa olmasıdır.



Şekil 2.10 2.4 GHz çalışma frekansında  $0.3$  m kalınlığa sahip tabaka için yansımaya katsayısı

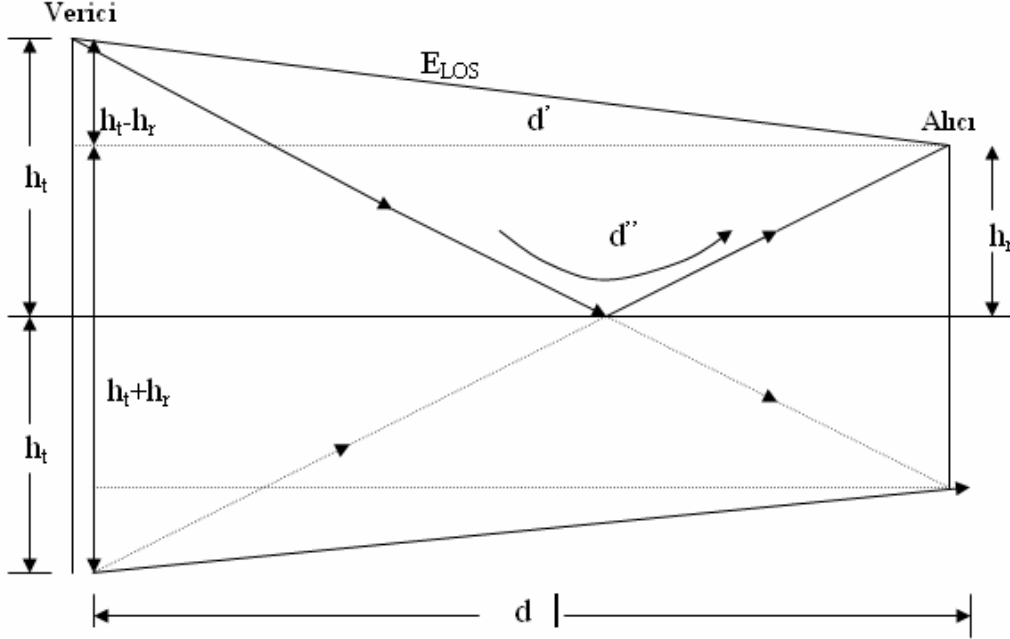


Şekil 2.11 2.4 GHz çalışma frekansında 0.3 m kalınlığa sahip tabaka için transmisyon katsayısı

#### 2.5.4 Anten Yüksekliğinin Etkisi: İki-Işın Modeli

Hareketli bir haberleşme kanalında, fiziksel olarak baz istasyonu ile hareketli alıcı arasındaki direkt bir yol olması durumuna nadiren rastlanmaktadır. Bu nedenle, (2.5) denkleminde belirtildiği gibi bir serbest uzay modeli tek başına geçerli olmamaktadır. İki ışın yerden yansıma modeli Şekil 2.12’de gösterildiği gibi geometrik-optik temelli, oldukça pratik bir modeldir ve hem verici ile alıcı arasındaki doğrudan görüş hattını hem de yerden yansıyan ışınların etkisini göz önünde bulundurmaktadır. Bu model, uzun kuleleri (50 metreyi aşan yükseklikte) kullanan hareketli haberleşme sistemlerinde yaklaşık birkaç kilometre mesafedeki büyük-ölçek sinyallerin şiddetini tahmin etmede oldukça kesin çözümler sunduğu gibi, şehir içinde kullanılan mikro-hücre kanallarında doğrudan görüş hattı durumunda da kullanışlı çözümler önermektedir.

Birçok hareketli haberleşme sisteminde, maksimum T-R mesafesi sadece birkaç on kilometre civarındadır ve yeryüzü şekli düz olarak düşünülmektedir. Toplam alınan elektrik alan,  $E_{TOT}$ , doğrudan görüş hattı bileşeni ( $E_{LOS}$ ) ve yerden yansıma bileşenlerinin ( $E_g$ ) sonucu şeklindedir.



Şekil 2.12 İki ışınlı yerden yansıma modeli

Şekil 2.12’de görüldüğü gibi  $h_t$  vericinin yüksekliği,  $h_r$  ise alıcının yüksekliğidir.  $E_0$  serbest uzay elektrik alanı ise, vericiden  $d_0$  uzaklıkta referans uzaklık olarak alındığında,  $d > d_0$  için serbest uzay elektrik alanı şu şekilde verilmektedir:

$$E(d, t) = \frac{E_0 d_0}{d} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d}{c}\right)\right) \quad (d > d_0) \quad (2.32)$$

Burada  $|E(d, t)| = E_0 d_0 / d$  vericiden  $d$  uzaklıkta elektrik alanın zarfını belirtmektedir. İki yayılan dalganın alıcıya ulaştığı düşünülürken; doğrudan dalganın kat ettiği yol  $d'$ , yansıyan dalganın kat ettiği yol ise  $d''$  olarak verilmektedir. Alıcıdaki doğrudan görüş hattı bileşenine göre elektrik alan şu şekilde ifade edilmektedir:

$$E_{LOS}(d', t) = \frac{E_0 d_0}{d'} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d'}{c}\right)\right) \quad (d' > d_0) \quad (2.33)$$

ve  $d''$  propagasyon mesafesine sahip yerden yansıyan dalga için elektrik alan,

$$E_{LOS}(d'',t) = \frac{E_0 d_0}{d''} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d''}{c}\right)\right) \quad (d'' > d_0) \quad (2.34)$$

şeklindedir.

Dielektriklerde yansımaya kurallarına göre;

$$\theta_i = \theta_r \quad (2.35)$$

ve

$$E_g = \Gamma E_i \quad (2.36a)$$

$$E_t = (1 + \Gamma)E_i \quad (2.36b)$$

Burada  $\Gamma$  yer için yansımaya katsayıdır. Sonuçta oluşan elektrik alan, yer mükemmel dielektrik olarak düşünüldüğünde ( $\Gamma = -1$  ve  $E_t = 0$ ),  $E_{LOS}$  ve  $E_g$  bileşenlerinin vektör toplamıdır ve bu elektrik alanın zarfı şu şekilde verilebilmektedir:

$$|E_{TOT}| = |E_{LOS} + E_g| \quad (2.37)$$

$E_{TOT}(d,t)$  elektrik alan ifadesi (2.33) ve (2.34) denklemlerinin toplamı olarak;

$$E_{TOT}(d,t) = \frac{E_0 d_0}{d'} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d'}{c}\right)\right) + (-1) \frac{E_0 d_0}{d''} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d''}{c}\right)\right) \quad (2.38)$$

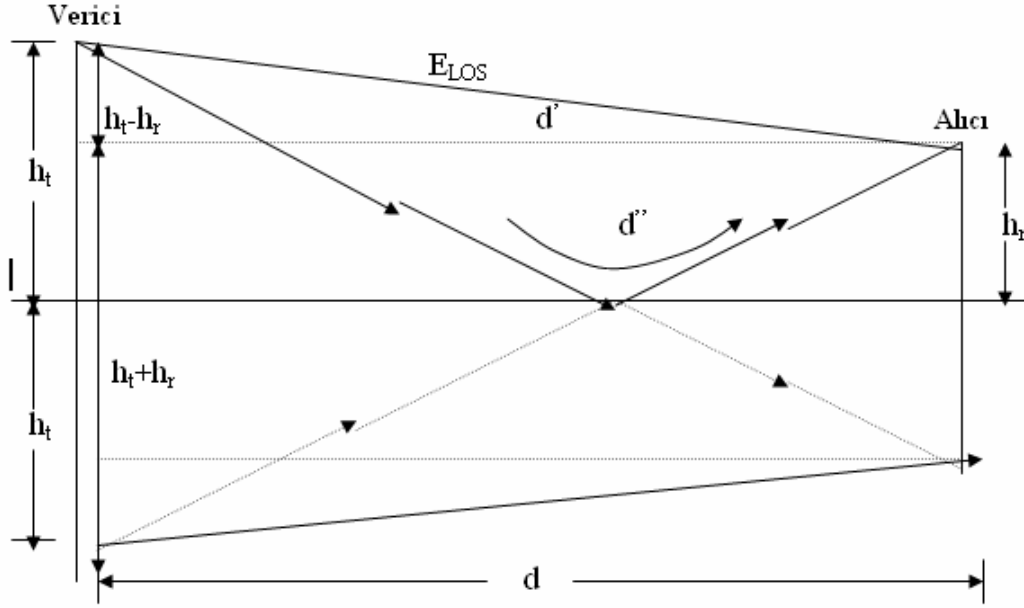
şeklinde gösterilmektedir.

“Görüntü metodu”nu kullanarak Şekil 2.13’deki geometri, doğrudan görüş hattı ile yerden yansımaya arasındaki, yol farkı ( $\Delta$ ) şu şekilde ifade edilebilir:

$$\Delta = d'' - d' = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} - \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \quad (2.39)$$

T-R arasındaki yol farkı  $h_t + h_r$  toplamına oranla çok büyük olduğu için (2.40) denklemi Taylor seri yaklaşımı kullanılarak şu şekilde indirgenebilmektedir:

$$\Delta = d'' - d' = \frac{2h_t h_r}{d} \quad (2.40)$$



Şekil 2.13 “Görüntü metodu”

Bilinen yol farkından yola çıkılarak, iki elektrik alan bileşeni arasındaki faz farkı  $\theta_{\Delta}$  ve bu iki bileşenin ulaşması arasında geçen gecikme süresi  $\tau_d$  aşağıdaki bağıntılar yardımıyla kolaylıkla hesaplanmaktadır:

$$\theta_{\Delta} = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} = \frac{\Delta\omega_c}{c} \quad (2.41)$$

ve

$$\tau_d = \frac{\Delta}{c} = \frac{\theta_{\Delta}}{2\pi f_c} \quad (2.42)$$

$d$  mesafesi büyüdükçe,  $d''$  ve  $d'$  uzaklıkları arasındaki fark çok küçük hale gelir ve  $E_{LOS}$  ve  $E_g$  genlikleri neredeyse birbirinin aynı haline gelir ve sadece fazları farklı olur. Bu fark şu şekilde ifade edilmektedir:

$$\left| \frac{E_0 d_0}{d} \right| \approx \left| \frac{E_0 d_0}{d'} \right| \approx \left| \frac{E_0 d_0}{d''} \right| \quad (2.43)$$

$t = d'' / c$  anı için elektrik alan hesaplandığında, (2.38) denklemi;

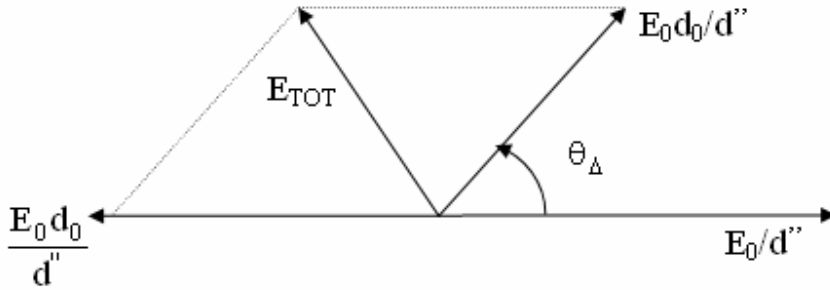
$$\begin{aligned}
 E_{TOT}(d, t = \frac{d''}{c}) &= \frac{E_0 d_0}{d'} \cos(\omega_c (\frac{d'' - d'}{c})) - \frac{E_0 d_0}{d''} \cos 0^\circ \\
 &= \frac{E_0 d_0}{d'} \cos \theta_\Delta - \frac{E_0 d_0}{d''} \\
 &= \frac{E_0 d_0}{d} [\cos \theta_\Delta - 1]
 \end{aligned} \tag{2.44}$$

şeklinde ifade edilecektir. Burada  $d$  verici verici ile alıcı antenler arasındaki yeryüzeyinin düz kabul edildiği uzaklıktır. Şekil 2.14'deki doğrudan ve yerden yansıyan ışınların birleştirildiği fazör diyagramı göz önünde bulundurulduğunda, vericiden  $d$  uzaklıkta elektrik alan (alıcıdaki) şu şekilde yazılabilmektedir:

$$|E_{TOT}(d)| = \sqrt{\left(\frac{E_0 d_0}{d}\right)^2 (\cos \theta_\Delta - 1)^2 + \left(\frac{E_0 d_0}{d}\right)^2 \sin^2 \theta_\Delta} \tag{2.45}$$

veya

$$|E_{TOT}(d)| = \frac{E_0 d_0}{d} \sqrt{2 - 2 \cos \theta_\Delta} \tag{2.46}$$



Şekil 2.14 Doğrudan görüş hattı, yerden yansıma ve toplam alınan elektrik alan bileşenlerini gösteren fazör diyagramı

Trigonometrik özdeşlikler kullanılarak, (2.46) denklemi aşağıdaki gibi ifade edilebilmektedir:

$$|E_{TOT}(d)| = 2 \frac{E_0 d_0}{d} \sin\left(\frac{\theta_\Delta}{2}\right) \quad (2.47)$$

Yukarıdaki  $\theta_\Delta / 2$  açısı 0,3 radyandan daha küçük olduğu sürece  $\sin(\theta_\Delta / 2) \approx \theta_\Delta / 2$  yazılabilir ve (2.47) denklemini basitleştirilebilir. (2.40) ve (2.41) eşitlikleri kullanılarak

$$\frac{\theta_\Delta}{2} \approx \frac{2h_t h_r}{\lambda d} < 0,3 \text{radyan} \quad (2.48)$$

bağıntısı yazılabilir. Bu bağıntı aşağıdaki eşitsizliği gerektirir:

$$d > \frac{20\pi h_t h_r}{3\lambda} \approx \frac{20h_t h_r}{\lambda} \quad (2.49)$$

d mesafesi (2.49) bağıntısını sağladığında, alınan elektrik alan aşağıdaki yaklaşıklıkla ifade edilebilmektedir:

$$E_{TOT}(d) = \frac{2E_0 d_0}{d} \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d} \approx \frac{k}{d^2} \quad V/m \quad (2.50)$$

Burada  $k$ ,  $E_0$ 'a, anten yüksekliklerine ve dalga boyuna bağlı bir sabittir. (2.15) denklemini vasıtasıyla, d uzaklığında alınan gücün elektrik alanın karesiyle orantılı olduğu görülmektedir. (2.2), (2.15) ve (2.50) denklemleri birleştirilerek, vericiden d uzaklıkta alınan güç şu şekilde ifade edilmektedir:

$$P_r = P_t G_r G_t \frac{h_t^2 h_r^2}{d^4} \quad (2.51)$$

(2.51) denkleminde görüldüğü gibi, uzak mesafelerde ( $d \gg \sqrt{h_t h_r}$ ), alınan güç uzaklığın dört katıyla veya 40dB/dekat oranında azalmaktadır. Bu yol kaybı, serbest uzay yol kaybından çok daha hızlı bir yol kaybıdır. Ayrıca d'nin büyük değerlerinde alınan güç ve yol kaybı frekanstan bağımsız hale gelmektedir. 2-ışınlı yerden yansıma modeli için (anten kayıpları ile beraber) yol kaybı şu şekilde ifade edilmektedir:

$$PL(dB) = 40 \log d - (10 \log G_t + 10 \log G_r + 20 \log h_t + 20 \log h_r) \quad (2.52)$$

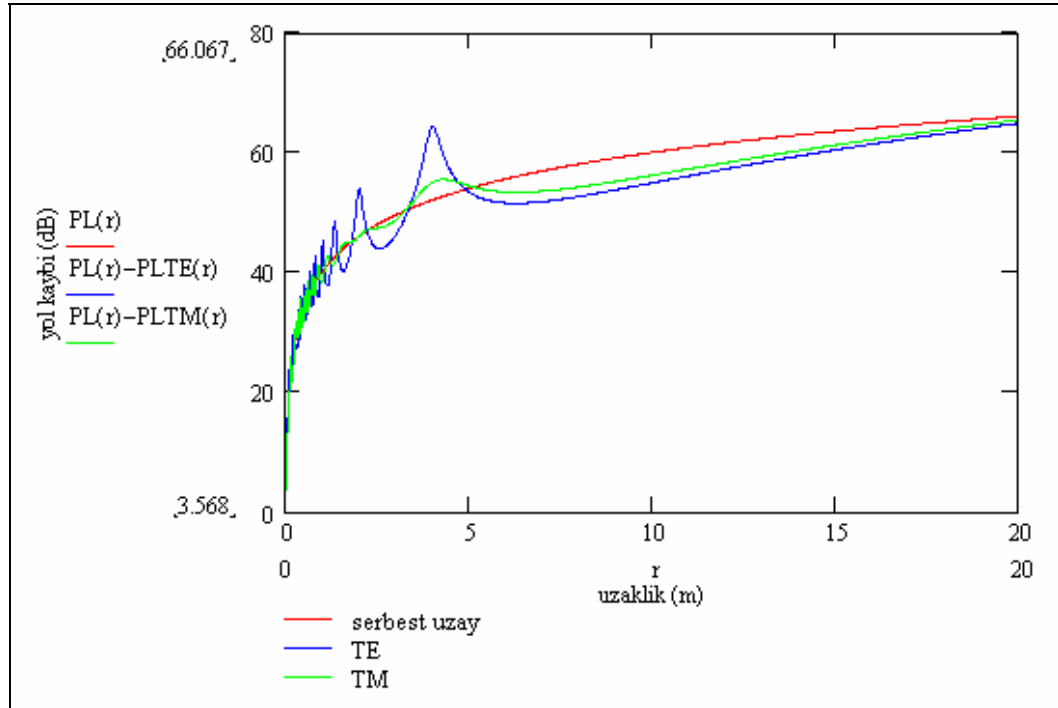
Kısa mesafelerde toplam elektrik alanı hesaplamak için (2.38) eşitliği kullanılmalıdır. (2.42) denkleminde  $\theta_\Delta = \pi$  değeri yerine koyulduğunda, verici ile alıcı arasındaki ilk Fresnel

bölgesinde yerin belirlediği mesafe  $d = (4h_t h_r) / \lambda$  olarak yazılabilir. İlk Fresnel bölgesi uzaklığı, mikro-hücre yol kaybı modelleri için kullanışlı bir parametredir.

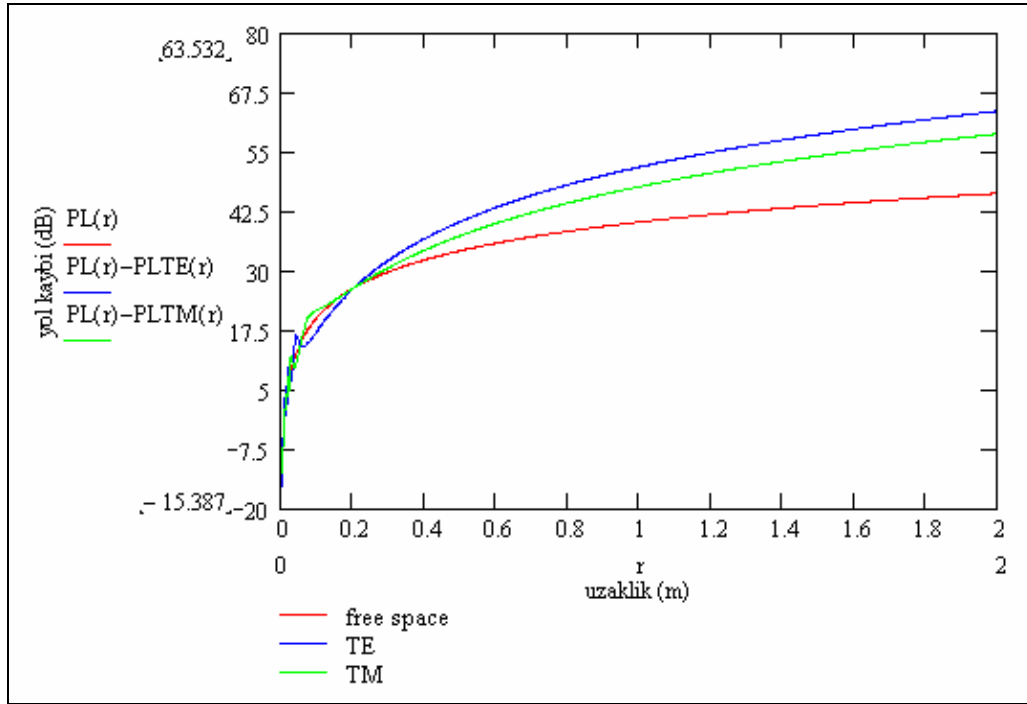
### TE ve TM polarizasyonları için İki ışın modeli:

Şekil 2.15'den görüleceği üzere TE polarizasyonunda yayılan dalganın TM polarizasyonunda yayılan ve yerden yansıyan dalgaya göre yol kaybı üzerindeki yardımcı ve yıkıcı etkileri daha fazladır. Bu örnekteki kırılma noktası yani Fresnel Bölgesi'nde yerin belirlediği mesafe  $d = (4h_t h_r) / \lambda$  formülü gereğince 8m'dir.

Bu örnek için alıcı ve vericinin boylarını 5cm'ye düşürdüğümüzdeki yansımaların etkileri Şekil 2.16 'da gösterilmiştir. Şekil 2.16'dan görüleceği üzere, anten boyları yere yaklaştıkça kırılma noktası da küçülecek ve hem TE polarizasyonu hem de TM polarizasyonu için yerden yansımanın propagasyona yani yol kaybının azalmasına bir katkısı olmayacaktır.



Şekil 2.15 TE ve TM polarizasyonları için İki-Işın Modeli (ht=hr=0.5m)



Şekil 2.16 TE ve TM polarizasyonları için İki-Işın Modeli ( $h_t=h_r=5\text{cm}$ )

## 2.6 Kırınım

Kırınım; kavisli yeryüzü etrafında, ufuk ötesinde ve engellerin arkasında propagasyonu devam ettirmektedir.. Alıcı engellenmiş (gölgelenmiş) bölgeye doğru hızlı ilerlediğinde, kırınım bölgesi hala mevcuttur ve kaliteli bir işaret üretebilmek için yeterli alan şiddetine sahiptir.

Kırınım olayı, Huygenin prensibiyle açıklanabilir. Bu prensibe göre, dalga cephesindeki tüm noktalar ikincil dalgaların oluşumu için noktasal kaynaklar olarak sayılmakta ve bu dalgalar propagasyon doğrultusunda yeni bir dalga cephesi oluşturmaktadırlar. Kırınım, ikincil dalgaların gölgelenmiş bölgeye propagasyonu ile gerçekleşmektedir. Gölgede kalan bölgede kırınım uğrayan alan şiddeti, uzayda engel etrafında ikincil dalgaların elektrik alan bileşenlerinin vektör toplamıdır.

### 2.6.1 Fresnel Bölge Geometrisi

Şekil 2.17a'da uzayda birbirlerine belli uzaklıkta bir verici ve bir alıcı gösterilmektedir. Aradaki engel bölme, sayfa düzleminde içeri ve dışarı doğru sonsuz genişlikte ve efektif olarak  $h$  uzunluğunda, vericiden  $d_1$  uzaklıkta ve alıcıdan  $d_2$  uzaklıkta yerleşmiş konumdadır. Vericiden

yayılan dalga, bölmenin tepesinden kırılarak alıcıya giden dalga doğrudan görüş hattına nazaran daha fazla yol kat edecektir.  $h \ll d_1, d_2$  ve  $h \gg \lambda$  olduğu varsayıldığında, doğrudan yol ile kırınımına uğrayan yol arasındaki fark *aşırı yol uzunluğu* ( $\Delta$ ) olarak isimlendirilmektedir ve Şekil 2.17b'deki geometriden elde edilebilmektedir.

$$\Delta = \frac{h^2}{2} \frac{(d_1 + d_2)}{d_1 d_2} \quad (2.53)$$

Bu yol farkına karşı gelen faz farkı ise şu şekilde ifade edilmektedir:

$$\phi = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{h^2}{2} \cdot \frac{(d_1 + d_2)}{d_1 d_2} \quad (2.54)$$

Burada  $\tan x \approx x$  olduğu zaman, Şekil 2.17c'de görüldüğü üzere  $\alpha = \beta + \gamma$ 'dır ve  $\alpha$  aşağıdaki gibi ifade edilmektedir:

$$\alpha = h \left( \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right)$$

(2.54) denklemini birimsiz Fresnel-Kirchoff kırınım parametresini ( $v$ ) kullanılarak aşağıdaki bağıntıyla normalize edilebilmektedir.

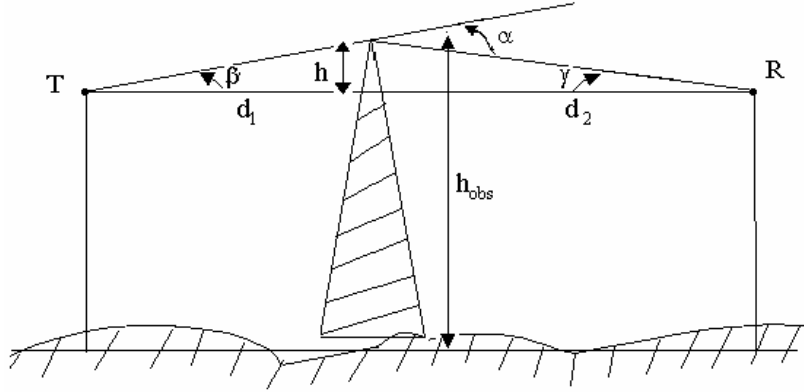
$$v = h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} = \alpha \sqrt{\frac{2d_1 d_2}{\lambda(d_1 + d_2)}} \quad (2.55)$$

Burada  $\alpha$ 'nın birimi radyan cinsindedir ve Şekil 2.17b ve Şekil 2.17c'de gösterilmektedir.

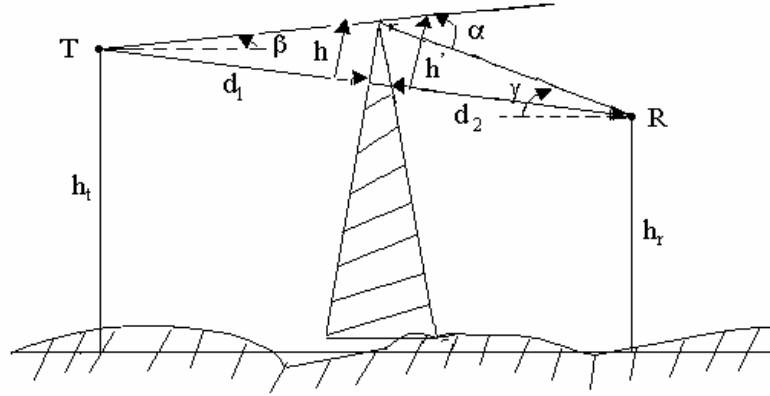
(2.55) bağıntısından,  $\phi$  şu şekilde ifade edilmektedir:

$$\phi = \frac{\pi}{2} v^2 \quad (2.56)$$

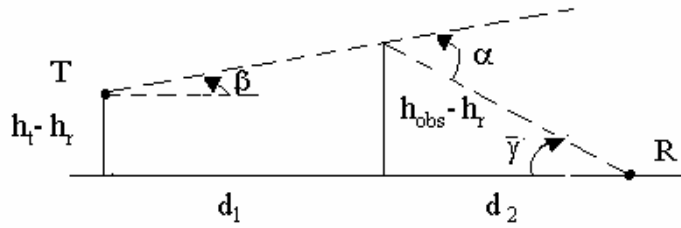
Yukarıdaki bağıntılarda; doğrudan görüş hattı ile kırınımına uğrayan yol arasındaki faz farkının, hem yüksekliğin ve engelin konumunun hem de verici ile alıcının konumunun fonksiyonu olduğu açıkça görülmektedir.



(a) Bıçak-sırtı kırınım geometrisi. T noktası vericiyi ve R noktası alıcıyı işaret etmektedir. T-R arası bıçak-sırtı bir engelle doğrudan görüş hattı tıkanmıştır.



(b) Verici ile alıcı aynı yükseklikte olmadığı durumdaki bıçak-sırtı kırınım geometrisi.  $\alpha$  ve  $\beta$  küçük ve  $h \ll d_1$  ve  $d_2$  olduğunda,  $h$  ve  $h'$  hemen hemen eşit aynı duruma gelir ve geometri aşağıda Şekil 2.8c'de gösterildiği gibi tekrar çizilebilir.



(c) En küçük yükseklik (bu durumda  $h_r$ ) diğer yüksekliklerden çıkarıldığında eşdeğer bıçak-sırtı geometrisi.

Şekil 2.17 Bıçak-sırtı kırınım geometrisi diyagramları.

Pratikteki kırınım problemlerinde, açılarının değerlerini değiştirmeksizin tüm yükseklikler bir sabitle azaltılarak geometri basite indirgenebilir. Bu yöntem Şekil 2.17c'de gösterilmektedir.

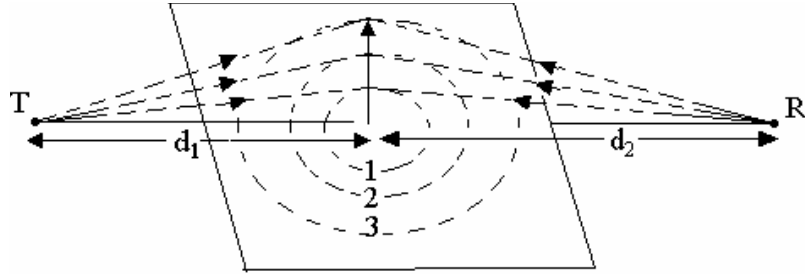
Kırınım kaybı kavramı, yol farkının bir fonksiyonu olarak engel etrafındaki Fresnel bölgeleriyle açıklanabilmektedir. Fresnel bölgeleri, ikincil dalgaların verici ile alıcı arasındaki direkt yol uzunluğunun  $n\lambda/2$  katı yol uzunluğuna sahip sinyalleşmenin başarılı olduğu ardışıl bölgelerdir. Şekil 2.18’de verici ile alıcı arasına yerleşmiş saydam bir düzlem olduğu varsayılmaktadır. Düzlemdeki eş merkezli daireler vericiden alıcıya doğru yayılan ikincil dalgaların merkezlerini ifade etmektedir. Ardışık dairelerde toplam yol uzunluğu  $\lambda/2$  kadar artmaktadır. Bu çemberler Fresnel Bölgeleri olarak adlandırmaktadırlar. Ardışık Fresnel bölgeleri değişimli olarak kuvvetlendirici ve zayıflatıcı toplam alınan sinyalde etkileşmeye neden olurlar.  $n$ . Fresnel bölgesinin yarıçapı  $r_n$  olarak gösterilir ve  $n$ ,  $\lambda$ ,  $d_1, d_2$  terimleriyle şu şekilde ifade edilir:

$$r_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (2.57)$$

Bu yaklaşım  $d_1, d_2 \gg r_n$  için geçerlidir.

Her bir çemberin içinden geçen bir ışın üzerinden ilerleyen aşırı yol uzunluğu;  $n$  tamsayı olmak üzere;  $n\lambda/2$ ’dir. Bu nedenle de, Şekil 2.18’de olduğu gibi,  $n=1$ ’e denk gelen en küçük dalgaın içinden geçen aşırı yol uzunluğu  $\lambda/2$ ’dir ve  $n=2,3,4$  vs. denk düşen çemberler sırasıyla  $\lambda$ ,  $3\lambda/2$ ,  $2\lambda$ ... şeklinde aşırı yol uzunluklarına sahip olacaktır. Ardışık çemberlerin yarıçapları düzlemin konumuna bağlıdır. Şekil 2.18’deki Fresnel bölgeleri, düzlem verici ile alıcı arasındaki tam orta noktada olduğunda en büyük yarıçapa sahip olmakta ve düzlem vericiye yada alıcıya yaklaştırıldığında yarıçap küçülmektedir. Bu etki gölgelemenin hem frekansa hem de engellerin konumuna bağlı olduğunu göstermektedir.

Hareketli haberleşme sistemlerinde, engelin çevresinde enerjinin sadece bir kısmı kırınımına uğradığından kırınım kaybı ikincil dalgaların engellemesinden oluşmaktadır. Engellenme, Fresnel bölgelerinin bazılarında enerjinin tıkanıklığına neden olmaktadır. Böylelikle, verilen enerjinin sadece ufak bir kısmının alıcıya ulaşmasına izin verilmektedir. Engellenmenin geometrisine bağlı olarak, alınan enerji engellenmeyen Fresnel bölgelerden katkıların vektörel toplamıdır.



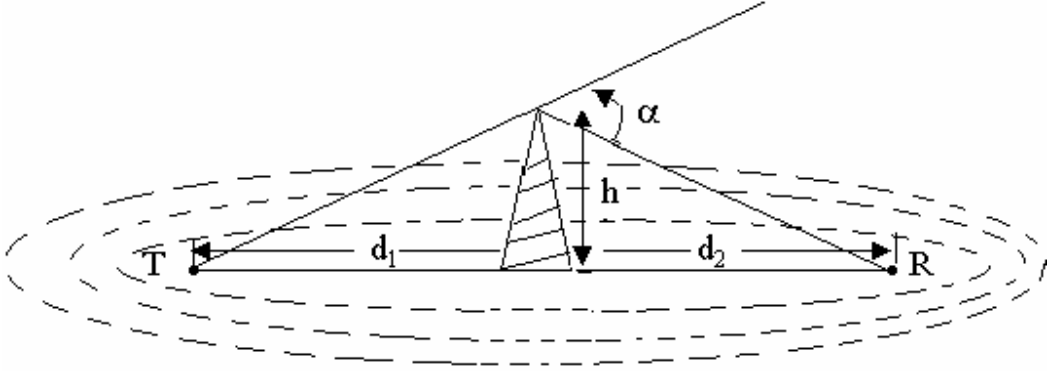
Şekil 2.18 Ardışık Fresnel bölgelerinin sınırlarını tanımlayan eş merkezli çemberler

Şekil 2.19’da gösterildiği gibi bir engel transmision yolunu tıkayabilir ve verici ile alıcı arasında aşırı yol gecikmesinin tamsayı katı olduğu durum için tüm noktalar birleştirilerek yarım dalgaboylarının şeklinde elipsoidler meydana getirilebilir. Bu elipsoidler Fresnel bölgelerini ifade etmektedir. Fresnel bölgeleri verici ve alıcı anteni odak noktalarında olan eliptik şekle sahiptir. Şekil 2.19’da farklı bıçak-sırtı kırınım senaryoları gösterilmektedir. Genellikle, bir engel ilk Fresnel bölgesinde kapsanan hacmi bloke etmediğinde, kırınım kaybı en aza indirgenir ve bu durumda da kırınım etkileri ihmal edilebilir.

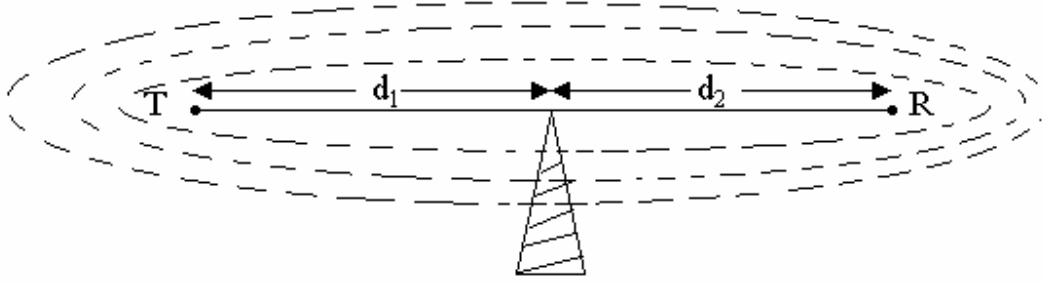
### 2.6.2 Bıçak-sırtı Kırınım Modeli

Radyo frekansına sahip dalgaların yüksek tepeler ve binalar üzerinden kırınımına uğramasından kaynaklanan işaret zayıflamasının hesaplanması, bir hizmet alanındaki alan şiddetini hesaplamada temel alınmaktadır. Kırınım kayıplarının kesin kestirimlerinin hesaplanması genellikle imkansızdır ve pratikte tahmin, zorunlu amprik düzeltmelerle değiştirilen teorik kestirim yöntemidir. Kompleks ve engebeli arazilerde kırınım kayıplarını hesaplamak matematiksel olarak zor olmasına rağmen, birçok basit durum için kırınım kayıpları ifadeleri elde edilmiştir.

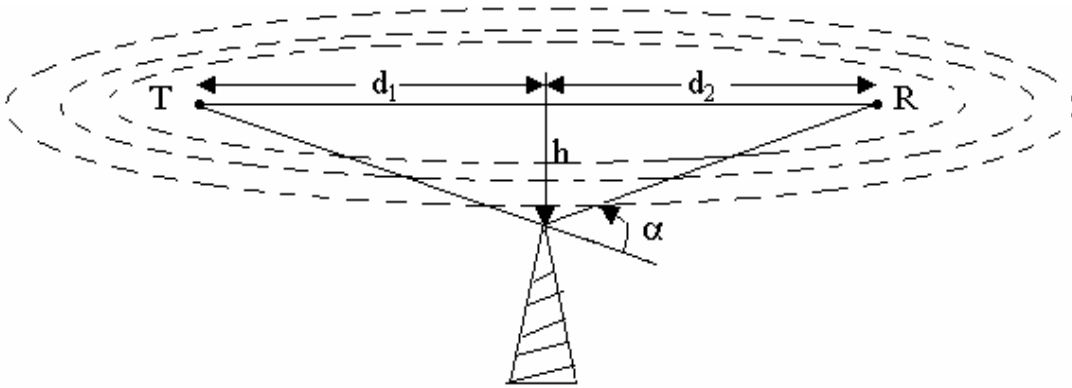
Gölgeleme bir tepe veya dağ gibi tek bir nesne tarafından sağlanırsa kırınımdan kaynaklanan zayıflama, engel bıçak-sırtı kırınımına neden olduğu varsayılarak hesaplanabilir. Bu yöntem kırınım modellerinin en basitidir ve bu durumdaki kırınım kaybı bıçak-sırtı (ayrıca yarı-düzlem olarak da adlandırılabilir) arkasındaki alan için klasik Fresnel çözümü kullanılarak kolayca hesaplanabilir.



(a) “h” pozitif olduğu için “ $\alpha$ ” ve “v” de pozitiftir.



(b) “h” sıfır olduğu için “ $\alpha$ ” ve “v” de sıfıra eşittir.



(c) “h” negatif olduğu için “ $\alpha$ ” ve “v” de negatiftir.

Şekil 2.19 Farklı bıçak-sırtı kırınım durumları için Fresnel bölgelerinin gösterimi

R noktasında, gölgelenen bölgeye (yada kırınım bölgesi) yerleştirilmiş bir alıcı düşünülürse, Şekil 2.19’da R noktasındaki alan şiddeti bıçak sırtı engel üzerindeki düzlemde bulunan ikincil

kaynakların tümünün vektörel toplamıdır. Bıçak-sırtı kırınımına uğramış dalganın elektrik alan şiddeti,  $E_d$ , şu bağıntıyla verilmektedir:

$$\frac{E_d}{E_0} = F(v) = \frac{1+j}{2} \int_v^{\infty} \exp((-j\pi t^2)/2) dt \quad (2.58)$$

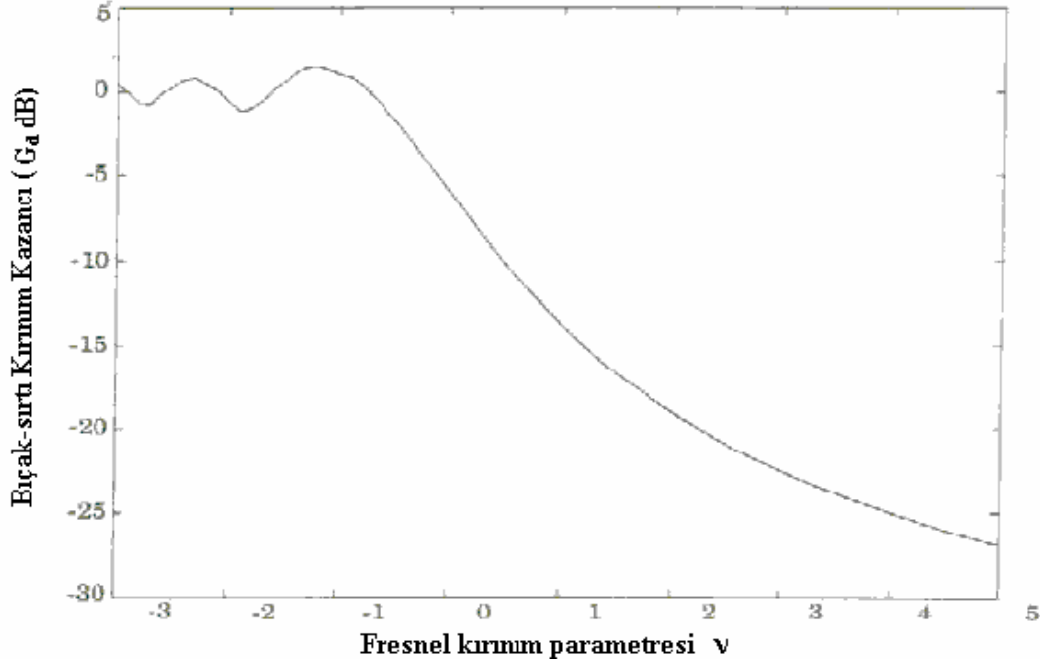
Burada  $E_0$  sadece yer değil aynı zamanda bıçak sırtı eksikliğinde serbest uzay şiddetidir ve  $F(v)$  kompleks Fresnel integralidir. Fresnel integrali,  $F(v)$ , Fresnel-Kirchoff kırınım parametresinin ( $v$ ) fonksiyonudur ve (2.55) bağıntısıyla tanımlanmıştır. Ve genel olarak verilen “ $v$ ” değerleri için tablo yada grafik kullanılarak hesaplama yapılmaktadır. Kırınım kaybı, serbest uzay elektrik alanıyla karşılaştırıldığında bıçak-sırtının var olması durumunda aşağıdaki bağıntıyla verilmektedir:

$$G_d(dB) = 20 \log|F(v)| \quad (2.59)$$

Pratikte, grafiksel yada nümerik çözümler kırınım kazancını hesaplamaya yöneliktir. “ $v$ ” fonksiyonu olarak  $G_d(dB)$ 'nin grafik gösterimi Şekil 2.20’de verilmektedir. (2.59) bağıntısı için yaklaşık çözüm Çizelge 2.3’de verilmiştir.

Çizelge 2.3 Fresnel-Kirchoff kırınım parametresinin değişen değerleri için kırınım kazancının yaklaşık çözümü

Kırınım Kazancı	Fresnel-Kirchoff Kırınım Parametresi
$G_d(dB) = 0$	$v \leq -1$
$G_d(dB) = 20 \cdot \log(0,5 - 0,62v)$	$-1 \leq v \leq 0$
$G_d(dB) = 20 \cdot \log(0,5 \cdot \exp(-0,95v))$	$0 \leq v \leq 1$
$G_d(dB) = 20 \cdot \log(0,4 - \sqrt{0,1184 - (0,38 - 0,1v)^2})$	$1 \leq v \leq 2,4$
$G_d(dB) = 20 \cdot \log\left(\frac{0,0025}{v}\right)$	$v > 2,4$



Şekil 2.20 Fresnel kırınım parametresi cinsinden bıçak-sırtı kırınım kazancı

## 2.7 Saçılma

Hareketli radyo haberleşmesi ortamında, alınan gerçek sinyal yansıma ve kırınım modellerinde alınan sinyale göre daha güçlüdür. Bunun nedeni, bir radyo dalgasının pürüzlü bir yüzeye çarpması durumunda yansıyan enerji saçılma yüzünden tüm yönlerde etrafa (difüzyon) yayılmasıdır. Ağaçlar ve lamba direkleri gibi nesnelere enerjiyi tüm yönlerde saçmaya eğilimli olduklarından, alıcıda elde edilen enerjide artış sağlanmaktadır.

Bir dalga boyundan daha geniş boyuta sahip düz yüzeyler yansıtıcı yüzeyler olarak modellenmektedirler. Ancak bu tür yüzeylerin pürüzlülüğü, yansımadan farklı propagasyon etkilerine neden olmaktadır. Yüzeyin pürüzlülüğü çoğunlukla verilen bir  $\theta_i$  açısı için yüzey kabarıklığının kritik yüksekliğinin ( $h_c$ ) tanımlandığı Rayleigh kriterinin kullanılarak test edilmektedir.

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \sin \theta_i} \quad (2.60)$$

Bir yüzeyin kabarıklığı minimumdan maksimuma kadar  $h$  yüksekliği  $h_c$  'den daha az olduğunda düz, kabarıklık  $h_c$  'den daha büyük olduğunda ise pürüzlü yüzey olarak tanımlanabilmektedir. Pürüzlü yüzeyler için, azaltılmış yansıma alanını hesaplamak için düz yüzey yansıma katsayısı,  $\rho_s$ , saçılma kaybı faktörü ile çarpılmalıdır.

Ament yüzey yüksekliği  $h$ 'ın yerel ortalamaya sahip bir Gauss dağılımlı rasgele değişken olduğunu varsaymış ve  $\rho_s$  aşağıdaki bağıntıyla tanımlanmıştır:

$$\rho_s = \exp\left[\left(\frac{\pi\sigma_h \sin \theta_i}{\lambda}\right)^2\right] \quad (2.61)$$

Burada  $\sigma_h$  ortalama yüzey yüksekliği çevresindeki yüzey yüksekliğinin standart sapmasıdır.

$$\rho_s = \exp\left[-8\left(\frac{\pi\sigma_h \sin \theta_i}{\lambda}\right)^2\right] I_0\left[8\left(\frac{\pi\sigma_h \sin \theta_i}{l}\right)^2\right] \quad (2.62)$$

$$\Gamma_{engebeli} = \rho_s \Gamma \quad (2.63)$$

### 2.7.1 Radar Çapraz Kesit (RCS) Modeli

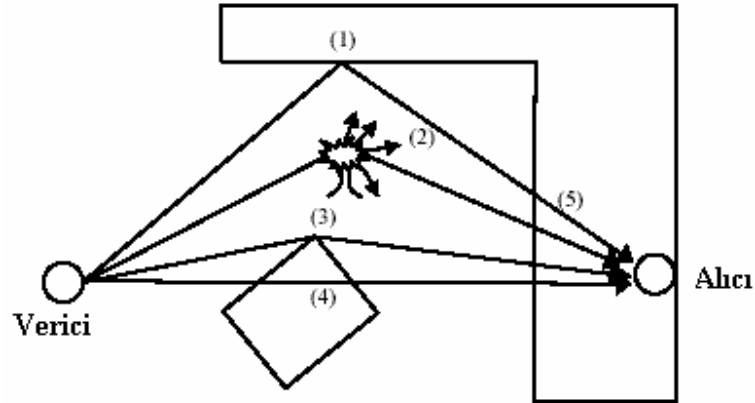
Büyük nesnelerin saçılmaya neden olduğu radyo frekanslı kanallarda, bu tür nesnelerin konumunun bilinmesi saçılan sinyal şiddetini tahmin etmede büyük kesinlik kazandırabilmektedir. Bir cismin RCS'i alıcı yönündeki saçılan güç yoğunluğunun saçıcı nesne üzerine gelen radyo frekanslı dalganın güç yoğunluğuna oranıdır, ve birimi metre karedir. Kırınım ve fizik-optik geometrisine dayanan analiz yöntemi saçılan alan şiddetinin saptanmasında kullanılmaktadır.

Şehir içi hareketli haberleşme sistemlerinde, bistatik (bistatic) radar eşitliğine dayanan modeller uzak alandaki saçılmadan kaynaklanan alınan gücü hesaplamak için kullanılmaktadır. Bistatik radar eşitliği, saçıcı nesne üzerinde etkisi olan serbest uzayda ilerleyen dalganın propagasyonunu tanımlamaktadır ve alıcı yönünde tekrar ışına yapmaktadır. Bu güç bağıntısı şu şekilde verilmektedir:

$$P_R(dBm) = P_T(dBm) + G_T(dBi) + 20.\log(\lambda) + RCS[dBm^2] - 30.\log(4\pi) - 20.\log d_T - 20.\log d_R \quad (2.64)$$

Burada  $d_T$  ve  $d_R$  saçıcı nesnelere, sırasıyla, vericiye ve alıcıya olan uzaklıklardır. (2.64) denkleminde saçıcı nesnenin hem alıcının hem de vericinin uzak bölgesinde yani Fraunhofer bölgesinde olduğu varsayılmaktadır. RCS değişkeninin birimi ( $dB.m^2$ ) dir. Bir metre kare referans alınarak dB biriminde saçıcı nesnenin yüzey alanıyla metre kare cinsinden ölçülmektedir. (2.64) denkleminin hem alıcının hem de vericinin uzak alanındaki saçıcı nesnelere uygulanabilmektedir ve binalar gibi büyük nesnelere saçılma gerçekleştiği için alıcı gücü tahmin etmek için oldukça yararlıdır.

Farklı birkaç Avrupa şehirlerinin çevreleri ölçülmüş ve farklı binalar için RCS değerleri, ölçülen güç gecikme profillerine bakılarak saptanmıştır. 5-10 km uzaklıkta yerleştirilen orta ve büyük boyutlardaki binalarda, RCS değerlerinin  $14,1 dB.m^2$  ile  $55,7 dB.m^2$  arasında değiştikleri görülmüştür.



Şekil 2.21 Propagasyon mekanizmaları (1) Yansıma (2) Saçılma (3) Kırınım (4) Transmisyon (5) Bina içine penetrasyon

### 3. BİNAİÇİ PROPAGASYON YOL KAYIP MODELLERİ

#### 3.1 Giriş

Kablosuz haberleşme sistemlerindeki bina içi uygulamalar son yıllarda hızla artmaktadır. Bu uygulamalarda karşılaşılan en önemli sorun verici ile alıcı arasındaki ilerleyen dalgaya ait propagasyon kaybıdır. Bu kaybın kestirilebilmesi, özellikle hücresel haberleşme sistemleri ve KAA gibi kişisel bilgisayarları antenler aracılığıyla haberleştirmeye yönelik ağ çalışmalarında büyük önem kazanmaktadır.

Bina içi radyo propagasyonu hava koşullarından etkilenmez ancak binanın yapı malzemelerinin çeşitli özellikleri, mobilyalar ve insanlardan olumlu veya olumsuz bir şekilde değişime uğrar.

Bina-içi propagasyon kanalı bina dışı propagasyon kanalından çok farklıdır. Verici ile alıcı arasındaki mesafe iç duvarlar ve mobilyadan kaynaklanan yüksek zayıflama ve genellikle daha düşük verici güç nedeniyle daha kısadır. Kısa mesafe, yansımaların gecikme sürelerinin kısılması, ve sonuç olarak da daha düşük yayılım gecikmesi anlamına gelmektedir. Kanalın geçici değişim miktarı bir arabayla ilerleyen hareketli antenlere kıyasla daha yavaştır. Bina dışı propagasyon sistemlerinde olduğu gibi, kestirilmesi gereken birçok önemli propagasyon parametresi vardır. Yol kaybı ve alınan işaret zarfının istatistiksel karakteristikleri kapsanan alan uygulaması için en önemlisidir. Zaman değişim karakteristikleri sistem performansının değerlendirilmesi için gereklidir.

Dikkate alınan propagasyon modelleri üç gruba ayrılmaktadır: Ampirik dar-bant modelleri, ampririk geniş-bant modelleri ve deterministik modeller. Ampirik dar-bant modelleri yol kaybını çıkış olarak veren basit bir matematiksel modelle ifade edilebilmektedir. Eşitlikler, modelin ölçüm sonuçlarına uydurulmasıyla elde edilmektedir. Ampirik geniş-bant modelleri (dominant-yol) kanalın (yayılım gecikmesi vs. gibi) geniş-bant karakteristiklerinin kestirimine de izin vermektedir. Deterministik modeller ise radyo dalgaların yayılımının fiziksel olarak gerçekleşip hesaplandığı yöntemlerdir. Bu modeller bina içindeki hareketli alıcı kanalın hem dar-band hem de geniş-band bilgilerinin elde edilmesini sağlamaktadır.

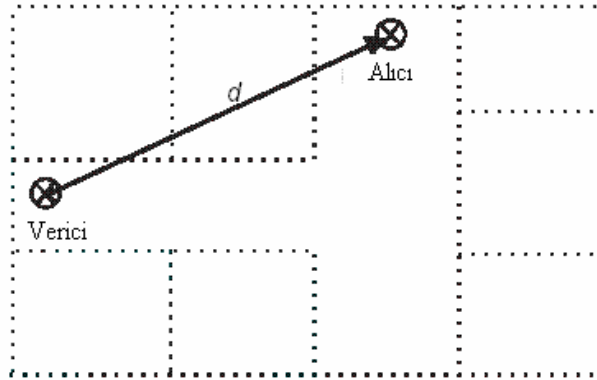
Bu bölümde doğrudan alıcı-verici arasında görüş hattının bulunduğu ortamlarda yol kaybı hesaplamaları için Keenan-Motley ile Logaritmik-Uzaklık dar-bant ampririk modellerinin sonuçları verilmiş; "Işın-izleme" deterministik modelinin ise tanıtımı yapılmıştır. Bununla birlikte, ortamdaki yol kaybı analizini deneysel veriler üzerinden modelleyen ve diğer ampririk

modellere alternatif bir çözüm sunun Yapay sinir Ağı yaklaşımı ortaya konmuştur. Yapay Sinir Ağı bu çalışmanın temelini oluşturmaktadır ve ilerideki bölümlerde ayrıntılı olarak incelenecektir.

## 3.2 Ampirik Modeller

### 3.2.1 Keenan-Motley Modeli

Bir bina içi ortamda kablosuz bir şebekenin kapsama alanının net bir bina dışında veya serbest uzay ortamında tahmin edilebilmesi çok daha zordur. Bina içi kapsama alanının belirlenmesi yayılan gücün yapı içerisindeki odalardan, tavanlardan, duvarlardan, insanlardan ve karşılaşılan diğer engellerden soğurulması esasına dayanmaktadır. Bu tür kayıpların genliği veya zayıflamanın birçok durum için ölçülmüş ve serbest uzay yol kaybı modellerinin bina içi yol kayıplarının ve bu sayede de kablosuz bir şebekenin bina içi kapsama alanının tahmin edilebilmesi için daha kesin sonuçlar verebilmesi sağlanmıştır.



Şekil 3.1 Keenan-Motley Modeli

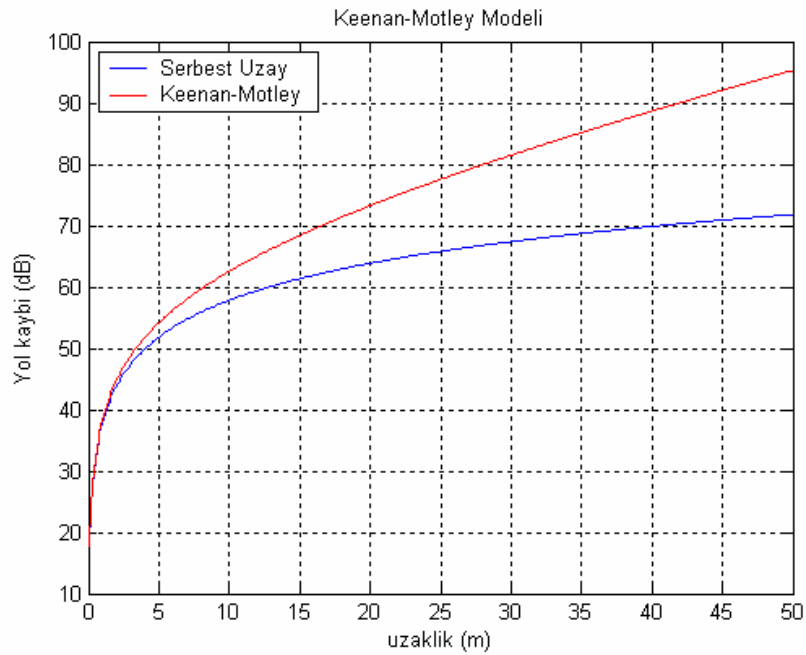
Literatürde, bina içi yol kayıplarının analizinde ve etkilerinin anlaşılmasında değişik bakış açıları ve yaklaşımlar tanımlanmaktadır Keenan-Motley (KM) Modeli, Lineer Yol Zayıflama Modeli veya Devasirvatham Modeli olarak da anılmaktadır ve verici ile alıcı aynı katta yer almaktadır. Bu modele göre, bina içi yol kaybı (yayılan güç),  $dB$  cinsinden, serbest uzay yol kaybına kapsanan alanla doğrusal bir faktörün eklenmesiyle bulunmaktadır. Bu faktör, deneysel olarak saptanmaktadır veya yapılan çalışmalardan çekilerek bulunmaktadır. Bina içinde sıkça karşılaşılan engeller tarafından radyo dalgalarının soğurulmasıyla hesaplamak için kullanılmaktadır. Sonuçta ortalama yol kaybı aşağıdaki denklemle verilmektedir:

$$PL(d, f)[dB] = PL_{fs}(d, f) + a.d \quad (3.1)$$

Burada  $d$  uzaklık,  $f$  çalışılan frekans,  $PL_{fs}$  serbest uzay yol kaybı ve  $a$  lineer zayıflama katsayısıdır ve birimi  $dB/metre$ 'dir. Çizelge 3.1 frekansın fonksiyonu olarak ölçülen farklı  $a$  değerleri içermektedir. Örneğin IEEE 802.11a ve IEEE 802.11b standartlarına göre hem 5 GHz hem de 2,4 GHz frekans bantları için, bir ofis ortamında yol kaybının modellenmesinde  $a = 0,47$  [dB/m] alınmıştır. Bu değer için 2,4 GHz frekansında yol kaybı değişimi  $G_t(dB) = 2.2$  dBi verici kazancı ve  $G_r(dB) = 0$  dBi alıcı kazancı için değişimi Şekil 3.2' de görülmektedir.

Çizelge 3.1 KM Modelinde Farklı Binalarda Farklı Frekanslar İçin Ölçülen Yol Zayıflama Katsayıları

Konum	Frekans	Zayıflama (dB/m)
Bina1: 4 katlı	850 MHz	0,62
	1,7 GHz	0,57
	4,0 GHz	0,47
Bina2: 2 katlı	850 MHz	0,48
	1,7 GHz	0,35
	4,0 GHz	0,23



Şekil 3.2 Keenan-Motley Modeli ile Yol kaybı Analizi

### 3.2.2 Logaritmik-Uzaklık Modeli

Hem bina dışı hem de bina içi radyo kanallarında, gerek teorik gerekse ölçüme dayalı propagasyon modelleri alınan ortalama işaretin uzaklıkla azaldığını göstermektedir. Bu tür modeller literatürde yaygın olarak kullanılmaktadır. Belirli bir verici-alıcı uzaklığı için ortalama büyük-ölçek yol kaybı yol kaybı katsayısının fonksiyonu olarak belirtilebilmektedir:

$$\overline{PL}(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (3.2)$$

veya

$$\overline{PL}(d) = \overline{PL}(d_0) + 10.n.\log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (3.3)$$

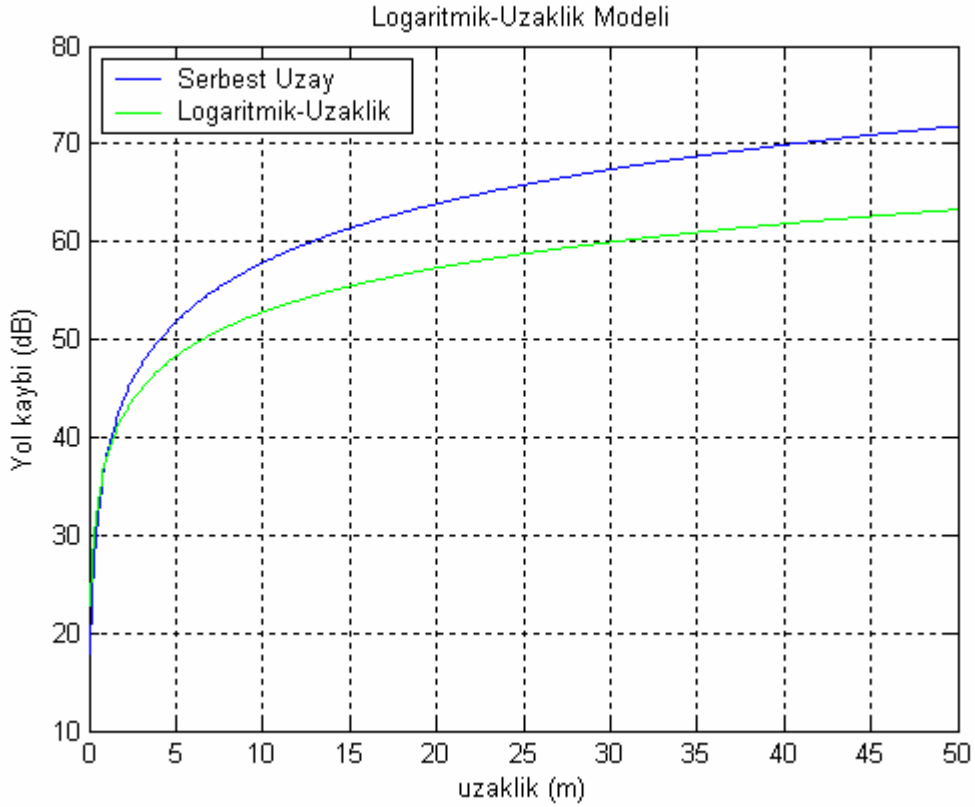
Burada “ $n$ ” yol kaybının uzaklıkla arttığı oranı belirten yol kaybı katsayısıdır.  $d_0$  vericiye yakın alanda ölçümlerin yapıldığı referans uzaklıktır, ve  $d$  verici ile alıcı arasındaki uzaklıktır. (3.2) ve (3.3) denklemlerindeki üst-çizgiler,  $d$ 'nin belli bir değeri için verilen mümkün olan tüm yol kayıplarının ortalamalarını belirtmektedir. Logaritmik ölçekte çizildiğinde, modellenen yol kaybı  $10.n \text{ dB/dekat}$  eğimli düz bir çizgidir.  $n$  değeri propagasyon ortamına bağlıdır. Örneğin, serbest uzay için  $n=2$  iken, engellerin var olması durumunda  $n$  değeri artacaktır.

Propagasyon ortamı için uygun olan yaklaşık bir serbest uzay referans uzaklığı seçebilmek çok önemlidir. Örneğin, geniş kapsama alanlı hücreli sistemler için, genellikle  $1\text{km}$ . referans mesafesi olarak alınırken, mikro hücreli sistemlerde  $100\text{m}$  yada  $1\text{m}$  gibi daha kısa mesafeler kullanılmaktadır. Referans mesafesi her zaman antenin uzak alanında olmalıdır ki, yakın alan etkileri referans alınan yol kaybını değiştirmemelidir.

Referans alınan yol kaybı, (2.5) eşitliğindeki serbest uzay yol kaybı bağıntısı veya  $d_0$  mesafesinde alan ölçümleri kullanılarak hesaplanmaktadır. Çizelge 3.2’de farklı hareketli radyo frekanslı kanallarda elde edilen yol kaybı katsayıları verilmektedir. Doğrudan görüş hattının bulunduğu bir ortamda Logaritmik-Uzaklık Modelinin yol kaybı değişimi  $n=1.5$  katsayısı için Şekil 3.3’ de gösterilmiştir.

Çizelge 3.2 Farklı Ortamlar İçin Kullanılan Yol Kaybı Katsayıları

Ortam	Yol Kaybı Katsayısı(n)
Serbest uzay	2
Hücrel radyo frekanslı haberleşme şehir dışı	2,7 ile 3,5 arası
Hücrel radyo frekanslı haberleşme şehir dışı	3 ile 5 arası
Bina-içi doğrudan görüş hattı olması durumu	1,6 ile 1,8 arası
Bina-içinde engellenme durumu	4 ile 6 arası
Fabrikalarda engellenme durumu	2 ila 3 arası



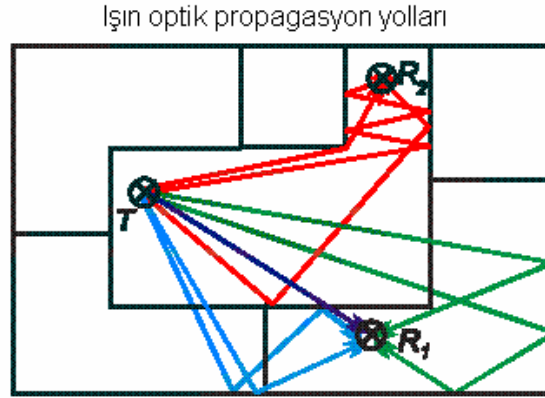
Şekil 3.3 Logaritmik-Uzaklık Modeli ile Yol kaybı Analizi

### 3.3 Işın İzleme Yöntemi

Deterministik modeller telsiz dalgaların yayılımının fiziksel olarak simüle edilmesinde kullanılmaktadır. Bu nedenle ortamın yayılım parametrelerindeki etkisi daha büyük bir kesinlikle hesaba katılabilmektedir. Diğer bir avantaj ise, deterministik modellerin birçok propagasyon parametresinin tahminini mümkün kılmasıdır. Örneğin, yol kaybı, impuls yanıtı

ve geliş açısı aynı anda tahmin edilebilmektedir.

Küçük dalga boyları, yani yüksek frekanslar, düşünüldükçe dalganın yayılması ışının yayılmasına benzemektedir. Bu nedenle, bir telsiz ışınının düz bir çizgi boyunca sadece kırılma, yansıma, kırınım ve saçılmadan etkilenecek yayıldığı varsayılmaktadır. (Şekil 3.4) Bu yayılım Geometrik Optik (GO) tarzının genel kavramıdır. Bu modelleme yaklaşımı için hesaba katılan kriter, dalga boyunun dikkate alınan engellerle yani, binanın duvarlarıyla karşılaştırıldığında çok daha küçük olması gerektiğidir. Hareketli iletişim ağlarında kullanılan frekanslarda bu kriter yanı zamanda bina içlerinde de yeterince uygulanmaktadır.



Şekil 3.4 Işın optik modelinin prensibi

Şekil 3.4'de verilen şekle benzer şekilde alıcı ile vericinin doğrudan görüş hattında bulunmasının yanı sıra vericiden yayılan işaretin duvarlardan yansiyarak, iletilerek veya saçılarak ve çeşitli engellerden kırılarak alıcıya ulaşma olasılıkları vardır. Bu durumda alıcıya ulaşabilecek her bir alan ifadesinin toplamı bulunmalıdır. Bu toplam, (4.7) ifadesi ile verilebilir.

$$E_{total}(t) = \left[ \frac{\lambda}{4\pi} \left[ \frac{\sqrt{G_{dLOS}} u(t) e^{j(2\pi d_{LOS}/\lambda)}}{d_{LOS}} + \sum_{i=1}^{N_r} \frac{R_i \sqrt{G_{R_i}} u(t - \tau_i) e^{j(2\pi d_i/\lambda)}}{d_i} + \sum_{i=1}^{N_d} \frac{D_i \sqrt{G_{d_i}} u(t - \tau_i) e^{j(2\pi(d_i+d'_i)/\lambda)}}{d'_i} \sqrt{\frac{d'_i}{d_i(d'_i+d_i)}} + \sum_{i=1}^{N_s} \frac{\sigma_i \sqrt{G_{S_i}} u(t - \tau_i) e^{j(2\pi(s_i+s'_i)/\lambda)}}{s_i \cdot s'_i} \right] \right] \cos(2\pi f_c t + \phi_0) \quad (3.4)$$

Bu ifadelerde  $N_r$ ,  $N_d$ ,  $N_s$  sırasıyla yansıma, kırılma ve saçılma yoluyla giden ışınların sayısı;

$d_i$  :ışaretin kırılana kadar gittiği yol (yansıma için ışının gittiği toplam yol)

$d'_i$  :ışaretin kırıldıktan sonra gittiği yol

$d_s$  :ışaretin saçılana kadar gittiği yol

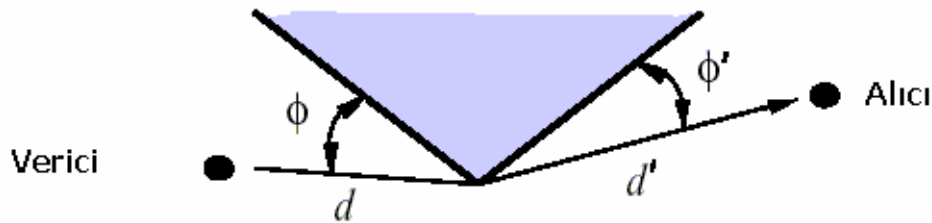
$d'_s$  :ışaretin saçıldıktan sonra gittiği yol

$G_{R_i}$ ,  $G_{D_i}$ ,  $G_{S_i}$  sırasıyla yansıma, kırılma ve saçılmadaki her durum için alıcı ve verici anten kazançları çarpımı

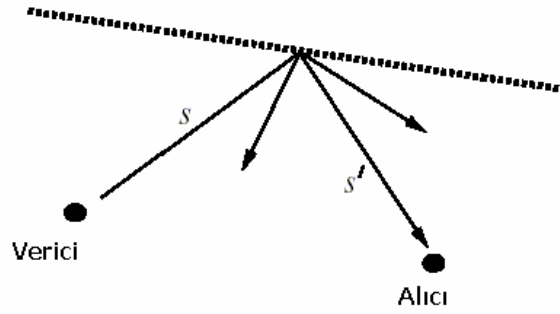
$\sigma_i$  : her bir saçılma için radar cross section sabiti

$f_c$  :çalışma frekansı (taşıyıcı frekansı)

İşaretin kırınım ve saçılma halindeki davranışına ait durum Şekil 4.5a ve 4.5b'de verilmiştir.



a) Kırınım durumu



b) Saçılma durumu

Şekil 3.5 İşaretin Kırınım ve Saçılma Durumlarındaki Davranışı

(3.4) ifadesindeki verilen yansımalar, saçılmalara bağlı olarak alıcıda elde edilen toplam elektrik alandan hareketle, alıcıdaki toplam güç ifadesi de (4.8) ile verilebilir

$$Pr_{total} = |E_{total}(t)|^2 \quad (3.5)$$

Yukarıdaki ifadelerden anlaşılacağı üzere çok sayıda farklı yansıtıcı, keskin ve saçıcı malzemenin bulunduğu ortamlarda propagasyon kaybının modellenmesi oldukça karmaşık bir yapı almakta; hesaplamalardaki işlem sayısını ve gerekli bellek miktarını arttırmaktadır.

### 3.4 Yapay Sinir Ağı Yaklaşımı

Propagasyon yol kaybının hesaplanmasında kullanılan amprik ve deterministik modeller, olumlu ve olumsuz özellikleri bir arada bulundurmaktadırlar. Amprik modeller oldukça basit logaritmik formülasyonlara dayanan hesaplama yöntemleri sunmaktadır. Çoğu durumda sistemin dinamik menzilin belirlenmesinde iyi bir genelleme yapmalarına rağmen karmaşık ve gürültülü ortamlar için sonuçları yetersiz kalabilmektedir. Deterministik modeller ise, telsiz dalgaların yayılımının fiziksel olarak gerçekleşip hesaplandığı yöntemlerdir. Bu modellerde ortamda yayılımı etkileyen yansıma, kırınım ve saçılma gibi mekanizmalar göz önüne alınmakta ve dalgaın izleyeceği baskın yollar araştırılmaktadır. Önceki kısımda da belirtildiği üzere bu yöntemler gerçeğe yakın sonuçlar vermesine rağmen karmaşık ortamlara uygulanması bakımından yüksek işlem ve bellek elemanı gerektirmektedir.

Yapay Sinir Ağı yaklaşımında ise, propagasyon ortamındaki verici ve alıcı anten konumlarına bağlı olarak elde edilen fiziksel ölçüm değerleri hedef değer kabul edilip, bu veriler çeşitli eğitim algoritmalarıyla işlenerek optimize edilmiş bir modelleme ortaya çıkmaktadır. Ağın eğitim işleminde giriş ve çıkış verileri bilinmekte; bu veriler sayesinde optimum modelleme

yapılarak farklı girişler için iyi bir yol kaybı kestirimi gerçekleştirilmektedir.

Klasik amirik ve deterministik yöntemlere alternatif bir çözüm sunan Yapay Sinir Ağı (YSA) modellenmesi için 4. bölümde genel özellikler incelenmiş; 5. bölümde ise YSA modellenmesi gerçek bir bina-içi ortamda gerçekleştirilerek sonuçların klasik modellerle karşılaştırması yapılmıştır.

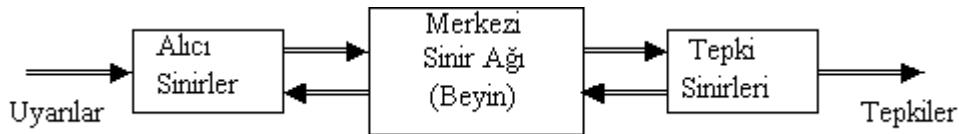
#### 4. YAPAY SİNİR AĞLARI

Çağdaş dünyada bilgisayarlar ve bilgisayar sistemleri yaşamın vazgeçilmez bir parçası haline gelmiştir. (Öztemel,2003) Teknolojinin hızla gelişmesiyle beraber bu sistemler, veri transferi ve karmaşık hesaplama işlemlerini yapabilmelerinin yanı sıra artık günümüzde olaylar hakkında kararlar verip, olaylar arasındaki ilişkileri öğrenebilmektedirler. Bilgisayarları bu özellikleriyle donatan ve yeteneklerin gelişmesini sağlayan çalışmalar sonucu oluşan sistemlere “yapay zeka” veya “Yapay sinir ağları” denmektedir.

Yapay Sinir Ağları (YSA), olaylara ve problemlere çözümler üretirken bilgiye dayalı olarak çalışmakta ve eldeki bilgiler ile olayları öğrenerek sonraki olaylar hakkında kararlar verebilmektedir. Tüm bu işlevlerin sağlanabilmesi için YSA kendisine biyolojik sinir sistemlerinin çalışma prensibini örnek almış ve kendi amaçları doğrultusunda basitleştirilmiş bir model meydana getirmiştir.

##### 4.1 Biyolojik Sinir Sistemi

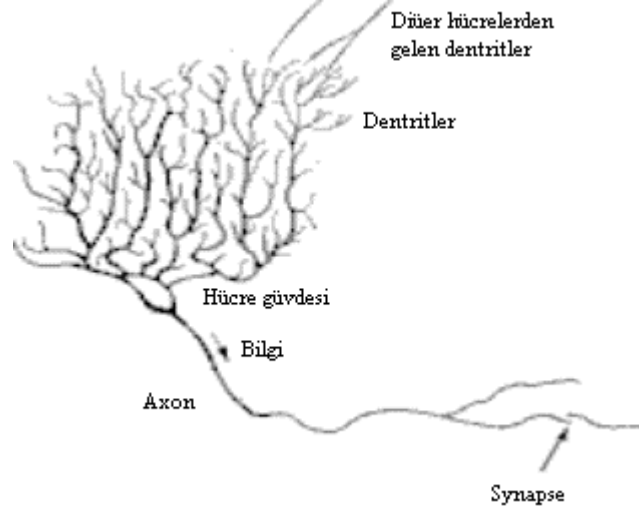
Biyolojik sinir sistemi, merkezinde sürekli olarak bilgiyi alan, yorumlayan ve uygun bir karar üreten beynin (merkezi sinir ağı) bulunduğu 3 katmanlı bir sistem olarak açıklanır. Alıcı sinirler (receptor) organizma içerisinden ya da dış ortamlardan algıladıkları uyarıları, beyine bilgi ileten elektriksel sinyallere dönüştürür. Tepki sinirleri (effector) ise, beyinin ürettiği elektriksel darbeleri organizma çıktısı olarak uygun tepkilere dönüştürür. Şekil 4.1’de bir sinir sisteminin blok gösterimi verilmiştir.



Şekil 4.1 Biyolojik sinir sisteminin blok gösterimi

Merkezi sinir ağında bilgiler, alıcı ve tepki sinirleri arasında ileri ve geri besleme yönünde değerlendirilerek uygun tepkiler üretilir. Bu yönüyle biyolojik sinir sistemi, kapalı çevrim denetim sisteminin karakteristiklerini taşır. Merkezi sinir sisteminin temel işlem elemanı, sinir hücresidir (nöron) ve insan beyninde yaklaşık 10 milyar sinir hücresi olduğu tahmin edilmektedir. Sinir hücresi; hücre gövdesi, dendritler ve aksonlar olmak üzere 3 bileşenden meydana gelir. Dendritler, diğer hücrelerden aldığı bilgileri hücre gövdesine bir ağaç yapısı

şeklinde ince yollarla iletir. Aksonlar ise elektriksel darbeler şeklindeki bilgiyi hücreden dışarı taşıyan daha uzun bir yoldur. Aksonların bitimi, ince yollara ayrılabilir ve bu yollar, diğer hücreler için dendritleri oluşturur. Şekil 4.2 de görüldüğü gibi akson-dendrit bağlantı elemanı synapse olarak söylenir.



Şekil 4.2 Biyolojik Sinir Hücresi ve Bileşenleri

Synapse gelen ve dendritler tarafından alınan bilgiler genellikle elektriksel darbelerdir ancak, synapsedeki kimyasal ileticilerden etkilenir. Belirli bir sürede bir hücreye gelen girişlerin değeri, belirli bir eşik değerine ulaştığında hücre bir tepki üretir. Hücrenin tepkisini artırıcı yöndeki girişler uyarıcı, azaltıcı yöndeki girişler ise önleyici girişler olarak söylenir ve bu etkiyi synapse belirler.

İnsan beyninin 10 milyar sinir hücresinden ve 60 trilyon synapse bağlantısından oluştuğu düşünülürse son derece karmaşık ve etkin bir yapı olduğu anlaşılır. Diğer taraftan bir sinir hücresinin tepki hızı, günümüz bilgisayarlarına göre oldukça yavaş olmakla birlikte duyuşal bilgileri son derecede hızlı değerlendirebilmektedir. Bu nedenle insan beyni; öğrenme, birleştirme, uyarılma ve genelleştirme yeteneği nedeniyle son derece karmaşık, doğrusal olmayan ve paralel dağılmış bir bilgi işleme sistemi olarak tanımlanabilir. (Haykin,1994)

## 4.2 Yapay Sinir Ağı

Beynin üstün özellikleri, bilim adamlarını üzerinde çalışmaya zorlamış ve beyin nörofiziksel yapısından esinlenerek matematiksel modeli çıkarılmaya çalışılmıştır. Beynin bütün davranışlarını tam olarak modelleyebilmek için fiziksel bileşenlerinin doğru olarak

modellenmesi gerektiği düşüncesi ile çeşitli yapay hücre ve ağ modelleri geliştirilmiştir. Böylece Yapay Sinir Ağları denen yeni ve günümüz bilgisayarlarının algoritmik hesaplama yönteminden farklı bir bilim alanı ortaya çıkmıştır. Yapay sinir ağları; yapısı, bilgi işleme yöntemindeki farklılık ve uygulama alanları nedeniyle çeşitli bilim dallarının da kapsam alanına girmektedir.

Genel anlamda YSA, beynin bir işlevi yerine getirme yöntemini modellemek için tasarlanan bir sistem olarak tanımlanabilir. YSA, yapay sinir hücrelerinin birbirleri ile çeşitli şekillerde bağlanmasından oluşur ve genellikle katmanlar şeklinde düzenlenir. Donanım olarak elektronik devrelerle yada bilgisayarlarda yazılım olarak gerçekleştirilebilir. Beynin bilgi işleme yöntemine uygun olarak YSA, bir öğrenme sürecinden sonra bilgiyi toplama, hücreler arasındaki bağlantı ağırlıkları ile bu bilgiyi saklama ve genelleme yeteneğine sahip karmaşık, doğrusal olmayan ve paralel dağılmış bir işlemcidir. [Haykin,1994] Öğrenme süreci, arzu edilen amaca ulaşmak için YSA ağırlıklarının yenilenmesini sağlayan öğrenme algoritmalarını içerir.

#### 4.2.1 Yapay Sinir Ağlarının Özellikleri

Yukarıda verilen açıklamalardan, YSA' nın hesaplama ve bilgi işleme gücünü, paralel dağılmış yapısından, öğrenebilme ve genelleme yeteneğinden aldığı söylenebilir. Genelleme, eğitim yada öğrenme sürecinde karşılaşılmayan girişler için de YSA' nın uygun tepkileri üretmesi olarak tanımlanır. Bu üstün özellikleri, YSA' nın karmaşık problemleri çözebilme yeteneğini gösterir. Günümüzde birçok bilim alanında YSA, aşağıdaki özellikleri nedeniyle etkin olmuş ve uygulama yeri bulmuştur.

**Doğrusal Olmama:** YSA' nın temel işlem elemanı olan hücre doğrusal değildir. Dolayısıyla hücrelerin birleşmesinden meydana gelen YSA da doğrusal değildir ve bu özellik bütün ağa yayılmış durumdadır. Bu özelliği ile YSA, doğrusal olmayan karmaşık problemlerin çözümünde en önemli araç olmuştur.

**Öğrenme:** YSA' nın arzu edilen davranışı gösterebilmesi için amaca uygun olarak ayarlanması gerekir. Bu, hücreler arasında doğru bağlantıların yapılması ve bağlantıların uygun ağırlıklara sahip olması gerektiğini ifade eder. YSA' nın karmaşık yapısı nedeniyle bağlantılar ve ağırlıklar önceden ayarlı olarak verilemez yada tasarlanamaz. Bu nedenle YSA, istenen davranışı gösterecek şekilde ilgilendiği problemde aldığı eğitim örneklerini

kullanarak problemi öğrenmelidir.

**Genelleme:** YSA, ilgilendiği problemi öğrendikten sonra eğitim sırasında karşılaşmadığı test örnekleri için de arzu edilen tepkiyi üretebilir. Örneğin, karakter tanıma amacıyla eğitilmiş bir YSA, bozuk karakter girişlerinde de doğru karakterleri verebilir yada bir sistemin eğitilmiş YSA modeli, eğitim sürecinde verilmeyen giriş sinyalleri için de sistemle aynı davranışı gösterebilir.

**Uyarlanabilirlik:** YSA, ilgilendiği problemdeki değişikliklere göre ağırlıklarını ayarlar. Yani, belirli bir problemi çözmek amacıyla eğitilen YSA, problemdeki değişimlere göre tekrar eğitilebilir, değişimler devamlı ise gerçek zamanda da eğitime devam edilebilir. Bu özelliği ile YSA, uyarlamalı örnek tanıma, sinyal işleme, sistem tanılama ve denetim gibi alanlarda etkin olarak kullanılır.

**Hata Toleransı:** YSA, çok sayıda hücrenin çeşitli şekillerde bağlanmasından oluştuğundan paralel dağılmış bir yapıya sahiptir ve ağına sahip olduğu bilgi, ağıdaki bütün bağlantılar üzerine dağılmış durumdadır. Bu nedenle, eğitilmiş bir YSA'nın bazı bağlantılarının hatta bazı hücrelerinin etkisiz hale gelmesi, ağına doğru bilgi üretmesini önemli ölçüde etkilemez. Bu nedenle, geleneksel yöntemlere göre hatayı tolere etme yetenekleri son derece yüksektir.

**Donanım ve Hız:** YSA, paralel yapısı nedeniyle büyük ölçekli entegre devre (VLSI) teknolojisi ile gerçekleştirilebilir. Bu özellik, YSA'nın hızlı bilgi işleme yeteneğini artırır ve gerçek zamanlı uygulamalarda arzu edilir.

**Analiz ve Tasarım Kolaylığı:** YSA'nın temel işlem elemanı olan hücrenin (Bölüm 4.3) yapısı ve bütün YSA yapılarında yaklaşık aynıdır. Dolayısıyla, YSA'nın farklı uygulama alanlarındaki yapıları da standart yapıdaki bu hücrelerden oluşacaktır. Bu nedenle, farklı uygulama alanlarında kullanılan YSA'ları benzer öğrenme algoritmalarını ve teorilerini paylaşabilirler. Bu özellik, problemlerin YSA ile çözümünde önemli bir kolaylık getirecektir.

#### 4.2.2 Yapay Sinir Ağlarının Uygulama Alanları

Son yıllarda YSA'ları, özellikle günümüze kadar çözümü güç ve karmaşık olan yada ekonomik olmayan çok farklı alanlardaki problemlerin çözümüne uygulanmış ve genellikle başarılı sonuçlar alınabilmiştir. YSA'ları çok farklı alanlara uygulanabildiğinden bütün

uygulama alanlarını burada sıralamak zor olmakla birlikte genel bir sınıflandırma ile YSA'nın uygulama alanları aşağıdaki gibi 6 grup içerisinde toplanabilir.

**Arıza Analizi ve Tespiti:** Bir sistemin, cihazın yada elemanın düzenli (doğru) çalışma şeklini öğrenen bir YSA yardımıyla bu sistemlerde meydana gelebilecek arızaların tanımlanma olanağı vardır. Bu amaçla YSA; elektrik makinelerinin, uçakların yada bileşenlerinin, entegre devrelerin v.s. arıza analizinde kullanılmıştır.

**Tıp Alanında:** EEG ve ECG gibi tıbbi sinyallerin analizi, kanserli hücrelerin analizi, protez tasarımı, transplantasyon zamanlarının optimizasyonu ve hastanelerde giderlerin optimizasyonu v.s gibi uygulama yeri bulmuştur.

**Savunma Sanayi:** Silahların otomasyonu ve hedef izleme, nesnelere/görüntüleri ayırma ve tanıma, yeni algılayıcı tasarımı ve gürültü önleme v.s gibi alanlara uygulanmıştır.

**Haberleşme:** Görüntü ve veri sıkıştırma, otomatik bilgi sunma servisleri, konuşmaların gerçek zamanda çevirisi v.s gibi alanlarda uygulama örnekleri vardır.

**Üretim:** Üretim sistemlerinin optimizasyonu, ürün analizi ve tasarımı, ürünlerin (entegre, kağıt, kaynak v.s.) kalite analizi ve kontrolü, planlama ve yönetim analizi v.s. alanlarına uygulanmıştır.

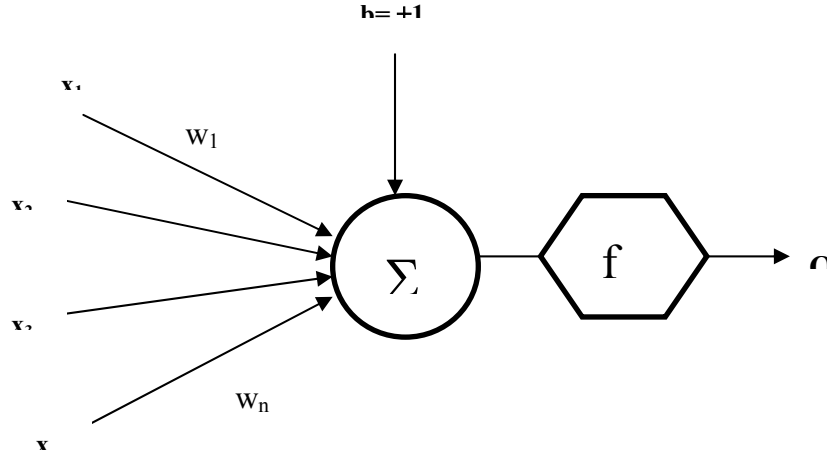
**Otomasyon ve Kontrol:** Uçaklarda otomatik pilot sistemi otomasyonu, ulaşım araçlarında otomatik yol bulma/gösterme, robot sistemlerin kontrolü, doğrusal olmayan sistem modelleme ve kontrolü, elektrikli sürücü sistemlerin kontrolü v.s. gibi yaygın bir uygulama yeri bulmuştur.

### 4.3 Yapay Sinir Ağı Hücresi

Temel bir yapay sinir ağı hücresi biyolojik sinir hücresine göre çok daha basit bir yapıya sahiptir. En temel nöron modeli aşağıdaki şekilde görülmektedir. Yapay sinir ağı hücresinde temel olarak dış ortamdan ya da diğer nöronlardan alınan veriler yani girişler, ağırlıklar, toplama fonksiyonu, aktivasyon fonksiyonu ve çıkışlar bulunmaktadır.

Dış ortamdan alınan veri, ağırlıklar aracılığıyla nörona bağlanır ve bu ağırlıklar ilgili girişin etkisini belirler. Toplam fonksiyonu ise net girişi hesaplar. Net giriş, ağırlıklarla ilgili ağırlıkların çarpımının bir sonucudur. Aktivasyon fonksiyonu işlem süresince net çıkışını

hesaplar ve bu işlem aynı zamanda nöron çıkışını verir. Genelde aktivasyon fonksiyonu doğrusal olmayan (nonlinear) bir fonksiyondur. Şekilde görülen  $b$  bir sabittir, *bias* veya aktivasyon fonksiyonunun eşik değeri olarak adlandırılır. Genellikle  $\pm 1$  değerini alır. Nöronun matematiksel modeli ise şöyle elde edilir.



Şekil 4.3 Temel yapay sinir ağı hücresi

$$o = f(W.X + b) \quad (4.1)$$

şeklinde nöron çıkışı hesaplanır. Buradaki  $W$  ağırlıklar matrisi,  $X$  ise girişler matrisidir.

$n$  giriş sayısı olmak üzere;

$$W = w_1, w_2, w_3, \dots, w_n$$

$$X = x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$$

şeklindedir. Buna göre çıkış fonksiyonu:

$$net = \sum_{i=1}^n w_i x_i + b \quad (4.2)$$

$$o = f(net) \quad (4.3)$$

$$o = f\left(\sum_{i=1}^n w_i x_i + b\right) \quad (4.4)$$

şeklinde de yazılabilir.

Yukarıdaki formülde görülen  $f$  aktivasyon fonksiyonudur. Genelde non-lineer olan aktivasyon fonksiyonunun çeşitli tipleri vardır.

#### 4.4 Aktivasyon Fonksiyonları

Hücre modellerinde, hücrenin gerçekleştireceği işleve göre çeşitli tipte aktivasyon fonksiyonları kullanılabilir. Aktivasyon fonksiyonları sabit parametrelili yada uyarlanabilir parametrelili seçilebilir. Aşağıda, hücre modellerinde yaygın olarak kullanılan çeşitli aktivasyon fonksiyonları tanıtılmıştır

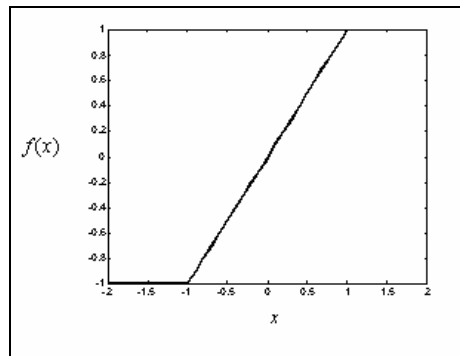
##### 4.4.1 Doğrusal ve Doyumlu-doğrusal Aktivasyon Fonksiyonu

Doğrusal bir problemi çözmek amacıyla kullanılan doğrusal hücre ve YSA' da yada genellikle katmanlı YSA' nın çıkış katmanında kullanılan doğrusal fonksiyon, hücrenin net girdisini doğrudan hücre çıkışı olarak verir.

Doğrusal aktivasyon fonksiyonu matematiksel olarak  $f(x)=x$  şeklinde tanımlanabilir. Doyumlu doğrusal aktivasyon fonksiyonu ise aktif çalışma bölgesinde doğrusaldır ve hücrenin net girdisinin belirli bir değerinden sonra hücre çıkışını doyuma götürür. Doyumlu doğrusal aktivasyon fonksiyonunun matematiksel ifadesi:

$$f(x) = \begin{cases} 1 & ; \quad x > 1 \\ x & ; \quad -1 < x < 1 \\ -1 & ; \quad x < -1 \end{cases} \quad (4.5)$$

biçimindedir ve grafiği Şekil 4-a' da görülmektedir.



Şekil 4.4a Doyumlu-doğrusal Aktivasyon Fonksiyonu

#### 4.4.2 Sigmoid Aktivasyon Fonksiyonu

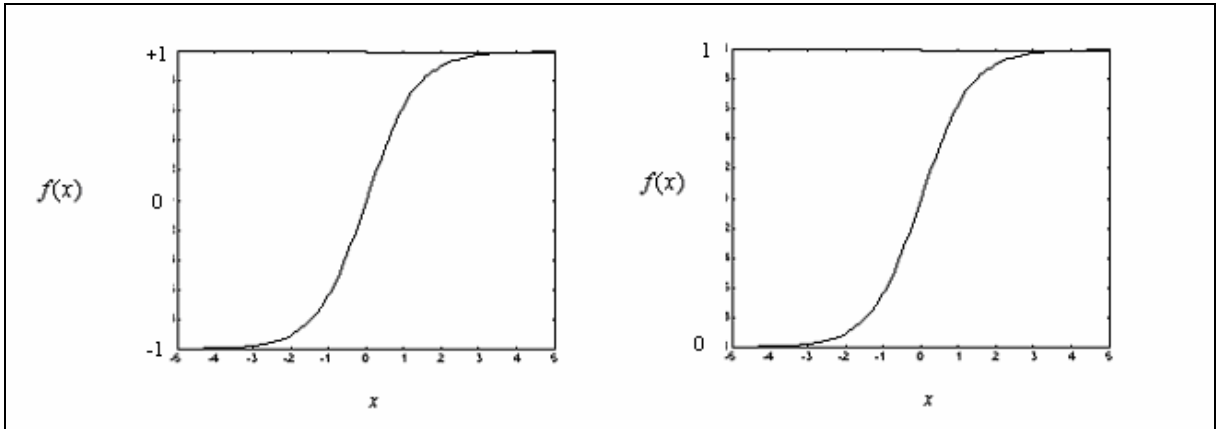
Şekil 4-b' de grafiği verilen çift yönlü *sigmoid (tanh)* fonksiyonu, türevi alınabilir, sürekli ve doğrusal olmayan bir fonksiyon olması nedeniyle doğrusal olmayan problemlerin çözümünde kullanılan YSA' da tercih edilir. Çift yönlü sigmoid fonksiyonun tanımı:

$$f(x) = \tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \quad (4.6)$$

şeklinde iken tek yönlü *sigmoid* fonksiyonunun (Şekil 4-b) matematiksel ifadesi ise aşağıdaki gibidir.

$$f(x) = \text{sigmoid}(x) = \frac{1}{1 + \exp(-\beta \cdot x)} \quad (4.7)$$

Burada  $\beta$  eğim sabiti olup genellikle birim olarak seçilmektedir.

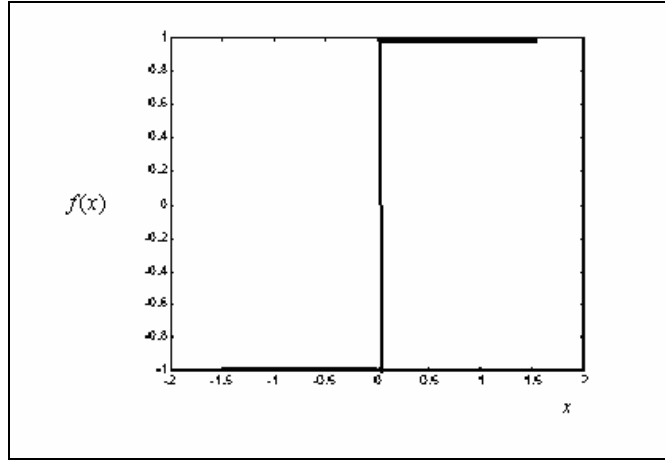


Şekil 4.4b Çift ve Tek Yönlü Sigmoid Aktivasyon Fonksiyonları

#### 4.4.3 Eşik Aktivasyon Fonksiyonu

McCulloch-Pitts modeli olarak bilinen eşik aktivasyon fonksiyonlu hücreler, mantıksal çıkış verir ve sınıflandırıcı ağlarda tercih edilir (Şekil 4.4c). Perceptron (Algılayıcı) olarak da söylenen eşik fonksiyonlu hücrelerin matematiksel modeli aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

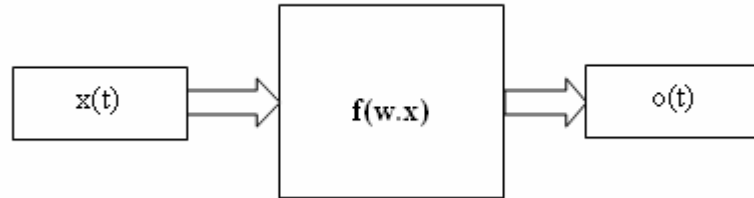
$$f(x) = \begin{cases} 1 & x \geq 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases} \quad (4.8)$$



Şekil 4.4c Eşik aktivasyon fonksiyonu

#### 4.5 Yapay Sinir Ağı Modelleri

En basit ve en genel yapay sinir ağları tek yönlü sinyal akışını kullanırlar. Yapay sinir ağı modelleri temel olarak iki grupta toplanmaktadır. Bunlar, İleri beslemeli yapay sinir ağları ve geri beslemeli yapay sinir ağları şeklindedir.. İleri beslemeli yapay sinir ağlarında gecikmeler yoktur; işlem girişlerden çıkışlara doğru ilerler. Çıkış değerleri öğreticiden alınan istenen çıkış değeriyle karşılaştırılarak bir hata sinyali elde edilerek ağı ağırlıkları güncellenir

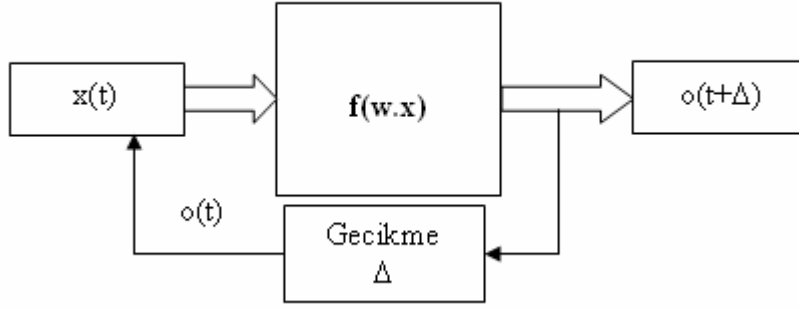


Şekil 4.5 İleri Beslemeli Yapı

Geri beslemeli yapay sinir ağlarında ise tıpkı kontrol uygulamalarında olduğu gibi gecikmeler söz konusudur. Geri beslemeli nöral ağı, çıkışlar girişlere bağlanarak ileri beslemeli bir ağdan elde edilir. Ağıın  $t$  anındaki çıkışı  $o(t)$  ise,  $t + \Delta$  anındaki çıkışı  $o(t + \Delta)$  şeklinde ifade edilir. Buradaki  $\Delta$  sabiti gecikme süresini simgelemektedir. İleri beslemeli YSA notasyonu kullanılarak :

$$o(t + \Delta) = f[W.o(t)] \quad (4.9)$$

şeklinde Geri Beslemeli YSA' nın çıkışı tanımlanır. Dikkat edilmesi gereken nokta başlangıç anında  $x(t)$  'ye ihtiyaç duyulmasıdır. Başlangıç anında  $o(0) = x(0)$  olmaktadır.



Şekil 4.6 Geri beslemeli yapı.

#### 4.6 Yapay Sinir Ağlarının Eğitilmesi

İnsan beyni doğumdan sonraki gelişme sürecinde çevresinden duyu organlarıyla algıladığı davranışları yorumlar ve bu bilgileri diğer davranışlarında kullanır. Yaşadıkça beyin gelişir ve tecrübelenir. Artık olaylar karşısında nasıl tepki göstereceğini çoğu zaman bilmektedir. Fakat hiç karşılaşmadığı bir olay karşısında yine tecrübesiz kalabilir.

Yapay sinir ağlarının öğrenme sürecinde de, tıpkı dış ortamdan gözle veya vücudun diğer organlarıyla uyarıların alınması gibi dış ortamdan girişler alınır, bu girişlerin beyin merkezine iletilerek burada değerlendirilip tepki verilmesi gibi yapay sinir ağında da aktivasyon fonksiyonundan geçirilerek bir tepki çıkışı üretilir. Bu çıkış yine tecrübeyle verilen çıkışla karşılaştırılarak hata bulunur. Çeşitli öğrenme algoritmalarıyla hata azaltılıp gerçek çıkışa yaklaşılmaya çalışılır.

Bu çalışma süresince yenilenen YSA' nın ağırlıklarıdır. Ağırlıklar her bir çevrimde yenilenecek amaca ulaşılmaya çalışılır. Amaca ulaşmanın veya yaklaşmanın ölçüsü de yine dışarıdan verilen bir değerdir. Eğer YSA verilen giriş-çıkış çiftleriyle amaca ulaşmış ise ağırlık değerleri saklanır. Ağırlıkların sürekli yenilenip istenilen sonuca ulaşılan kadar geçen zamana öğrenme adı verilir. Yapay sinir ağı öğrendikten sonra daha önce verilmeyen girişler verilip, sinir ağı çıkışıyla gerçek çıkışı yaklaşımı incelenir. Eğer yeni verilen örneklere de doğru yaklaşıyorsa sinir ağı işi öğrenmiş demektir. Genellikle mevcut örneklerin yüzde sekseni ağa verilip ağ eğitilir, daha sonra geri kalan yüzde yirmilik kısım verilip ağın davranışı incelenir diğer bir deyişle ağ böylece test edilir.

#### 4.7 Yapay Sinir Ağlarında Öğrenme Algoritmaları

1990'lı yıllardan bugüne gelinceye kadar birçok öğrenme algoritması geliştirilmiştir.

Öğrenme algoritmaları temelde: Eğiticiyiz öğrenme, takviyeli öğrenme ve eğiticiyiz öğrenme algoritmaları şeklinde üç grupta toplanmaktadır.

Eğiticiyiz (unsupervised) öğrenmede ise, eğiticiyiz öğrenmedekine karşın arzu edilen çıkışlar bilinmemektedir. Bu yüzden kesin bir hata bilgisini ağıın davranışını değiştirmekte kullanmak mümkün değildir. Cevabın doğruluğı veya yanlışlığı hakkında bilgi sahibi olunmadığı için öğrenme, girişlerin verdiği cevaplar gözlenerek başarıya ulaşılır. Aslında eğiticiyiz öğrenme demek doğru değildir, çünkü eğiticiyiz öğrenme gerçekte mümkün değildir. Eğiticiyiz her öğrenme adımında dahil olmamasına rağmen, amaçları ayarlamaktadır.

Takviyeli (reinforcement) öğrenmede, ağıın davranışının uygun olup olmadığını belirten bir öz yetenek bilgisine ihtiyaç duyulur. Bu bilgiye göre ağırlıklar ayarlanır. Gerçek zamanda öğrenme yöntemi olup deneme-yanılma esasına göre sinir ağı eğitilmektedir.

Eğiticiyiz (supervised) öğrenmede ise, her bir örnekleme zamanında giriş uygulandığında sistemin arzu edilen cevabı y eğitici tarafından sağlanır. Arzu edilen çıkış ile sinir ağı çıkışı arasındaki fark hata ölçüsüdür ve ağı parametrelerini güncellemekte kullanılır. Ağırlıkların güncellenmesi süresince eğitici ödüllendirme-cezalandırma şemasını ağı uygulayarak hatayı azaltır. Bu öğrenme modelinde giriş ve çıkış örnekleri kümesi eğitim kümesi olarak adlandırılır.

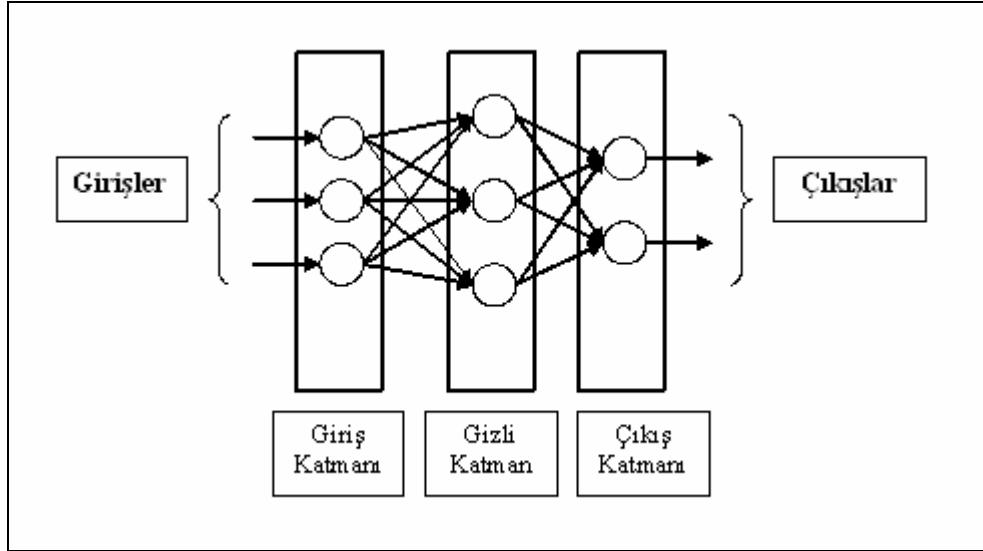
*Geriye Yayılım* (Back Propagation) algoritması, eğiticiyiz öğrenmede kullanılan en genel algoritmadır. Basit olması ve iyi bir öğrenme kapasitesine sahip olması birçok alana uygulanmasını sağlamıştır. Bu özelliğı sayesinde farkı türdeki eğiticiyiz öğrenme algoritmalarına göre daha az bellek elemanına ihtiyaç duymaktadır. Öte yandan standart geriye yayılım algoritması sonuca yavaş ulaşmakta ve lokal minimuma yakalanma riski taşımaktadır. Bu yüzden sonuca hızlı bir şekilde ulaşabilen ama hatanın geriye yayılarak ağırlıkların güncellendiğı algoritmalara gereksinim vardır.

Bu çalışmada propagasyon ortamındaki yol kaybının YSA kullanarak modellenmesinde (5. Bölüm) sonuca hızlı ve verimli bir şekilde ulaşabilen Lavenberg-Marquardt algoritması kullanılmaktadır. Bu algoritmanın tanıtımından önce Çok Katmanlı Algılayıcı (ÇKA) modeli ve standart geriye yayılım algoritması anlatılacaktır.

#### **4.7.1 Çok Katmanlı Algılayıcı (ÇKA)**

Yapay Sinir Ağlarının ilk modelleri doğrusal olan olayları çözebilme yeteneğine sahiplerdir.

Bu ağlar ile doğrusal olmayan ilişkiler öğrenilememektedir. Bu sorunu çözmek için Çok Katmanlı Algılayıcılar (ÇKA) geliştirilmiştir. Bu ağlar Şekil 4.7' de görüleceği üzere genellikle 3 katmandan oluşurlar.



Şekil 4.7 İleri beslemeli Çok Katmanlı Algılayıcı

**Giriş katmanı:** Dış dünyadan bilgileri alır. Bu katmanda herhangi bir bilgi işleme olmaz.

**Gizli (Ara) katmanlar:** Giriş katmanından gelen bilgileri işlerler. Bir adet ara (gizli) katman ile bir çok problemi çözmek mümkündür. Eğer ağın öğrenmesi istenen problemin giriş/çıkış arasındaki ilişkisi doğrusal olmaz ve karmaşıklık artarsa birden fazla gizli katman da kullanılabilir.

**Çıktı katmanı:** Ara katmandan gelen bilgileri işleyerek ağa girdi katmanından sunulan giriş için ağın ürettiği çıkışı bulur. Bu çıkış dış dünyaya iletilir.

Giriş ve çıkış katmanlarında kaç tane işlem elemanının olması gerektiğine probleme bakılarak karar verilir. Ara katman sayısı ve her ara katmandaki proses elemanı sayısının kaç tane olması gerektiğini gösteren bir yöntem yoktur. Bu parametre değerleri deneme-yanılma yoluyla belirlenmektedir. Giriş katmanındaki işlem elemanlarının her birisi ara katmandaki işlem elemanlarının hepsine bağlıdır. Onlar da çıkış katmanındaki işlem elemanlarının hepsine bağlıdır. Bilgi akışı giriş katmanından gizli katmana; oradan da çıkış katmanına ileri doğrudur.

#### 4.7.2 Geriye Yayılım Algoritması

ÇKA ağları eğitici öğrenme stratejileri kullandıklarından eğitim sırasında hem girdiler hem de o girdilere karşı ağın üretmesi gereken çıktılar ağa gösterilirler. Kullanılan eğitim ağının felsefesi, eğitim sırasında ağın ürettiği çıkışlar ile üretmesi gereken (beklenen) çıkışlar arasındaki farkının (hatanın) ağın ağırlıklarına dağıtılarak zaman içinde bu farkın en aza indirgenmesidir.

Öğrenme sırasında önce girdiler ağa sunulur bu girdilere karşılık gelen çıktılar üretilir.(4.4 ifadesi) Bu işleme ileri doğru hesaplama denir. Daha sonra üretilen çıkış ile beklenen çıkış karşılaştırılarak aradaki hata geriye doğru dağıtılarak ağırlıklar değiştirilebilir. Buna “Geriye Yayılım (Back Propagation)” denir.

Burada hata yani  $e(k)$ , arzu edilen çıkış (gerçek çıkış -  $y(k)$ ) ile sinir ağının çıkışı ( $o(k)$ ) arasındaki farktır.

$$e(k) = y(k) - o(k) \quad (4.10)$$

Şekil 4.7’deki ÇKA ağ yapısı düşünüldüğünde:

$k+1$ . katmanda  $i$ . birime net giriş;

$$n^{k+1}(i) = \sum_{j=1}^{S_k} w^{k+1}(i, j) o^k(j) + b^{k+1}(i) \quad (4.11)$$

Birim  $i$ ’nin çıkışı şöyle olacaktır.

$$o^{k+1}(i) = f^{k+1}(n^{k+1}(i)) \quad (4.12)$$

$M$  katmanlı bir ağ matris biçiminde ifade edilirse;

$$o^0 = x \quad (4.13)$$

$$o^{k+1} = f^{k+1}(W^{k+1} o^k + b^{k+1})$$

$$k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (4.14)$$

Ağın temel görevi giriş-çıkış çiftleri arasındaki ilişkiyi öğrenmektir.

$$\{(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_Q, y_Q)\}$$

Ağın performansı şöyledir;

$$E = \frac{1}{2} \sum_{q=1}^Q (y_q - o_q^M)^T (y_q - o_q^M) = \frac{1}{2} \sum_{q=1}^Q e_q^T e_q \quad (4.15)$$

Buradaki  $o_q^M$ , q. giriş  $x_q$  olduğunda ağın çıkışıdır,  $e_q = y_q - o_q^M$  ise q. girişin hatasıdır. Standart geri yayılım algoritması için yaklaşık adım düşümü algoritmasını kullanır. Performans indeksiyle şöyle yaklaşılır;

$$E = \frac{1}{2} e_q^T e_q \quad (4.16)$$

burada toplam karelerin toplamı tek giriş-çıkış çifti için karesel hatayla yer değiştirilir. Yaklaşık adım (eğim) düşümü algoritması bundan sonra şöyle olur;

$$\Delta w^k(i, j) = -\alpha \frac{\partial E}{\partial w^k(i, j)} \quad (4.17)$$

$$\Delta b^k(i) = -\alpha \frac{\partial E}{\partial b^k(i)} \quad (4.18)$$

burada  $\alpha$  öğrenme oranıdır, şöyle tanımlanır;

$$\delta^k(i) \equiv \frac{\partial E}{\partial n^k(i)} \quad (4.19)$$

performans indeksinin duyarlılığı k.katmanda i. birimin net girişinde değiştirilir. Şimdi (4.11),(4.16) ve (4.19) kullanılarak,

$$\frac{\partial E}{\partial w^k(i, j)} = \frac{\partial E}{\partial n^k(i)} \frac{\partial n^k(i)}{\partial w^k(i, j)} = \delta^k(i) o^{k-1}(j) \quad (4.20)$$

$$\frac{\partial E}{\partial b^k(i)} = \frac{\partial E}{\partial n^k(i)} \frac{\partial n^k(i)}{\partial b^k(i)} = \delta^k(i) \quad (4.21)$$

Hassaslık yeterliği aşağıdaki yinelemeli ilişkiyle de gösterilebilir.

$$\delta^k = \overset{k}{F'}(n^k) W^{k+1} \delta^{k+1} \quad (4.22)$$

burada;

$$\dot{F}^k(n^k) = \begin{bmatrix} \dot{f}^k(n^k(1)) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dot{f}^k(n^k(2)) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dot{f}^k(n^k(Sk)) \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

ve

$$f^k(n) = \frac{df^k(n)}{dn} \quad (4.24)$$

$$\delta^M = -\dot{F}^M(n^M)(y_q - o_q) \quad (4.25)$$

Tüm öğrenme algoritmalarında şu adımlar izlenir. İlk önce (4.13) ve (4.14) kullanılarak giriş ileri yönde yayılır, sonra (4.25) ve (4.22) kullanılarak geri yayılır ve son olarak ağırlıklar ve denge (4.17), (4.18), (4.20) ve (4.21) kullanılarak güncellenir.

### Momentum katsayısı:

Standart Geriye Yayılım Algoritmasının yerel minimum noktalara takılıp performansının etkilenme olasılığı bulunmaktadır. Bu olumsuzluğu engelleyebilmek için hatanın geriye yayılması sırasında ağırlık değişimine bir önceki ağırlık değerinin etkisini gösteren “Momentum katsayısı” adı verilen bir parametre daha eklenir. *mc* momentum katsayısı olmak üzere *k*. ağırlık matrisinin *yeni durumu*:

$$W^k_{yeni} = mc.W^{k-1} + (1 - mc)W^k \quad (4.26)$$

şeklini alacaktır.

### 4.7.3 Levenberg- Marquardt Algoritması

Geri yayılım algoritması (GYA) çok kullanılmasına rağmen bazı dezavantajları bulunmaktadır. GYA sonuca çok yavaş olarak yaklaşmaktadır. Ayrıca yerel minimuma yakalanma riski de vardır. Geri yayılım, bir adım düşme algoritmasıyken, Levenberg - Marquardt (LM) algoritması Newton metoduna bir yaklaşımdır. LM algoritması, Newton metodunun hızıyla, adım düşme metodunun sağlamlığının bileşkesidir. (Lourakis, 2005)

LM öğrenme algoritması minimumu araştırma metotlarının ikincisidir. Her bir iterasyon adımında hata yüzeyine parabolik yaklaşımla yaklaşılar ve parabolün minimumu o adım için çözümü oluşturur.  $E(x)$  fonksiyonuna sahip olduğumuzu ve  $x$  parametresine göre minimize etmek istediğimizi düşünelim. Newton metodunda şöyle olacaktır.

$$\Delta x = -[\nabla^2 E(x)]^{-1} \nabla E(x) \quad (4.27)$$

burada  $\nabla^2 E(x)$  ifadesi Hessian matrisidir ve  $\nabla E(x)$  ise eğimdir.  $E(x)$ 'in karelerin toplamı fonksiyonu olduğunu farz edelim.

$$E(x) = \sum_{i=1}^N e_i^2(x) \quad (4.28)$$

bundan sonra şöyle gösterilebilir.

$$\nabla E(x) = J^T(x)e(x) \quad (4.29)$$

$$\nabla^2 E(x) = J^T(x)J(x) + S(x) \quad (4.30)$$

burada  $J(x)$  Jacobian matrisidir.

$$J(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial e_1(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial e_1(x)}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial e_1(x)}{\partial x_n} \\ \frac{\partial e_2(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial e_2(x)}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial e_2(x)}{\partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial e_N(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial e_N(x)}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial e_N(x)}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

ve

$$S(x) = \sum_{i=1}^N e_i(x) \nabla^2 e_i(x) \quad (4.32)$$

Gauss-Newton metodu için  $S(x) \approx 0$  kabul edilir ve (4.27) güncellenerek şu hale gelir.

$$\Delta x = [J^T(x)J(x)]^{-1} J^T(x)e(x) \quad (4.33)$$

Levenberg-Marquardt modifikasyonu ile Gauss-Newton metodu şöyle olur.

$$\Delta x = [J^T(x)J(x) + \mu I]^{-1} J^T(x)e(x) \quad (4.34)$$

$\mu$  parametresi bir adımda  $E(x)$  artımı sonucunda bir faktörle ( $\beta$ ) ile çarpılır, bir adım  $E(x)$  azaltışında  $\beta$ 'ya bölünür.  $\mu$  büyükse algoritma adım düşümü ( $1/\mu$  adımı ile) olur, küçük  $\mu$  parametresi için algoritma Gauss-Newton adımı alır.

Bu algoritmadaki anahtar adım Jacobian matrisinin hesaplanmasıdır. Yapay sinir ağı tasarım probleminde Jacobian matristeki terimler geri yayılım algoritmasının basitçe değiştirilmesiyle hesaplanabilir. Tasarım problemi için performans indeksi (4.15)'te verilmiştir. Bu, (4.28)'deki eşitlikte kolayca görülebilir.

Burada  $x = [w^1(1,1)w^1(1,2)\dots w^1(S1,R)b^1(S1)w^2(1,1)\dots b^M(SM)]^T$  ve  $N = Q \times SM$  şeklindedir.

Standart geri yayılım algoritması terimleri şöyle hesaplanır;

$$\frac{\partial E}{\partial w^k(i,j)} = \frac{\partial \sum_{m=1}^{SM} e_q^2(m)}{\partial w^k(i,j)} \quad (4.35)$$

Levenberg-Marquardt algoritması için Jacobian matrisin elemanları şöyle hesaplanabilir.

$$\frac{\partial e_q(m)}{\partial w^k(i,j)} \quad (4.36)$$

bu terimler standart geri yayılım algoritması kullanılarak son katmanda bir değişiklik ile hesaplanabilir.

$$\Delta^M = -F^M(n^M) \quad (4.37)$$

(4.37)'deki matrisin her bir kolonu bir vektördür, Jacobianın bir satırını üretmek için ağ geri yayınılmalıdır.

Sonuç olarak Levenberg-Marquardt algoritması çok hızlı olarak optimum çözüme ulaşmasına rağmen çok fazla bellek gerektirmektedir. Geri yayılım algoritması ise sonuca yavaş ulaşmakta ve daha az bellek gerektirmektedir.

## 5. BİNA İÇİ PROPAGASYONUN YAPAY SİNİR AĞLARI KULLANILARAK MODELLENMESİ

Kablosuz haberleşme sistemlerinde bina içi propagasyon yol kayıplarının modellenmesi, sistemin işlerliği ve kapsama alanının (menzilin) belirlenebilmesi açısından çok önemlidir. Bina içi ortamlarda yol kaybı kestirimi için geliştirilen çeşitli amprik ve deterministik modeller üçüncü bölümde tanıtılmıştı. Bu modellere alternatif bir çözüm sunması; çok sayıda gerçek ölçüm verisini hızla işleyebilmesi; karmaşık ve farklı sistemlere uyarlanıp çözümlenebilmesi nedeniyle yol kaybı modellemelerinde Yapay Sinir Ağları (YSA) da kullanılabilir. (Popescu,2002)

Bu bölümde gerçek bir bina içi ortamda çalışan Kablosuz Yerel Alan Ağı'na ilişkin propagasyon yol kaybının YSA ile kestiriminde izlenen adımlar ortaya konmuştur. Öncelikle propagasyon ortamı tanıtarak YSA uygulamasının giriş ve çıkış verilerini oluşturan konum bilgisi ve Elektrik Alan Şiddeti ölçüm değerlerinin elde edilme yöntemleri açıklanmıştır. Daha sonra YSA modelinin eğitim ve test kümesi ile tasarım parametreleri belirlenerek Lavenberg-Marquardt öğrenme algoritmasının sonuçları, genel KAA alıcılarının yükseklik seviyesi olan 100 cm değeri için Elektrik Alan şiddeti ve güç dağılımı haritaları şeklinde verilmiştir. Güç dağılımlarından yararlanılarak yol kayıp değerleri ve modellemenin 3. bölümde verilen yöntemlerle karşılaştırmaları ortaya konmuştur.

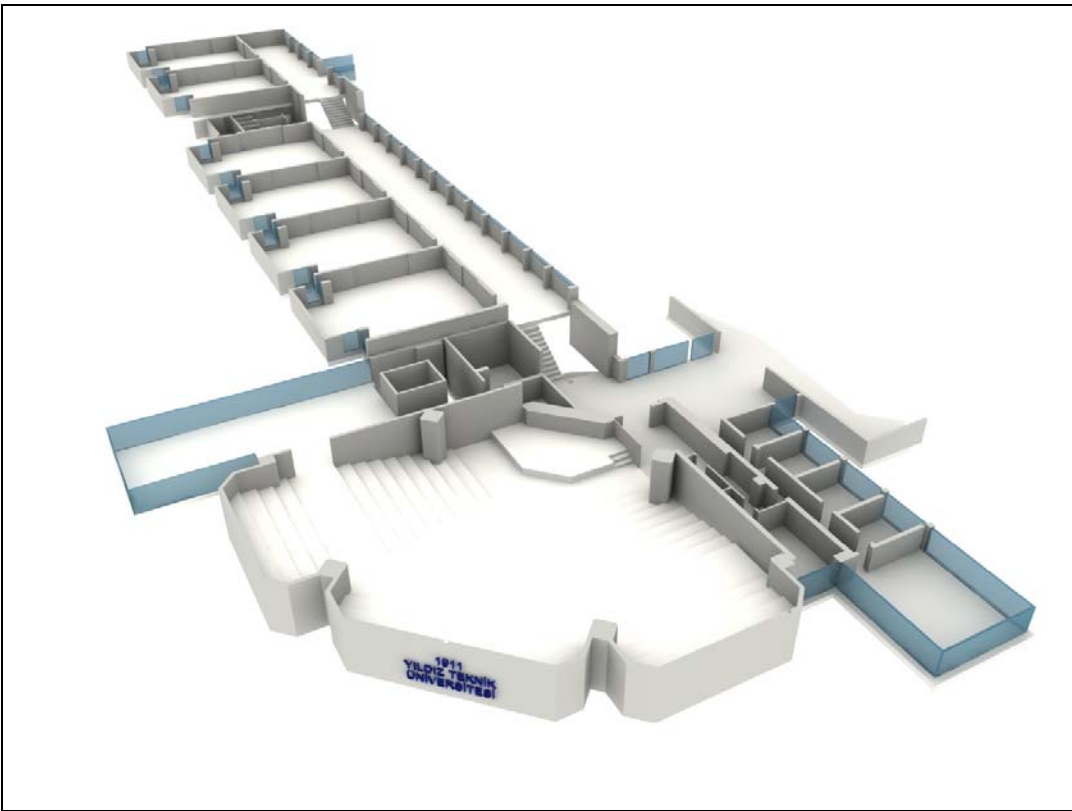
### 5.1 Propagasyon Ortamı

Bina içi yol kayıp hesaplarının modellendiği propagasyon ortamı, Yıldız Teknik Üniversitesi (YTÜ) Beşiktaş Yerleşkesi (Şekil 5.1) içinde bulunan T-Blok (Şekil 5.2) zemin kat koridorudur. Aynı zamanda GSM Test ve Ölçüm Laboratuvarı'nın da bulunduğu bu koridorda (Şekil 5.3) düz zemin boyunca ortamı tanımlayan noktalar belirlenmiş; belirlenen noktalarda çeşitli yükseklikler için Elektrik Alan Şiddeti ölçümleri yapılmıştır. Ölçümler sırasında GSM Test ve Ölçüm Laboratuvarı aktif konumda değildir.

GSM LAB.ve birimleri , duvarlar, kapı ve pencereler, kalorifer petekleri, tesisat boruları, tavan ve zemin gibi farklı yapı malzemelerinin ortamda bulunmasından dolayı, koridorda yol kaybı hesabının deterministik yöntemlerle modellenmesi oldukça zordur. Bu yüzden koridorda Elektromanyetik güç yayılımının tanımlanabilmesi için Elektrik Alan ölçümleri yapılmıştır.



Şekil 5.1 YTÜ Yıldız Yerleşkesi



Şekil 5.2 T-Blok Genel Görünüm



KAA servisini sağlayan Cisco 1100 Serisi Erişim Noktası (Access Point) ise, duvar tarafında koridorun ortasına yakın bir yerde tavana monte edilmiş konumdadır. (şekil 5.4) şekil 5.5’de gösterilen erişim noktasına ilişkin teknik bilgiler :

- 2.4 GHz 802.11g Radyo Standardı
- 100 mW çıkış gücü
- 10.4 cm x 20.5 cm x 3.8 cm boyutlar
- Entegre 2.2 dBi dipol antenler
- 54 Mbps maksimum veri hızı

şeklinde özetlenebilir.



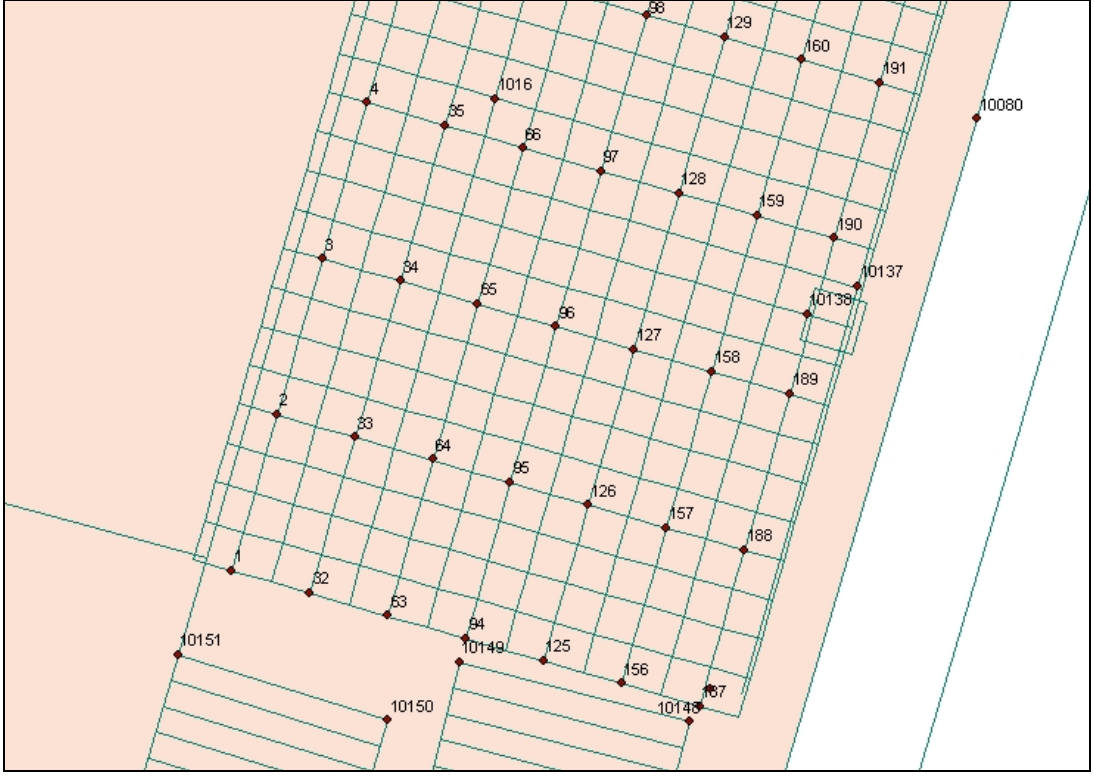
şekil 5.5 Cisco Aironet 1100 Serisi Erişim Noktası

## 5.2 Elektrik Alan şiddeti lmleri

T-Blok zemin katta bulunan sınıflar T-101, T-102,..., T-106 şeklinde ilerlediğinden bu koridora *T-10x Koridoru* adı verilmiştir. T-10x koridorunun zemini; eni ve boyu 30 cm’ lik kare parkeler halinde döşenmiştir. lkleme yapılırken düzlemde şekil 5.6’da gösterildiği gibi tam kare parkelerin oluşturduğu **14x120=1680** adet parke belirlenmiştir.

Koridorun girişi ile GSM LAB. duvarının keşiştiği ilk parkenin küresi “1” numaralı ölüm noktası olarak seçilmiş ve öncelikle koridor boyunca 120 cm (4 parke); sonra da duvara doğru

60 cm (2 parke) aralıklarla diğer noktalar belirlenmiştir. Böylelikle tüm düzlemi tanımlayan  $7 \times 31 = 217$  adet ölçüm noktası bulunmuştur (Şekil 5.6)



Şekil 5.6 T10x koridorunda belirlenen noktalar

### 5.2.1 EMR-300 Radyasyon Ölçüm Aygıtı

Belirlenen toplam 217 noktadaki Elektrik Alan Şiddeti ölçümleri, EMR-300 (Şekil 5.7) radyometre aygıtı ile gerçekleştirilmiştir. EMR-300 ile 3 GHz üstsınır frekans değerine kadar prob tipine göre ani, ortalama ve maksimum ortalama Elektrik Alan veya Manyetik Alan şiddeti değerleri belirlenebilmektedir. Ayrıca aygıtta monte edilen tripod sayesinde de probun yerden yüksekliği ayarlanabilmektedir. Probun yani alıcı antenin ışınma diyagramı 360 derecelik huzmeye (omni-directional) sahip olduğundan yükseklik seviyesine göre probun eğim açısı istenildiği gibi değiştirilebilmektedir.

Belirlenen 100 cm yükseklik seviyesi için 217 noktanın her birinde için en az 3 dakika aygıt dinlemeye bırakılarak Ortalama Elektrik Alan Şiddeti değerleri ölçülmüştür. Elde edilen değerler YSA modellemesinde eğitim ve test kümesi olarak ayrılan ölçüm değerlerine ilişkin çizelgeler sonraki bölümde verilmiştir.

### 5.2.2 Elektrik Alan Şiddeti Ölçüm Değerleri

Belirlenen 217 noktadaki 100 cm yükseklik seviyesi için elde edilen ölçüm verileri Çizelge 5.1'de gösterilmiştir.

Çizelge 5.1 Propagasyon Ortamında Elde Edilen Ölçüm Değerleri

Nokta No	187...217	156...186	125...155	094...124	063...093	032...062	001...031
100 cm yükseklik seviyesi	0,22	0,15	0,26	0,27	0,33	0,3	0,33
	0,2	0,21	0,27	0,26	0,29	0,3	0,32
	0,23	0,16	0,23	0,29	0,26	0,27	0,31
	0,29	0,23	0,22	0,26	0,23	0,28	0,34
	0,24	0,21	0,21	0,31	0,26	0,22	0,26
	0,27	0,23	0,23	0,3	0,2	0,25	0,38
	0,23	0,24	0,22	0,23	0,22	0,22	0,33
	0,22	0,22	0,28	0,26	0,19	0,2	0,28
	0,2	0,19	0,23	0,23	0,19	0,19	0,2
	0,19	0,25	0,27	0,23	0,23	0,21	0,32
	0,17	0,21	0,26	0,22	0,2	0,19	0,2
	0,16	0,2	0,2	0,23	0,24	0,25	0,27
	0,23	0,23	0,22	0,21	0,22	0,25	0,23
	0,29	0,26	0,2	0,26	0,27	0,26	0,23
	0,27	0,26	0,25	0,25	0,26	0,31	0,28
	0,29	0,22	0,23	0,26	0,28	0,26	0,25
	0,26	0,24	0,27	0,35	0,28	0,28	0,26
	0,29	0,25	0,22	0,3	0,29	0,25	0,22
	0,31	0,29	0,26	0,31	0,3	0,32	0,26
	0,35	0,33	0,27	0,33	0,31	0,33	0,26
	0,32	0,27	0,3	0,32	0,3	0,31	0,28
	0,28	0,28	0,24	0,3	0,32	0,3	0,28
	0,26	0,33	0,26	0,27	0,28	0,29	0,33
	0,22	0,3	0,23	0,28	0,28	0,29	0,36
	0,2	0,3	0,24	0,25	0,26	0,31	0,3
	0,23	0,26	0,21	0,23	0,24	0,26	0,23
	0,2	0,21	0,22	0,27	0,23	0,22	0,26
	0,17	0,2	0,19	0,24	0,23	0,2	0,21
	0,2	0,21	0,22	0,23	0,22	0,23	0,22
	0,2	0,23	0,23	0,25	0,28	0,23	0,27
	0,27	0,22	0,22	0,26	0,25	0,22	0,19



Şekil 5.7 EMR-300 Radyasyon Ölçüm Aygıtı

### 5.3 Yapay Sinir Ağı Tasarımı ve Sonuçları

Yol kayıp hesaplamalarının modellenmesi için geliştirilen YSA modeli, Lavenberg-Marquardt algoritması ile geriye yayılımın gerçekleştirildiği ileri beslemeli bir Çok Katmanlı Algılayıcı (ÇKA) yapısına sahiptir. Modelin girişleri; 100 cm yükseklik düzleminde ölçüm yapılan noktaların “1” numaralı referans noktasına göre olan  $X$  (enlem) ve  $Y$  (boylam) konum bilgileridir. Çıktılar ise doğal olarak ölçüm noktalarına ilişkin Elektrik Alan şiddeti değerleridir.

Tasarım için öncelikle elde edilen 217 ölçüm verisi, eğitim ve test kümelerine ayrılmış; daha sonra ÇKA yapısındaki saklı (ara) katman ve ara katmanlardaki düğüm sayısı; öğrenme ve momentum katsayısı; iterasyon sayısı; aktivasyon fonksiyonunun tipi gibi sistemin tasarım parametreleri belirlenip ortamdaki propagasyon yol kayıp modellemesinin sonuçları ortaya konmuştur.

#### 5.3.1 Eğitim ve Test Kümesinin Belirlenmesi

Elde edilen 217 ölçüm verisi 108’i eğitim; 109’u da test verisi olmak üzere iki ayrı kümeye ayrılmıştır. Ayrıştırma işleminde çift numaralı ölçüm noktaları eğitim; tek numaralı yani ara

noktalar ise test kümesi elemanları olarak belirlenmiştir. Test kümesini oluşturan noktalar Çizelge 5.2’de gibi turuncu renk ile işaretlenip gösterilmiştir.

Çizelge 5.2 YSA Modeli İçin Eğitim ve Test Değerleri

Nokta No	187...217	156...186	125...155	094...124	063...093	032...062	001...031
100 cm yükseklik seviyesi	0,22	0,15	0,26	0,27	0,33	0,3	0,33
	0,2	0,21	0,27	0,26	0,29	0,3	0,32
	0,23	0,16	0,23	0,29	0,26	0,27	0,31
	0,29	0,23	0,22	0,26	0,23	0,28	0,34
	0,24	0,21	0,21	0,31	0,26	0,22	0,26
	0,27	0,23	0,23	0,3	0,2	0,25	0,38
	0,23	0,24	0,22	0,23	0,22	0,22	0,33
	0,22	0,22	0,28	0,26	0,19	0,2	0,28
	0,2	0,19	0,23	0,23	0,19	0,19	0,2
	0,19	0,25	0,27	0,23	0,23	0,21	0,32
	0,17	0,21	0,26	0,22	0,2	0,19	0,2
	0,16	0,2	0,2	0,23	0,24	0,25	0,27
	0,23	0,23	0,22	0,21	0,22	0,25	0,23
	0,29	0,26	0,2	0,26	0,27	0,26	0,23
	0,27	0,26	0,25	0,25	0,26	0,31	0,28
	0,29	0,22	0,23	0,26	0,28	0,26	0,25
	0,26	0,24	0,27	0,35	0,28	0,28	0,26
	0,29	0,25	0,22	0,3	0,29	0,25	0,22
	0,31	0,29	0,26	0,31	0,3	0,32	0,26
	0,35	0,33	0,27	0,33	0,31	0,33	0,26
	0,32	0,27	0,3	0,32	0,3	0,31	0,28
	0,28	0,28	0,24	0,3	0,32	0,3	0,28
	0,26	0,33	0,26	0,27	0,28	0,29	0,33
	0,22	0,3	0,23	0,28	0,28	0,29	0,36
	0,2	0,3	0,24	0,25	0,26	0,31	0,3
	0,23	0,26	0,21	0,23	0,24	0,26	0,23
	0,2	0,21	0,22	0,27	0,23	0,22	0,26
	0,17	0,2	0,19	0,24	0,23	0,2	0,21
	0,2	0,21	0,22	0,23	0,22	0,23	0,22
	0,2	0,23	0,23	0,25	0,28	0,23	0,27
0,27	0,22	0,22	0,26	0,25	0,22	0,19	

Çizelge 5.2’ de verilen değerler ölçüm yapılan noktalara ilişkin Elektrik alan şiddeti değerleridir. Bu değerler, ağın çıkış verileri olduklarından hem eğitim hem de test işlemi için hedef (beklenen) değer matrisini oluşturacaklardır. “1” numaralı başlangıç ölçüm noktası koridorun başlangıcında; duvarın bir parke (30 cm) yanında bulunmaktadır. Bu yüzden bu

noktanın konum bilgileri  $X_1 = 30cm$ ;  $Y_1 = 0cm$  olarak belirlenmiştir. Diğer 216 nokta da “1” numaralı noktaya olana uzaklıklarına göre  $(X_2 = 30cm$ ;  $Y_2 = 120cm)$ ,  $(X_3 = 30cm$ ;  $Y_3 = 240cm)$ ,..., $(X_{31} = 30cm$ ;  $Y_{31} = 3600cm)$ ... $(X_{216} = 390cm$ ;  $Y_{216} = 3480cm)$ , $(X_{217} = 390cm$ ;  $Y_{217} = 3600cm)$  olarak belirlenmiştir.

### 5.3.2 Giriş ve Çıkışların Ölçeklendirilmesi

YSA modelinde problemin örnekleri toplanırken; bazı durumlarda problem uzayı ile ilgili örneklerin hepsinin aynı ölçek üzerine indirgenmesi gerekebilir. Koridorun boyu 36 m; eni 4.2 olduğundan ağı farklı girişleri arasında aşırı büyük veya küçük değerler görülebilir. Bütün girdilerin belli aralıkta (çoğunlukla 0-1 aralığında) ölçeklendirilmesi hem farklı ortamlardan gelen bilgilerin aynı ölçek üzerine indirgenmesine hem de yanlış girilen çok büyük ve küçük şeklindeki değerlerin etkisinin ortadan kalmasına neden olur.

Ölçeklendirme işlemi genellikle ağı tüm girişlerinin en büyük giriş verisi ile bölünerek normalize edilmesidir. Ortamdaki en büyük boyut koridorun uzunluğu olana 36 m yani 3600 cm olduğundan hem X hem de Y konum bilgileri bu değere göre normalize edilmiştir.

Girdilerin ölçeklendirilme işlemine benzer şekilde ağı çıkışları da normalize edilmektedir. Bu işlemin nedeni katmanlardaki düğümlerde çıkışında aktivasyon fonksiyonu olarak *sigmoid* fonksiyonun kullanılması durumunda çıkışın 0-1 arasında değerler almasıdır. Ölçüm değerleri Çizelge 5.2’ de görüldüğü üzere 0-1 arasında olmasına rağmen sağlamlık olması sebebiyle değerler 100 sayısına bölünerek normalize edilmiştir. Yapay sinir ağının çıkışlarının gerçek değerler vermesi için ise çıktı verileri modelleme sonucu tekrar 100 ile çarpılmıştır.

Tüm bu ölçeklendirme işlemi Yapay Sinir Ağı’nın sağlıklı sonuçlar verebilmesi için yapılmıştır. Normalize edilmiş giriş ve çıkış değerlerinden bazıları örnek olması amacıyla Çizelge 5.3’de verilmektedir. Test verileri Çizelge 5.2’deki gibi turuncu renk ile belirtilmiştir.

### 5.3.3 Tasarım Parametrelerinin Belirlenmesi

Dördüncü bölümde genel özellikleri tanımlanan Yapay Sinir Ağı modelleri, mimarisinde yer alan eleman ve fonksiyonlar bakımından oldukça fazla parametre içermektedir.

Çizelge 5.3 YSA Modelinin İndirgenmiş Giriş ve Çıkış Değerleri

nokta no.	x (cm)	y (cm)	Xnormalize	Ynormalize	Ölçüm (V/m)	N. Ölçüm (V/m)
1	30	0	0,0083333	0	0,33	0,0033
2	30	120	0,0083333	0,033333333	0,32	0,0032
3	30	240	0,0083333	0,066666667	0,31	0,0031
4	30	360	0,0083333	0,1	0,34	0,0034
5	30	480	0,0083333	0,133333333	0,26	0,0026
6	30	600	0,0083333	0,166666667	0,38	0,0038
7	30	720	0,0083333	0,2	0,33	0,0033
8	30	840	0,0083333	0,233333333	0,28	0,0028
9	30	960	0,0083333	0,266666667	0,2	0,002
10	30	1080	0,0083333	0,3	0,32	0,0032
11	30	1200	0,0083333	0,333333333	0,2	0,002
12	30	1320	0,0083333	0,366666667	0,27	0,0027
13	30	1440	0,0083333	0,4	0,23	0,0023
14	30	1560	0,0083333	0,433333333	0,23	0,0023
15	30	1680	0,0083333	0,466666667	0,28	0,0028
16	30	1800	0,0083333	0,5	0,25	0,0025
17	30	1920	0,0083333	0,533333333	0,26	0,0026
18	30	2040	0,0083333	0,566666667	0,22	0,0022
19	30	2160	0,0083333	0,6	0,26	0,0026
20	30	2280	0,0083333	0,633333333	0,26	0,0026
21	30	2400	0,0083333	0,666666667	0,28	0,0028
22	30	2520	0,0083333	0,7	0,28	0,0028
23	30	2640	0,0083333	0,733333333	0,33	0,0033
24	30	2760	0,0083333	0,766666667	0,36	0,0036
25	30	2880	0,0083333	0,8	0,3	0,003
26	30	3000	0,0083333	0,833333333	0,23	0,0023
27	30	3120	0,0083333	0,866666667	0,26	0,0026
28	30	3240	0,0083333	0,9	0,21	0,0021
29	30	3360	0,0083333	0,933333333	0,22	0,0022
30	30	3480	0,0083333	0,966666667	0,27	0,0027
31	30	3600	0,0083333	1	0,19	0,0019
32	90	0	0,025	0	0,3	0,003
62	90	3600	0,025	1	0,22	0,0022
63	150	0	0,0416667	0	0,33	0,0033
93	150	3600	0,0416667	1	0,25	0,0025
94	210	0	0,0583333	0	0,27	0,0027
124	210	3600	0,0583333	1	0,26	0,0026
125	270	0	0,075	0	0,26	0,0026
155	270	3600	0,075	1	0,22	0,0022
156	330	0	0,0916667	0	0,15	0,0015
186	330	3600	0,0916667	1	0,22	0,0022
187	390	0	0,1083333	0	0,22	0,0022
217	390	3600	0,1083333	1	0,27	0,0027

Bu parametrelerin hangi değerde veya hangi fonksiyon şeklinde olacağını belirleyen kesin kurallar bulunmamaktadır. Tüm bu tasarım elemanları deneme-yanılma ve istatistiksel verilere göre seçilmektedir.

YSA modelini oluşturan Çok Katmanlı Algılayıcı (ÇKA) yapısındaki başlıca tasarım parametrelerinin değer veya fonksiyon tipleri:

- *Saklı katman sayısı:* 2
- *Saklı katmanlardaki düğüm sayısı:*
  - 1.saklı katman için 5 düğüm
  - 2.saklı katman için 7 düğüm
- *Katman çıkışlarında kullanılan aktivasyon fonksiyonunun tipi:*
  - 1.saklı katman için sigmoid
  - 2.saklı katman için sigmoid
  - çıkış katmanı için Doyumlu-doğrusal
- *GYA'daki öğrenme katsayısı:*  $\alpha = 0.2$
- *GYA'daki Momentum Katsayısı:*  $\lambda = 0.6$
- *GYA'daki iterasyon sayısı:*  $t=500$

şeklinde seçilmiştir.

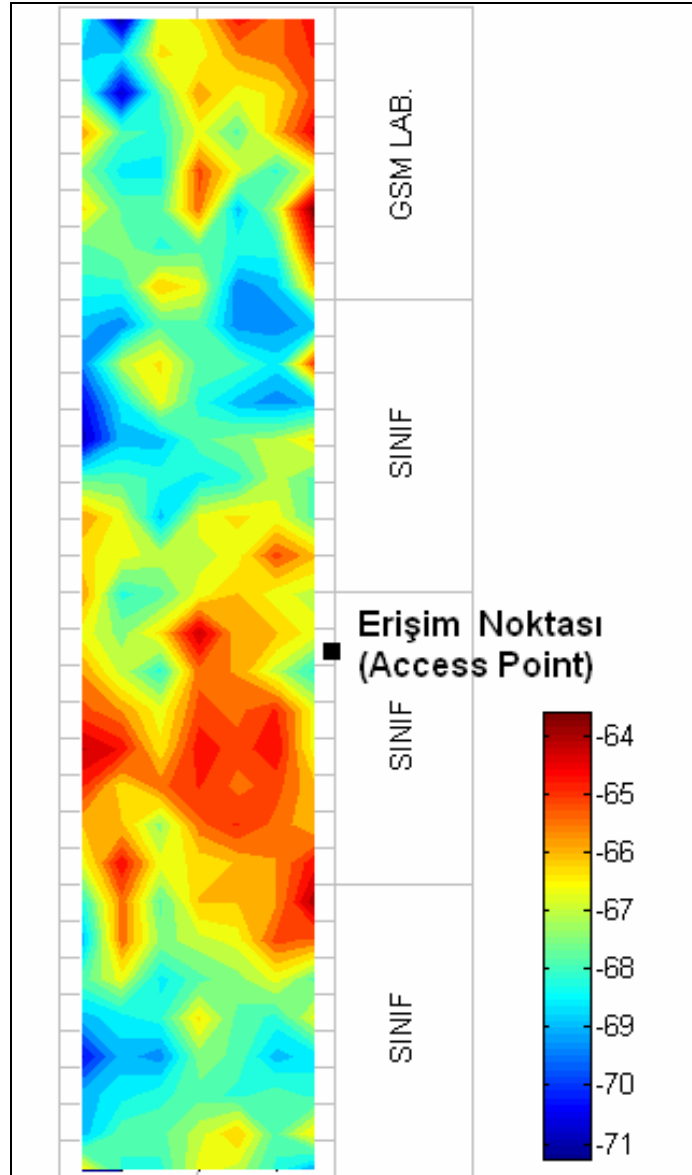
#### 5.3.4 Modelleme Sonuçları

Deneme-yanılma yöntemiyle tasarım parametreleri belirlenen ve Levenberg-Marquardt öğrenme algoritmasının uygulandığı ileri beslemeli YSA modeli, MATLAB Neural Network Toolbox'da yer alan komutların yardımıyla çalıştırılmış; elde edilen Elektrik alan değerleri ile öncelikle ortamdaki Elektromanyetik güç dağılımı kontur diyagramlar şeklinde modellenmiş; elde edilen dağılım, ölçüm değerleri ile elde edilen kontur diyagramlar ile karşılaştırılmıştır.

Ölçüm yapılan noktada elde edilen Elektrik alan şiddeti değeri (2.13) ve (2.15) ifadelerinin bileşkesi olan (5.1) denklemiyle o noktadaki güç şiddeti değerine çevrilmiştir:

$$P(d)_{dB} = 10 \log \left( \frac{|E(d)|^2 G_r \lambda^2}{480 \pi^2} \right) \quad (5.1)$$

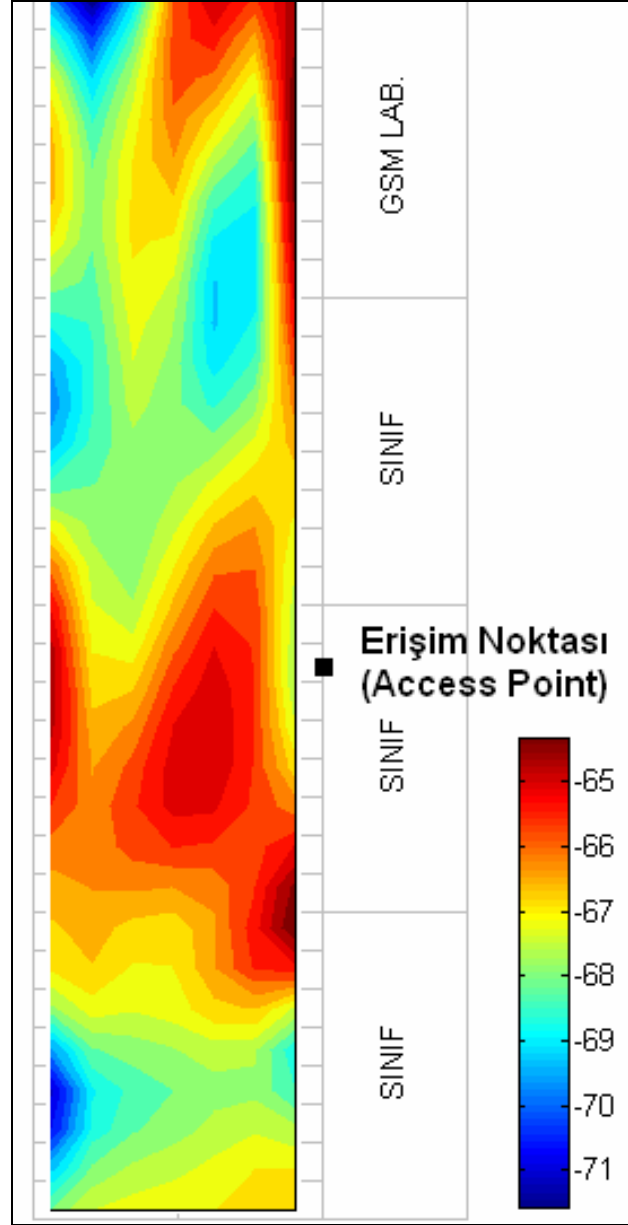
Yukarıda belirtilen güç dönüşümü ifadesinin yardımıyla öncelikle ölçüm değerlerine göre (Şekil 5.8); sonra da YSA modelinin kestirimine (Şekil 5.9) göre güç dağılımı kontur diyagramlar şeklinde modellenmiştir.



Şekil 5.8 Ölçüm Değerlerine Göre Ortamdaki Güç Dağılımı (dB)

Şekil 5.8' den görüleceği üzere ölçüm değerlerine göre modellenen güç dağılımı oldukça keskin değişimler göstermektedir. Yapay Sinir Ağı modelinde (Şekil 5.9) ise noktalar arasındaki güç

dağılımı daha yumuşak bir geçiş izlemekte ve sigmoid aktivasyon fonksiyonun karakteristik özelliklerini taşımaktadır.



Şekil 5.9 Ölçüm Değerlerine Göre Ortamdaki Güç Dağılımı (dB)

Tasarlanan YSA ağına ilişkin performans ve hata parametreleri :

- *Performans:*  $5,49 \times 10^{-8}$
- *Ortalama Hata (Güç):* 0,0224 dB
- *RMS Hata (Güç):* 1,0658 dB
- *Standart sapma (Güç):* 1.0321 dB

şeklinde elde edilmiştir. Değerlerden görüleceği üzere YSA  $1.0321 \text{ dB}$  gibi küçük sayılabilecek bir standart sapma değeri ile modelleme yapmaktadır.

#### 5.4 YSA ile Amprik Propagasyon Yol Kayıp Modellerinin Karşılaştırılması

Bina içi propagasyon ortamlarında yol kaybının modellenmesi için öne sürülen amprik modellerin sonuçları üçüncü bölümde verilmiştir. Bu modellere alternatif bir çözüm sunabileceği ve ortamdaki gerçek ölçüm değerleri ile daha sağlıklı bir kestirim yapabileceği varsayılan Yapay Sinir Ağı modellemesi ile yol kayıp hesaplamaları yapılmıştır.

Yol kaybı hesaplamaları ikinci ve üçüncü bölümlerde de açıklandığı üzere ortamda çalışan kablosuz sistemin kapsama alanının, bir başka deyişle menzilin belirlenmesi amacıyla yapılmaktadır. Şekil 5.8 ve Şekil 5.9'da da görüleceği üzere KAA sisteminin vericisi Cisco 1100 serisi Erişim Noktası koridorun hemen hemen ortasında; 17. ve 18. noktaların arasında duvar ve tavanın birleştiği yerde bulunmakta ve grafiklere göre en düşük güç seviyeleri ise koridorun karşı köşelerinde elde edilmektedir. Bu nedenle çıkış gücünün  $100 \text{ mW} (-10\text{dB})$  olduğu bilinen erişim noktasından koridorun karşı köşelerine doğru iki doğrultuda (Şekil 5.10) mevcut ölçüm değerleri, YSA modellemesi ve diğer amprik yol kayıp modelleri ile yol kaybının hesaplanması amaçlanmıştır.

Ölçüm verisi olarak; birinci doğrultuda 18, 19, 50, 51, 52, 83, 84, 85, 116, 117, 118, 149, 150, 151, 182, 183, 184, 215, 216 (19 adet nokta); ikinci doğrultuda ise 15, 16, 17, 43, 44, 45, 46, 47, 71, 72, 73, 74, 75, 99, 100, 101, 102, 103, 127, 128, 129, 130, 131, 156, 157, 158, 159, 187 (26 adet nokta) numaralı noktalarındaki güç değerleri ve vericiye olan uzaklıkları ile yol kaybı hesaplamaları yapılarak oluşturulan YSA modeli ve diğer modeller ile karşılaştırmalı grafikler elde edilmiştir.

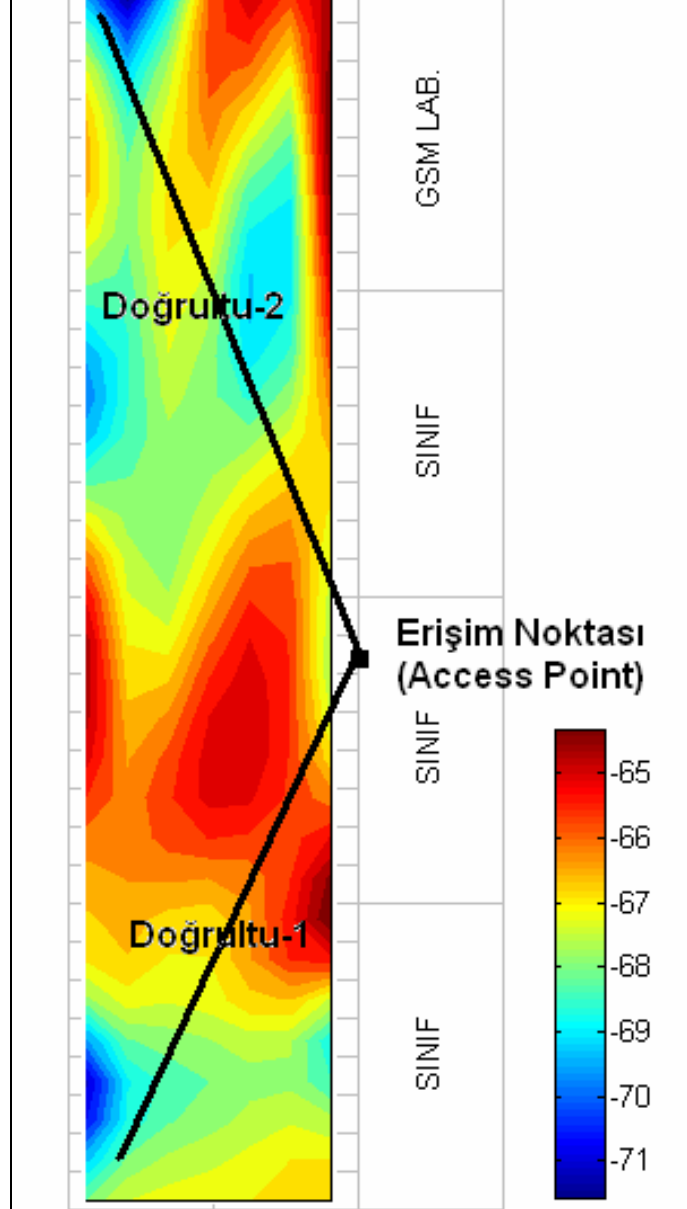
Yol kaybı hesaplamaları :

$$PL_{dB}(d) = Pt_{dB}(d) - Pr_{dB}(d) \quad (5.2)$$

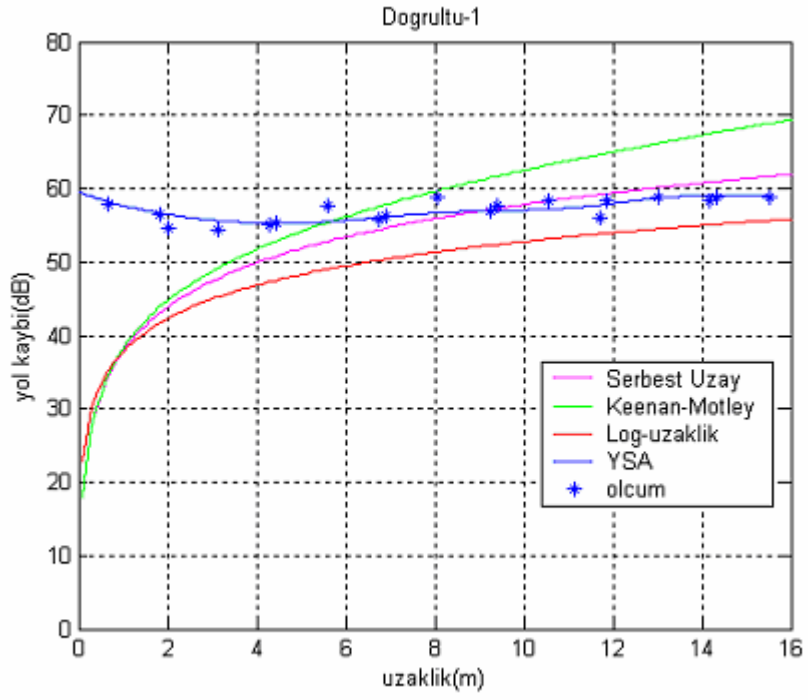
ifadesi kullanılarak yapılmıştır. Elde edilen yol kaybı grafikleri Şekil 5.11 ve Şekil 5.12'de görülmektedir.

Hem birinci hem de ikinci doğrultuya ilişkin grafiklerden görüleceği üzere, oluşturulan Yapay Sinir Ağı modeli, yol kaybı hesaplamalarında hem ölçüm verileriyle örtüşmekte; hem de kararlı uzak alan bölgeleri için Serbest Uzay, Keenan-Motley ve Logaritmik-Uzaklık modelleriyle bir tutarlılık sağlamaktadır. Verici antene yakın bölgelerde amprik modellerdeki

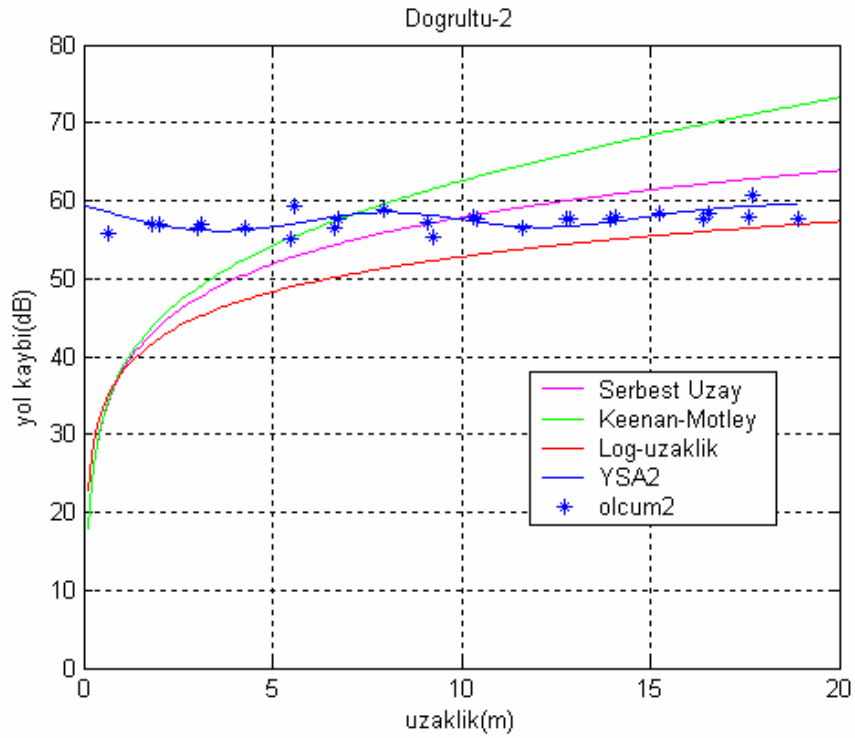
gibi kaynaktan itibaren logaritmik olarak artan bir değişim görölmesi beklenmektedir. Grafiklerdeki bu uyuşmazlık, propagasyon ortamında özellikle kaynağa yakın alan bölgesinde bulunan gürültüden kaynaklanmaktadır.



Şekil 5.10 Yol Kaybı Hesaplamaları İçin Kullanılan Doğrultular



Şekil 5.11 Birinci Doğrultu İçin Yol Kaybı Hesaplamaları



Şekil 5.12 İkinci Doğrultu İçin Yol Kaybı Hesaplamaları

## 6. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, Yıldız Teknik Üniversitesi Beşiktaş Kampusu T-Blok zemin katında çalışmakta olan Kablosuz Alan Ağı haberleşme sistemine ilişkin propagasyon yol kayıp hesaplarının Yapay Sinir Ağları kullanılarak MATLAB bilgisayar programı ile modellenmesi gerçekleştirilmiştir. Modellemeden önce sistemin çalıştığı frekans bandı tanımlanıp radyo propagasyonuna ilişkin büyük-ölçekli yol kayıp hesaplamaları ve propagasyonu etkileyen etmenler incelenmiştir. Bina içi ortamlardaki yol kayıp hesaplamaları için literatürde yer alan amprik ve deterministik modeller belirtilerek bu yöntemlere alternatif bir çözüm olan Yapay sinir Ağı modeli açıklanmıştır.

Radyo propagasyonunu etkileyen en önemli mekanizmalardan biri, özellikle bina içi ortamlardaki farklı yapı malzemelerinden kaynaklanan yansıma ve transmisyon etkileridir. Polarizasyon tipi ve dalga geliş açısına bağlı değişen yansıma ve transmisyon katsayıları, ayrıca dielektrik malzeme kalınlığı ile de değişmekte; böylelikle ortamdaki güç yayılımı, dalga kılavuzu etkileri ile modellenmektedir. Farklı dielektrik malzemelerin radyo propagasyonuna olan etkileri makale formatında derlenerek, Şubat 2004' de dördüncüsü gerçekleşen "WSEAS International Conference on Electronics, Hardware, Wireless & Optical Communications" kongresinde "WLAN Propagation Path Loss Prediction at 2.4 GHz" isimli bildiride sunulmuştur.(Ek-1)

Yol kaybı hesaplamalarında tasarlanan model için ise genel özellikleriyle Yapay Sinir Ağları tanıtılarak kullanılacak öğrenme algoritması ve tasarımda izlenecek yol ve parametreler belirtilmiştir. Ölçekli bir şekilde ölçümle elde edilen Elektrik Alan Şiddeti verileri ve ölçüm noktalarının konum bilgileri ile Yapay Sinir Ağı eğitilerek ortamda yayılmakta olan güç dağılımını yaklaşık 1 dB standart sapmayla çözümlen bir model yaratılmıştır.

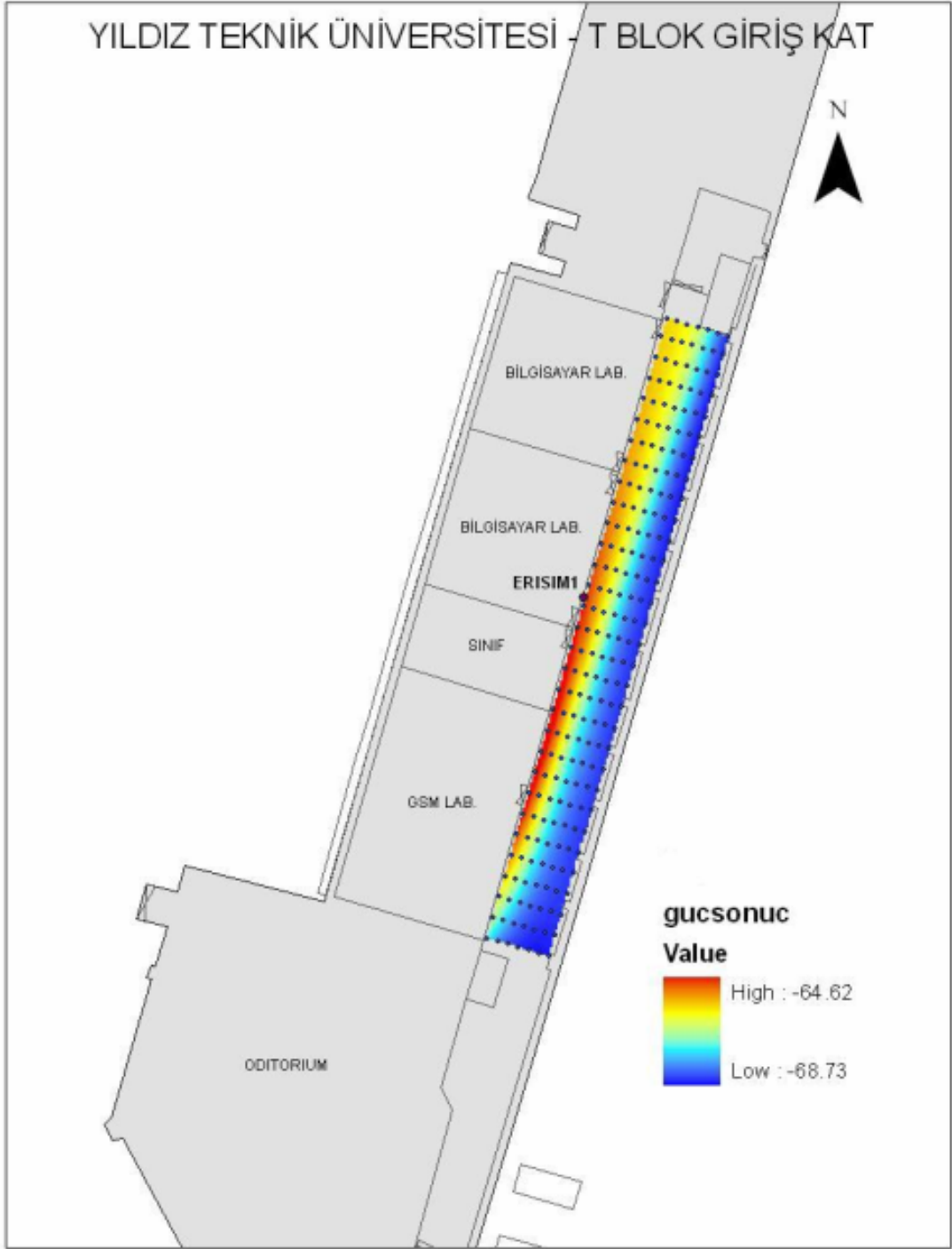
Yapay sinir ağının oluşumunda 217 ölçüm verisinin 108' i eğitim; geri kalan ve eğitim için seçilen noktaların arasında kalan 109 nokta ise modelinin doğruluğunun test edilmesi amacıyla kullanılmıştır. Tüm tasarım parametrelerinin denenerek belirlendiği modelde test işleminin başarılı olduğu görülüp ortamdaki tüm konum bilgileri ile öncelikle güç dağılımının kontur diyagramları elde edilmiştir. Daha sonra ortamdaki her konum için modellenen alınan güç değerleri ve verici gücü bilgisinden yararlanarak iki karşı köşe doğrultusunda yol kayıp hesaplamaları yapılmıştır.

Yapay Sinir Ağı kullanılarak yapılan yol kayıp hesaplamaları bina içi uygulamalarda kullanılan diğer amprik modeller ve ölçüm değerleri karşılaştırılmış; YSA modelinin uzak

alan bölgelerinde Serbest uzay ile Logaritmik-Uzaklık modelleri ile tutarlılık gösterdiği görülmüştür. Öte yandan yakın alanlarda YSA modelinin ortamdaki gürültü yüzünden logaritmik bir değişim gösteremediği anlaşılmıştır.

YSA modeli ölçüm verilerinden türetildiğinden ortamdaki yol kaybını modelleyen en gerçekçi çözüm olarak gözükmektedir. Haberleşme mühendisleri büyük bina içi ortamlarda bu modelleme ile vericilerinin menzilini yani kapsama alanını araştırıp; sistemin işlerliği ve devamlılığı için hangi noktalara ek vericilerini koyabileceğini kestirebilmektedir. Ayrıca ölçüm yükseklik seviyesi değiştirilerek diğer kablosuz uygulamalarda kapsama alanı ve/veya ortamda yüksek oranda elektromanyetik güç yayınlayan kaynağın çevredeki insanlar üzerindeki olumsuz etkileri incelenebilmektedir.

Tez çalışması sırasındaki incelemelerin yanı sıra, YTÜ Jeodezi ve Fotogrametri Mühendisliği Yüksek Lisans öğrencisi Alper Şen ile aynı ortamda beş farklı yükseklik seviyesinde Elektrik Alan şiddeti ve noktalara ilişkin koordinat ölçümleri yapılmıştır. Elde edilen ölçüm verileri ile standart Geriye Yayılım Algoritması'nın kullanıldığı bir Yapay Sinir Ağı modeli daha oluşturulmuş; modelin sonuçları ArcGIS Coğrafi Bilgi Sorgulama sistemine aktararak ortama ilişkin üç boyutlu (3-D) elektromanyetik güç dağılımı sorgulaması yapılmıştır. 100 cm yükseklik seviyesi için ArcGIS modelinin sonuçları Şekil 6.1'de görülmektedir. Yapılan çalışmalar ayrıca makale formatında derlenerek 28-31 Mayıs 2007'de İtalya'nın Padua şehrinde düzenlenen "The 5th International Symposium on Mobile Mapping Technology (MMT)" kongresinde "Electromagnetic Coverage In GIS" isimli bildiride sunulmuştur (Ek-2)



Şekil 6.1 100 cm Yükseklik Seviyesi için Güç Dağılımının ArcGIS ile Görüntülenmesi

**KAYNAKLAR**

Bulucu, U., Kavas, A., (2004), "WLAN Propagation Path Loss Prediction at 2.4 GHz" 4th WSEAS International Conference on Electronics, Hardware, Wireless & Optical Communications, Salzburg, Austria, 432-435.

Cisco Aironet 1100 Series Access Point Data Sheet, (2006), [http://www.cisco.com/en/US/products/hw/wireless/ps4570/products\\_data\\_sheet09186a00800f9ea7.html](http://www.cisco.com/en/US/products/hw/wireless/ps4570/products_data_sheet09186a00800f9ea7.html)

Haykin, S. , (1994), "Neural Networks", Macmillan College Publishing Company, Inc., U. S.

Lei Qiu; Danchi Jiang; Hanlen, L., (2005) Communications Theory Workshop, 6th Australian Volume , Issue , 2-4 Feb., Australia. 272-277.

Kavas, A., October 2003., "Investigation Of Indoor Propagation Models at 900 1800 and 1900 MHz Bands", WSEAS Transactions on Communications, Issue 4, Volume 2, pp.444-447., Athens, Greece.

Lourakis, M. I. A. (2005), "A Brief Description of the Levenberg-Marquardt Algorithm Implemented by levmar.", Institute of Computer Science Foundation For Research and Technology, Crete, Greece

Motley ,A. J. , Keenan, J.M. (1990) , "Radio coverage in buildings", Bell System Technical Journal (BTSJ), vol. 8, London, 19-24

Nichols, R., Lekkas, P., (2002), "Wireless Security - Models, Threats, and Solutions", McGraw-Hill, United States.

Orfanidis, S. J., (2001), "Electromagnetic Waves and Antennas", On-line pages, <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/front.pdf>

Öztemel, E., (2003), "Yapay Sinir Ağları", Papatya Yayıncılık, İstanbul

Popescu, I. Kanstas, A. Angelou, E. Naornita, L. Constantinou, P. (2002), "Applications of Generalized RBF-NN for Path Loss Prediction", The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Greece, 484-488.

Rappaport, T.S., (1996), " Wireless Communications: Principles and Practice", Prentice-Hall International (UK) Limited, 1 st., London.

Shamir, A., (2002), "An Introduction to Radio Waves Propagation: Generic Terms, Indoor Propagation and Practical Approaches to Path Loss Calculations, Including Examples, RF Waves Ltd-White Papers, London.

Şen, Ö.F., Sipahi A.R., Karaman, A. (2005), "Kablosuz Yerel Alan Şebekelerinin Kurulması ve Performans Ölçümü 802.11b/ 802.11g", Lisans Bitirme Tezi, YTÜ Elektrik ve Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İstanbul.

**EKLER**

Ek 1 Makale-1: "WLAN Propagation Path Loss Prediction at 2.4 GHZ"

Ek 2 Makale-2: "Electromagnetic Coverage Calculation In GIS"

## Ek 1 Makale-1: “WLAN Propagation Path Loss Prediction at 2.4 GHz”

### WLAN Propagation Path Loss Prediction at 2.4 GHz

UMUT BULUCU\*      AKTÜL KAVAS  
 Electronics and Communication Engineering Dept.  
 GSM System Test and Measurement Lab.  
 Yıldız Technical University  
 Yıldız,Beşiktaş-İstanbul.  
 TURKEY  
 \*Yıldız Technical University  
 Yıldız,Beşiktaş-İstanbul.  
 TURKEY

[kavas@yildiz.edu.tr](mailto:kavas@yildiz.edu.tr)

<http://www.personel.cc.yildiz.edu.tr>

[\\*ubulucu@hotmail.com](mailto:*ubulucu@hotmail.com)

*Abstract:* - Estimating propagation path loss is important in order to predict the performance of WLAN in its working environment. In this study wave guide modeling of path loss calculation is proposed for predicting the WLAN radio propagation to achieve computational simplicity and better accuracy than the large - scale propagation models. The average path loss is calculated as a function of transmission and reflection coefficients. The average path power is used to predict the received power in a typical indoor environment. Theoretical calculation of reflection and transmission coefficients of electromagnetic waves from dielectric medium is shown as a tool for prediction of reflection and transmission losses. Consequently a comparison of the propagation path loss examples and simulations are given for working frequency of 2.4GHz IEEE 802.11b standard.

*Key-Words:* - Indoor wireless communication,WLAN, power coverage, statistical indoor radio propagation, path loss, propagation model, wireless deployment tool.

#### 1 Introduction

WLAN is starting to become a popular alternative to wired networks both at work and at home. Using electromagnetic waves WLAN's transmit and receive data over the air with acceptable speed levels minimizing the need for wired connections. WLAN's combine data connectivity with user mobility through simplified configurations.

The coverage prediction model and large scale deployment of the services is important in a WLAN configuration to define the place when a user will loose connection and to plan how multiple access points (AP) can be placed in the same building without causing interference with each other. While adaptable to both indoor and outdoor environments, WLAN's are especially suited to indoor locations such as office buildings, manufacturing floors, libraries, hospitals and universities. Therefore large- scale deployment of these services provides a major challenge to the network designers.

The basic block of a WLAN is the “Cell” which is defined as the area in which the wireless data communication takes place according to the users own need and can also be temporary. Cell radius can vary usually from tens of meters to some hundred meters. The coverage area of the cell depends on the strength of

the propagated radio signal and the characteristics of the indoor environment.

WLAN radio frequency coverage differs from traditional propagation models mainly in two aspects

- Distances between transmitter and receiver is shorter
- Power coverage of the transmitter is much lower.

In addition to the above aspects RF signal dispersion for indoor wireless areas is highly disturbed. Reflection, diffraction and scattering of the RF signal is dynamic and therefore difficult to predict. Small changes in position or direction of the receiver according to the transmitter may result in wide sense signal strength variations. Within the office structures RF propagation is mainly dependent on the variation of the building size, shape, structure, construction material, transmitter and receiver positions, antenna radiation patterns, mutual visibility between the transmitter and receiver antenna, people density and the level of human activity. The purpose of this paper is to introduce a more computationally efficient model for predicting the path loss calculations within a building environment. The work is organized as follows: Section 2 states the theory behind the proposed model and gives the key equations for path loss prediction. Section 3 shows practical link budget design where the total received

power can be estimated. In Section 4 the prediction of the received power using the proposed model is compared to the statistical indoor radio propagation models for a typical office environment.

## 2 WLAN Propagation

WLAN indoor radio propagation differs from the outdoor one, because the distance between transmitter and receiver is shorter due to high attenuation caused by furniture, and because of the lower transmitter power.

Indoor wireless communication is important for service providers in order to calculate the optimum place for their repeaters or access points; where the indoor coverage directly impacts the critical capacity and cost.

The propagated electromagnetic signal in the indoor environment can undergo three primary physical modes. These are reflection, diffraction and scattering.

Reflection occurs when a propagating electromagnetic wave impinges upon an object which has very large dimensions when compared to the wavelength of the propagating wave.

Diffraction occurs when the radio path between the transmitter and receiver is obstructed by a surface that has sharp edges.

Scattering occurs when the medium through which the wave travels consist of objects with dimensions that are small compared to the wavelength and where the number of obstacles per unit volume is large.

### 2.1 Reflection and Transmission from dielectric materials in an indoor environment

In this study a plane wave propagating through a dielectric 1 (of parameters  $\epsilon_1$  and  $\mu_1$ ) is assumed as obliquely incident at an angle  $\theta_i$  on a plane interface between medium 1 and medium 2 (of parameters  $\epsilon_2$  and  $\mu_2$ ). In medium 1 both the incident and reflected waves are present while in medium 2 only a transmitted wave exists. After realizing general boundary conditions at the interface and denoting  $E_i, E_r, E_t$  the complex amplitudes of electric field intensity we get the reflection and transmission coefficients by the following equations.

$$\Gamma_{TE} = \frac{\eta_2 \cos(\theta_i) - \eta_1 \cos(\theta_t)}{\eta_2 \cos(\theta_i) + \eta_1 \cos(\theta_t)} \quad (1)$$

$$\tau_{TE} = \frac{2\eta_2 \cos(\theta_i)}{\eta_2 \cos(\theta_i) + \eta_1 \cos(\theta_t)} \quad (2)$$

$$\Gamma_{TM} = \frac{\eta_1 \cos(\theta_i) - \eta_2 \cos(\theta_t)}{\eta_1 \cos(\theta_i) + \eta_2 \cos(\theta_t)} \quad (3)$$

$$\tau_{TM} = \frac{2\eta_1 \cos(\theta_i)}{\eta_1 \cos(\theta_i) + \eta_2 \cos(\theta_t)} \quad (4)$$

These coefficients are obtained with the dielectric properties of the medium, which are defined by its dielectric constant, where the imaginary part is highly frequency dependent and smaller than the real part.

$$\epsilon_r = \epsilon'_r + j \epsilon''_r \quad (5)$$

Since the reflection and transmission coefficients determine the ratio between the amplitudes of the incident and reflected electric fields, the following conversion formulas are used for reflected and transmitted power calculations.

$$P_{ref} = P_{inc} |\Gamma|^2 \quad (6)$$

$$P_r = |1 - |\Gamma|^2| P_{inc} \quad (7)$$

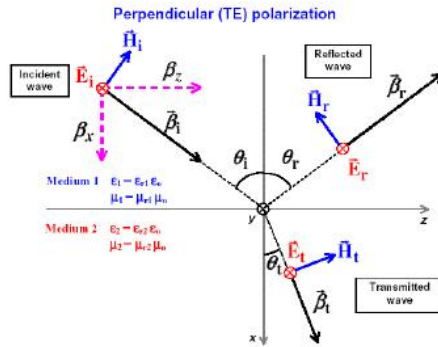


Fig.1. TE Polarization

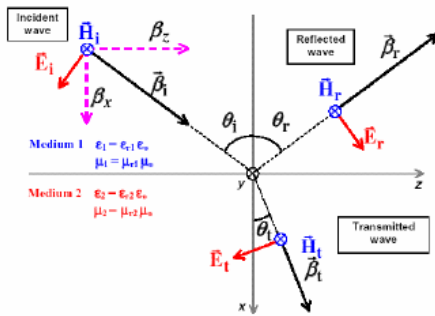


Fig.2.TM Polarization

Some of the investigated dielectric constant values[1] of common materials in an indoor environment is given in Table.1

Table-1 Dielectric Constants of Various Materials

Material	$\epsilon'_r$	Material	$\epsilon'_r$
Glass	4-10	Marble	12
Concrete	4-6	Formica	4
Wood	1.5-2	Gypsum Board	3

**2.2 Path loss attenuation of walls**

In an indoor propagation environment the attenuation due to the walls is important and must be taken into consideration in deployment of the WLAN equipment. In this study the wall is treated as a transmission line with a finite thickness filled with one type of dielectric material. The propagation loss is calculated for a 30cm gypsum board with a dielectric constant 3-0.1i for both TE and TM polarizations, where the antennas are at a height of 0.50 cm.

**2.3 Statistical Indoor Radio Propagation Models**

Empirical-statistical path loss models are often derived by applying linear regression on measured data. These models are chosen above their deterministic counterparts because of their simplicity and adequacy for calculating the average received signal power. However, to achieve a higher accuracy in smaller areas (e.g. micro-cells), semi-empirical models are employed. These models are generally based on a theoretical model, which is then modified according to measured data for a particular propagation scenario.

This section treats path loss models for small cells (pico-cells) in indoor coverage in the frequencies around 2 GHz, which is the frequency band for Wireless LANs. Free Space, Log-distance and Keenan Motley Path Loss Models [2][3][4][5] are investigated and consequent comparison of the propagation path loss examples at given in Figure 7.

**3 Practical Link Budget Design Using Path Loss Models**

The limiting factor on a wireless link is the signal noise ratio (SNR) required by the receiver for use reception. The power received from a transmitter at separation distance of d directly impacts the SNR. A desired signal level in the communication channel can be calculated as function of path loss and antenna gain  $P_r(dBm) = P_t(dBm) + G_t(dB) + G_r(dB) - \overline{PL}(d)$

**4 Conclusion**

The complexity of wave propagation in a non-ideal environment is presented showing a practical approach to propagation path loss estimation in an indoor environment. The concept of reflection and transmission losses is presented via the calculation of transmission and reflection coefficient of waves, which is dependent on dielectric materials. It is shown that reflection and transmission coefficients are highly dependent on the dielectric properties of the material, polarization of the wave and the angle of incidence. The model presented in this article can be applied with relatively minimal effort, in prediction of propagation loss in a complex environment, and give the RF system designer to the question of what is the maximum distance over which the system in hand will work in a given non-ideal environment.

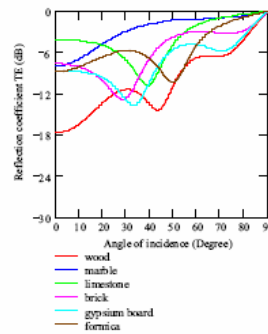


Fig.3 Reflection Coefficient for TE polarization

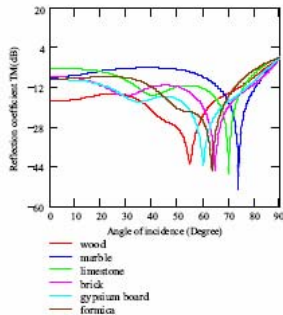


Fig.4 Reflection Coefficient TM polarization

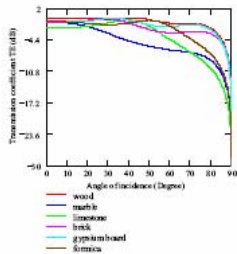


Fig.5 Transmission Coefficient TE polarization

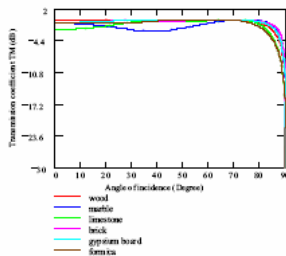


Fig.6 Transmission Coefficient for TM polarization

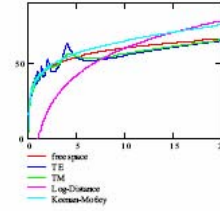


Fig.7 Propagation Path Loss

**References:**

[1] T.S.Rappaport "Wireless Communications Principles and Practice" Prentice Hall ,1996.  
 [2] A. J. Motley and J. M. Keenan, "Radio coverage in buildings," *Bell System Technical Journal (BTSJ)*, vol. 8, pp. 19 – 24, Jan. 1990.  
 [3] A.Kavas "Investigation of Indoor Propagation Models at 900 1800 and 1900 MHz Bands" 5<sup>th</sup> International Conference on Mathematical and Computational Techniques in Electrical Engineering,WSEAS , Vouliagmeni, Athens,Greece ,December 29-31,2003.  
 [4]A.Kavas "Cellular Mobile radio System Design Using Path Loss Calculations" 3<sup>rd</sup> International Conference on Electrical and Electronics Engineering,ELECO2003,pp290-293, Vol.Electronics,Bursa-Turkey,December 3-7,2003.  
 [5] ] G. Wölfle and F. M. Landstorfer, "Dominant Paths for the Field Strength Prediction," in *48th IEEE International Conference on Vehicular Technology (VTC)*, (Ottawa), pp. 552–556, May 1998.

## Ek 2 Makale-2: “Electromagnetic Coverage Calculation In GIS”

### ELECTROMAGNETIC COVERAGE CALCULATION IN GIS

M. Umit Gumusay<sup>1</sup>, Alper Sen<sup>1</sup>, Umut Bulucu<sup>2</sup>, Aktul Kavas<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Yildiz Technical University, Department of Geodesy and Photogrammetry Engineering, Besiktas, Istanbul, Turkey –gumusay@yildiz.edu.tr, alpersen79@hotmail.com,

<sup>2</sup>Yildiz Technical University, Department of Electronics and Communications Engineering, Besiktas, Istanbul, Turkey – ubulucu@hotmail.com, kavas@yildiz.edu.tr

**KEYWORDS:** GIS, GSM, WLAN, Electromagnetic Coverage, Artificial Neural Network, Interpolation Methods

#### ABSTRACT:

Wireless communication networks offer subscribers to have free mobility and possibility to access information in any where at any time. Therefore, electromagnetic coverage calculation is important for wireless mobile communication systems, especially in Global System for Mobile communications (GSM) and Wireless Local Area Networks (WLAN). In this study, electromagnetic coverage calculations using neural network algorithm is presented and mobile GIS interrogation System (GIS) is improved with measurements and simulation data to make queries about electromagnetic coverage and electromagnetic pollution. The proposed GIS system realizes mapping and graphical presentation in real time including a Global Positioning System (GPS), a notebook or pocket PC and a GIS software.

#### 1. INTRODUCTION

With the rapid growth of wireless communications, cell sizes are getting smaller and site-specific propagation information is needed for the design of mobile systems. Coverage is simply the distance that a wireless network can transmit data at a given data rate subject to the regulations in its frequency band and the standard under which it operates. Indoor electromagnetic coverage is a primary consideration in the implementation of indoor wireless networks. Especially in the frequency range between 500MHz and 5GHz. Indoor coverage is important for GSM and WLAN networks where the indoor coverage directly impacts the critical capacity and cost. [1, 2]

In this study electric field strength values were measured at the entrance floor of the T Block building in Yildiz Technical University Besiktas Campus and artificial neural network algorithm is used for the coverage prediction.

In computing science technology, Geographic Information System (GIS) is a special interest of fields such as databases, graphics, systems engineering and computational geometry, being not only a challenging application area but also providing foundational questions for these disciplines. The study of GIS has emerged in the last decade as an exciting multi-disciplinary endeavour, spanning such areas as geography, the environmental sciences and computer science. [3]

In this study the proposed GIS ensures propagation environment modelling the number, position and transmitter power of access points, electromagnetic coverage, and the radiation level values.

#### 2. ELECTROMAGNETIC RADIATION

The mechanisms behind electromagnetic wave propagation are diverse, but can generally be attributed to reflection, diffraction and scattering. Most mobile wireless communication systems operate in areas where there is no line of sight path between transmitter and receiver. Due to multiple reflections from various objects, the electromagnetic waves travel along different paths of

varying lengths. The interaction between these waves causes multipath fading at a specific location, and the strengths of the waves decrease as the distance between the transmitter and receiver increases.

The power received at distance  $d$  can be calculated in terms of power flux density and effective aperture of the receiving antenna. Relation between electric field and received power is given [4]

$$P(d)_{ab} = 10 \log \left( \frac{|E(d)|^2 G_r \lambda^2}{480\pi^2} \right) \quad (1)$$

Where  $G_r$  is the receiver antenna gain, and  $\lambda = c/f_0$  is the wavelength,  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s is the velocity of light and  $f_0 = 2.4$  GHz is the operating frequency of the wireless transceiver. In this calculation receiver antenna gain is assumed as unity.

#### 3. WIRELESS LOCAL AREA NETWORKS

A wireless LAN (WLAN) is a wireless local area network, allowing users to connect directly to a distribution system without interconnecting wires and cables. WLAN utilizes spread-spectrum technology based on radio waves to enable communication between devices in a limited area, also known as the Basic Service Set (BSS). This gives end-users the mobility to move around within a broad coverage area and still be connected to the network.

The primary reasons of the popularity of wireless LANs are their convenience, cost efficiency, and ease of integration with other networks and network components. [5]



Figure1. A WLAN Architecture using BSS infrastructure

The connections to the end-users in Wireless LANs are established via an air interface and the communication is maintained by an electromagnetic coverage area through WLAN Access Point (AP).

WLANs are mostly implemented on indoor environments and a circular coverage is expected, but the pattern of the coverage area can usually be affected in a destructive or a constructive way. Thus, the coverage area the range and the radiation pattern of a WLAN communication system probably differ from the theoretical prediction approach. [1, 2]

In this study Cisco Aironet 1100 Series Access Point is used for WLAN communication system at entrance floor of T-Block Building in Yıldız Technical University. The indoor Electric Field (V/m) measurements and coverage area analysis were implemented according to these access positions.

The investigated Cisco Aironet 1100 Series Access Point is placed at nearly the top center of the corridor and attached to the outside walls of the classrooms. It is at 290 cm high from the floor. The Access Point has the main following features: [5]

- 2.4 GHz IEEE 802.11g Radio Standard
- Configurable output power up to 100 mW
- 10.4 cm wide; 20.5 cm high; 3.8 cm deep physical dimensions
- Integrated 2.2 dBi dipole antennas
- Up to 54 Mbps data rate for range of 27m

**4. THE MEASUREMENTS**

The measurements were done inside T Block building in Yıldız Technical University Besiktas Campus. In order to produce map and 3 dimensional model of the area, T Block building, surroundings and details inside the building were surveyed by polar survey method. Nikon DTM-330 Electronic Total Station instrument was used in the geodetic measurements. All details of T Block building; classrooms, corridors, stairs, doors, columns, central heating radiators, access points and sample points of which electric field strength determined were surveyed with horizontal and vertical angle and distance readings by Electronic Totalstation. Furthermore, geodetic measurements were done around T block building to determine the topographic land form. 17 benchmark points were installed by referencing 2 GPS survey points and totally 388 detail points were surveyed.

Electric field strength measurements, which are used for analyzing and predicting the electromagnetic coverage area, are performed at the entrance floor of the T-Block building.

In sense of symmetrically covering the floor, 217 straight points were chosen. The measurement results at the entrance floor were used in artificial neural networks and interpolation methods. To train the neural networks algorithm as 3 dimensional, the measurements were repeated at 5 different height levels. (50 cm, 100 cm, 140 cm, 215 cm and 290 cm )

Electromagnetic measurements were performed with an EMR-300 radiometer at every single point, the device was fixed at a constant position by using a tripod.

The Radiometer EMR-300 is a versatile system for measuring electromagnetic fields. After setting the measurement system, the device turned on for at least 3 minutes at a given single position and waited for finding the average electric field strength in units of V/m. For every single point the same measurement procedure was repeated.

**5. USE OF GEOGRAPHIC INFORMATION SYSTEMS**

Geographic information system (GIS) technology can be used for scientific investigations, resource management, and development planning. A GIS is a computer system capable of capturing, storing, analyzing, and displaying geographically referenced information; that is, data identified according to location. The power of GIS comes from the ability to relate different information in a spatial context and to reach a conclusion about this relationship. Most of the information we have about our world contains a location reference, placing that information at some point on the globe. [6]

ArcGIS is an integrated collection of GIS software products for building a complete GIS. ArcGIS desktop provides a collection of software products that create, edit, import, map, query, analyze, and publish geographic information. ArcGIS is structured around three main modules: ArcCatalog, ArcMap and ArcScene. These modules are used in the study.

The 3 dimensional points obtained from the area are transferred into ArcMap based on the national coordinate system (ED50) and T Block and surroundings are mapped from these points. A Personal GeoDatabase is performed in ArcCatalog and the applications are stored in that database. Electric field values are related to that points by adding the data to the attribute tables of the system.

NN	X	Y	Z	EMR	Shape
1	416813.177	4547072.981	94.063	0.16	Point
2	416813.514	4547074.145	94.062	0.19	Point
3	416813.851	4547075.309	94.061	0.26	Point
4	416814.189	4547076.473	94.06	0.23	Point
5	416814.526	4547077.637	94.059	0.29	Point
6	416814.863	4547078.802	94.058	0.33	Point

Figure2. Attribute table of the points and electromagnetic field strength (EMR)

All the details are determined and transferred into GIS in order to present data about propagation environment. Thus, the proposed system provides to make queries and analysis and utilize the results.

Propagation environment is presented in 3 dimensional form by ArcScene program. T block building is modelled in

AutoCAD and 3ds Max program. AutoCAD is a suite of CAD software products for 2 and 3 dimensional design and drafting and 3ds Max is a full-featured 3D graphics application.

In this study, plans of the building are drawn and extruded with height values by using AutoCAD tools, then rendered by 3ds Max program which creates rich and complex model design visualization. It is saved as VRML format and transferred into ArcScene. In order to transfer the model, it is related with a single point and stored as a symbol and scaled in ArcScene. The land around the T Block building is also modelled by constituting TIN triangular network and contours. The shape of the land surface is shown in Figure 3 and five different height levels of the measurements at the entrance floor are shown in Figure 5 respectively.

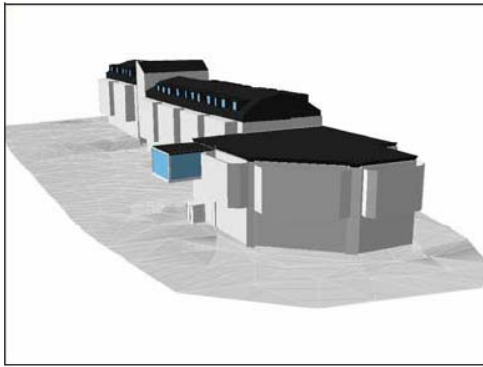


Figure 3. T Block building and the land

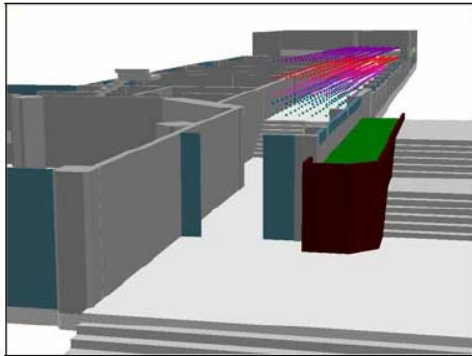


Figure 4. Measurement points along the corridor at 5 different height levels

Interpolation is an important feature of a Geographic Information System; it is the procedure to estimate values at unknown locations within the area covered by existing observations. Inverse Distance Weighted (IDW), Spline and Kriging methods can be used to create interpolated surfaces through the user interface of ArcScene. Each interpolation method makes assumptions to show how to determine the estimated values.

In this study, various measurements show that there are instantaneous changes in the electric field values depending on the propagation environment. As a result of the non-linear variation, Kriging method is chosen due to its geostatistical evaluation for interpolating.

Kriging method assumes that the distance or direction between sample points reflects a spatial correlation that can be used to explain variation in the surface. Kriging is a

multi-step process; it includes exploratory statistical analyze of the data, variogram modeling, creating the surface, and optionally, exploring a variance surface.

IDW and Spline are referred to as deterministic interpolation methods because they are directly based on the surrounding measured values or on specified mathematical formulas that determine the smoothness of the resulting surface. A second family of interpolation methods consist of geostatistical methods such as kriging, which are based on statistical models that include autocorrelation (the statistical relationship among the measured points). Because of this, not only do these techniques have the capability of producing a prediction surface, but they can also provide some measure of the certainty or accuracy of the predictions. [7]

The measurement points are separately interpolated for 5 different height level by Kriging method. Because those traditional interpolation functions mainly deal with 2 dimensional GIS dataset.

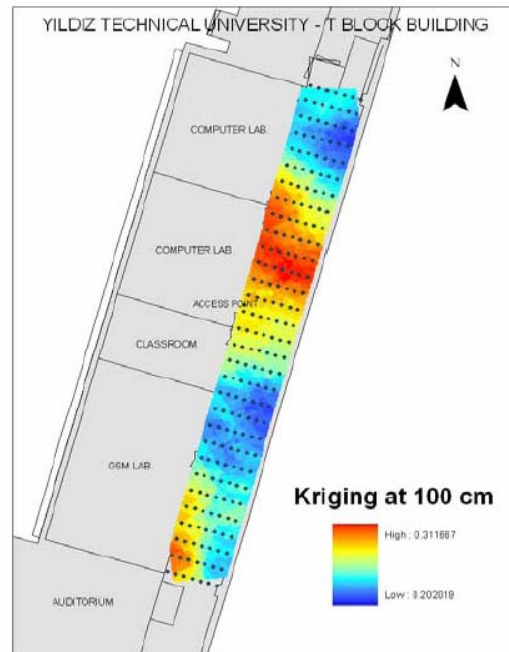


Figure 5. Kriging interpolation surface of the electric field strength values at 100 cm height level

## 6. ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS

Neural network is mathematical models of human cognition, which can be trained to perform a specific task based on available experiential knowledge. The model is typically composed of three parts: input, one or many hidden layers, and an output layer. Hidden and output neuron layers include the combination of weights, biases and transfer functions.(Figure-6) The weights are connections between neurons while the transfer functions are linear or non-linear algebraic functions. When a pattern is presented to the network, weights and biases are adjusted so that a particular output is obtained. Neural networks provide a learning rule for modifying their weights and biases. Once a neural network is trained to a satisfactory level, it can be used as novel data. Training techniques can

either be supervised or unsupervised. Supervised training methods are adapted for interpolation problem. [8]

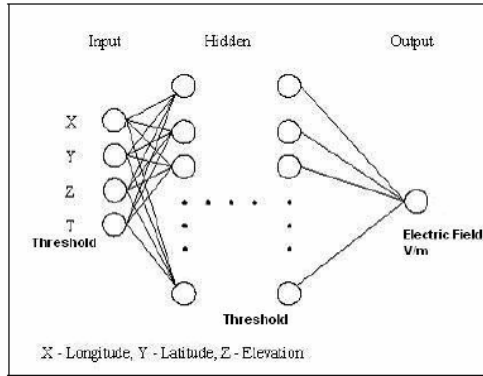


Figure 6. Typical Neural Network Model

In this project, Back-propagation (BP) algorithm is used. As the algorithm's name implies, the errors (and therefore the learning) propagate backwards from the output nodes to the inner nodes. So technically speaking, back-propagation is used to calculate the gradient of the error of the network with respect to the network's modifiable weights. This gradient is almost always then used in a simple stochastic gradient descent algorithm to find weights that minimize the error.

### Design and Implementation

In this study; an artificial neural network (ANN), which is composed of one input layer with ( $k=3$ ) neurons representing x-y-z coordinates, one hidden layer with ( $j=15$ ) neurons and ( $m=1$ ) output layer with a single neuron representing the Electric Field Intensity Value (V/m), is used. Besides, threshold matrix is applied through the hidden and output layers. Back Propagation training algorithm is implemented on the feed-forward network. The x-y-z coordinates are used as input data and they are reduced by replacing a point to the origin (0-0-0 values) of the coordinate system in order to mean the transfer function. Then the other measurement points are referenced to that point.

The transfer function applied to both hidden and output layers is a non-linear Sigmoid Function shown below

$$f(net) = \frac{1}{1 + e^{-net}} \quad (2)$$

$$Net = \sum_{k=1}^n A_{kj} C_k \quad (3)$$

where  $A_{kj}$  and  $C_k$  are matrices of weights and outputs respectively.

1085 measurement points are separated into two groups as training data (672 points) and test data (413 points) respectively. Firstly, neural network is trained by the input of 672 points and Back - Propagation calculation performed

for every training point in order to distribute the errors to weights, after 200 iterations, found the final updated weight matrix.

The optimized weight matrix applied between hidden and output layers is found as:

$$A_{jm}^{ih}(t) = A_{jm}^{ih}(t-1) + \Delta A_{jm}^{ih}(t) \quad (4)$$

$$\Delta A_{jm}^{ih}(t) = \lambda \delta_m C_j^h + \alpha \Delta A_{jm}^{ih}(t-1) \quad (5)$$

$$\delta_m = f'(net) E_m \quad (6)$$

where  $t$  represents the number of iterations.

and the weight matrix applied between input and hidden layers is found as applying the same procedure mentioned above by shifting the nodes through the input layer of the ANN including the derivation of  $\delta_j$  term:

$$\delta_j = f'(net) \sum_m \delta_m A_{jm}^{ih} \quad (7)$$

413 input points are tested by the updated network with optimized weight matrices and the average error and accuracy of the neural network is calculated.

$$E_m = B_m - C_m \quad (8)$$

where  $E_m$  = error for  $m$ th process (V/m)

$B_m$  = target result; electric field measurements

$C_m$  = Output of the network

$$\text{Expected Accuracy} = \left(1 - \frac{\sum |E|}{n}\right) * 100 \quad (9)$$

where  $E$  = error

$n$  = number of the test data

Average Error is 0.1305 and Expected Accuracy is almost 87 percent and the error result is accepted for interpolation of electric field intensity values and coverage prediction. In order to determine the best network topology, points chosen for input data, the number of neurons at hidden layer, iterations, learning and momentum rate are changed by various combinations until obtaining an acceptable accuracy.

### Coverage Results

The Neural Network is finally formed with the optimized weight matrices and these matrices are set to the feed-forward network. After setting the final neural network, the WLAN coverage is analyzed for 100 cm altitude level which represents the usual height of a WLAN receiver. The coordinate values (x-y-z) defining the 100cm level are applied to the input nodes of the network and the predicted Electric Field strength values are given by the output node. The corresponding outputs of the input coordinate values are firstly converted to the units of received power (dB), and

then they are sketched as a contour diagram (Figure-7) representing the cross-section radiation pattern of the WLAN AP.

The predicted coverage figure shows a linear propagation varying between -64.6 dB and -68.6 dB power values. In several attempts, it was noticed that various types of WLAN adapters could access to the system even below the -70 dB threshold. Thus, in a range of 27m, the radiating WLAN AP can almost cover the whole corridor to satisfy up to a 54 Mbps communication with a IEEE 802.11g compliant WLAN Adapter [9]. However, actual throughput may vary based upon numerous environmental factors and the efficient communication data rate can not be achieved for low power level points as shown in the figure 7. Moreover, this electromagnetic coverage does not lead to an electromagnetic pollution due to the low power levels. [10]

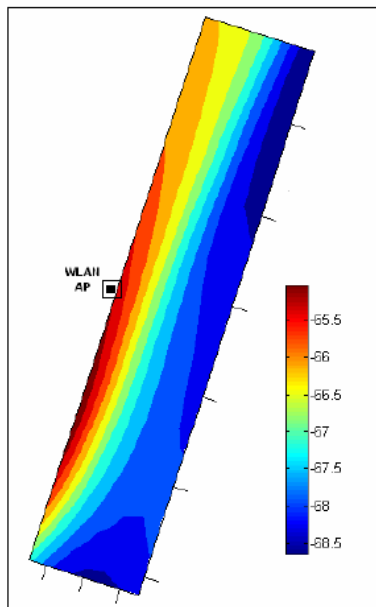


Figure 7. ANN Prediction of Received Power (dB) Values at 100 cm Height Level

#### Comparison of ANN Prediction and Kriging Interpolation Method

The electromagnetic coverage in the propagation environment now can be modelled by both ANN Prediction and Kriging Interpolation Method. To compare these approaches, 10 coordinate values are set as the inputs of each model. Half of the coordinates are selected randomly. The Comparison is given Table 1.

Both of the models have the similar error values. ANN prediction uses a Back-propagation algorithm, updating itself by optimizing the weight matrices to enable a three-dimensional (3D) query. On the other hand, Kriging can only do a 2D interpolation to predict the coverage.

#### 7. CONCLUSION

In this study 3D electromagnetic coverage and electromagnetic pollution modelling with Artificial Neural Network (ANN) using Back Propagation Algorithm is realized and modelled in GIS environment. Algorithms for coverage prediction are investigated. The comparison of the

algorithm results are shown. Additionally a Geograph Information System (GIS) providing 3D propagative environment modelling the number, position and transmitt power of access points, electromagnetic coverage, radiation level values, is proposed. As a result the proposed GIS system with ANN prediction help a telecom R designer to make queries about the current electromagnetic coverage and pollution analysis in a given propagative environment and helps to determine the communication signal quality.

#### REFERENCES

- [1] Kavas, A., October 2003., Investigation Of Indo-Propagation Models at 900 1800 and 1900 MHz Bands, *WSEAS Transactions on Communication* Issue 4, Volume 2, pp.444-447.
- [2] Bulucu, U., Kavas, A., February 2004, WLA Propagation Path Loss Prediction at 2.4 GHz" *4 WSEAS International Conference on Electronic Hardware, Wireless & Optical Communication* Salzburg, Austria, pp. 432-435.
- [3] Worboys M., May 2004, *GIS : A Computational Perspective*, pp.xi.
- [4] Rappaport, T.S., 1996, *Wireless Communication Principles and Practice*. Prentice-Hall, Inc, p 78-79.
- [5] Nichols, R., Lekkas, P., 2002, *Wireless Security Models, Threats, and Solutions*. pp.329-330.
- [6] U.S. Geological Survey, [http://erg.usgs.gov/isb/pubs/gis\\_poster/](http://erg.usgs.gov/isb/pubs/gis_poster/) (accessed 22 February 2007).
- [7] Bratt S., Booth B., September 2004, *Using ArcGIS 3D Analyst*, pp.73-75.
- [8] Yang X., July 2005, *Implementing of Neural Network Interpolation in ArcGIS and Case Study for Spatial- Temporal Interpolation of Temperature*, Master Project, University of Texas, Dallas, USA.
- [9] Cisco Aironet 1100 Series Access Point Data Sheet, 2006 [http://www.cisco.com/en/US/products/hw/wireless/ps4570/products\\_data\\_sheet09186a00800f9ea7.html](http://www.cisco.com/en/US/products/hw/wireless/ps4570/products_data_sheet09186a00800f9ea7.html) (accessed 28 March 2007)
- [10] Cleveland R., Ulcek J., August 1999 *Questions and Answers About Biological Effects and Potential Hazards of Radiofrequency Electromagnetic Fields, Oet Bulletin 56 Fourth Edition, Office of Engineering and Technology Federal Communications Commission Washington, D.C., USA*

Table1. Comparison of ANN and Kriging Interpolation method.

Point No	INPUT			OUTPUT			ERROR		ANN-POWER (dB)
	X (m)	Y (m)	Z (m)	ANN (V/m)	KRIGING (V/m)	TARGET (V/m)	ANN (V/m)	KRIGING (V/m)	
Random 1	416814,487	4547073,162	94,2	0,2049	-	-	-	-	-68,5843
Random 2	416817,061	4547082,573	94,8	0,2697	-	-	-	-	-66,2003
Random 3	416818,87	4547091,062	95,1	0,3347	-	-	-	-	-64,325
Random 4	416819,488	4547093,249	95,32	0,3352	-	-	-	-	-64,3106
Random 5	416822,636	4547096,216	93,47	0,2148	-	-	-	-	-68,1747
41	416816,794	4547083,289	93,663	0,2864	0,3122	0,3	0,0136	-0,0122	-65,6777
302	416821,761	4547098,254	94,163	0,2648	0,3032	0,28	0,0152	-0,0232	-66,3599
440	416814,863	4547078,802	94,563	0,3113	0,2741	0,33	0,0187	0,0559	-64,9542
851	416821,054	4547087,103	95,313	0,1764	0,2017	0,19	0,0136	-0,0117	-69,889
1050	416824,856	4547102,405	96,063	0,2085	0,2409	0,22	0,0115	-0,0209	-68,4343

**ÖZGEÇMİŞ**

Doğum Tarihi	15.09.1981	
Doğum Yeri	Eskişehir	
Lise	1996-1999	Bandırma K.E.V. Özel Lisesi
Lisans	1999-2004	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2004-2007	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Müh. Anabilim Dalı Haberleşme Programı

**Çalıştığı Kurum(lar)**

2006-Devam Nortel Netaş Telekomünikasyon A.Ş.