T.C.
ERCİYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ULTRA GENİŞ BANT (UGB) KABLOSUZ SİSTEMLERİN VÜCUT İÇİ ORTAMLARDA KULLANIMI VE MESAFE ÖLÇÜM HATALARININ MODELLENMESİ

(Yüksek Lisans Tezi)

Hazırlayan
Memduh SUVEREN

Danışman
Yrd. Doç. Dr. Muzaffer KANAAN

Bu çalışma; Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından FYL-2014-5429 kodlu proje ve TÜBİTAK 2210-C bursu ile desteklenmiştir.

Temmuz 2015
KAYSERİ

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

Bu çalışmadaki tüm bilgilerin, akademik ve etik kurallara uygun bir şekilde elde edildiğini beyan ederim. Aynı zamanda bu kural ve davranışların gerektirdiği gibi, bu çalışmanın özünde olmayan tüm materyal ve sonuçları tam olarak aktardığımı ve referans gösterdiğimi belirtirim.



Memduh SUVEREN

YÖNERGEYE UYGUNLUK

"Ultra Geniş Bant (UGB) Kablosuz Sistemlerin Vücut İçi Ortamlarda Kullanımı ve Mesafe Ölçüm Hatalarının Modellenmesi" adlı Yüksek Lisans tezi, Erciyes Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi'ne uygun olarak hazırlanmıştır.

Tezi Hazırlayan
Memduh SUVEREN

Danışman
Yrd. Doç. Dr. Muzaffer KANAAN

Mekatronik Mühendisliği ABD Başkanı
Prof. Dr. Şahin YILDIRIM

Yrd. Doç. Dr. Muzaffer KANAAN danışmanlığında **Memduh SUVEREN** tarafından hazırlanan "**Ultra Geniş Bant (UGB) Kablosuz Sistemlerin Vücut İçi Ortamlarda Kullanımı ve Mesafe Ölçüm Hatalarının Modellenmesi**" adlı bu çalışma, jürimiz tarafından Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Mekatronik Mühendisliği** Anabilim Dalında **Yüksek Lisans** tezi olarak kabul edilmiştir.

23/07/2015

JÜRİ:

Başkan: Prof. Dr. Şahin YILDIRIM

Üye : Yrd. Doç. Dr. Ali ÖZEN

Üye : Yrd. Doç. Dr. Muzaffer KANAAN

ONAY:

Bu tezin kabulü Enstitü Yönetim Kurulunun 28/07/2015 tarih ve 2015/31-23 sayılı kararı ile onaylanmıştır.

28/07/2015

Prof. Dr. Kâzım KEŞLİOĞLU
Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ

Öncelikle çalışmalarımda bana her türlü destek olan, anlayışını ve sevgisini hiç esirgemeyen biricik eşim İkbal SUVEREN'e ve sevgili aileme canı gönülden teşekkür ederim.

Tez çalışmasının seçiminden sonuçlanmasına kadar bilgi birikimiyle bana destek olan, akademik bir personel yetiştirmenin bilinciyle hareket eden, disiplinli çalışma prensibiyle tez görüşmelerine sürekli vaktini ayıran danışman hocam Yrd. Doç. Dr. Muzaffer KANAAN'a teşekkürü bir borç bilirim.

Sağladığı motivasyonla tezi zamanında bitirmemde etkili olan, engin bilgi birikimi ve tecrübesiyle manevi desteklerini esirgemeyen iş arkadaşım Arş. Gör. Erdem ARSLAN'a, şekilsel düzenlemelerimde yardımlarını esirgemeyen, değerli vaktini hiç çekinmeden bana ayıran değerli arkadaşım Öğr. Gör. Zeynel Abidin KUŞ'a ve bu stresli süreçte sürekle yanımda olan aynı odayı paylaştığım arkadaşım Arş. Gör. Şaban ULUS'a teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca bu tez çalışmasına maddi destek veren Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi'ne (Proje kodu: FYL-2014-5429) ve 2010-C Öncelikli Alanlar Bursu ile tezi destekleyen Türkiye Bilimsel ve Teknik Araştırma Kurumu'na (TÜBİTAK) teşekkür ederim.

Memduh SUVEREN

Kayseri, Temmuz 2015

ULTRA GENİŞ BANT (UGB) KABLOSUZ SİSTEMLERİN VÜCUT İÇİ ORTAMLARDA KULLANIMI VE MESAFE ÖLÇÜM HATALARININ MODELLENMESİ

Memduh SUVEREN

Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü

Yüksek Lisans Tezi, Temmuz 2015

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Muzaffer KANAAN

ÖZET

Gelişen teknoloji ile birlikte Kablosuz vücut alan ağları (WBAN) hayatımızda yer almaya başlamıştır. WBAN'lar özellikle sağlık alanında; insanların uzaktan takibinde, sporcu aktivitelerinin izlenmesinde, kapsül endoskopisinde, elektronik ilaçları (*electronic pills*) vücut içinde hedeflenen yere taşımada (*targeted drug delivery*) vb. birçok uygulamada kullanılmaktadır. Bu ve benzeri implant uygulamalarında vücut içerisindeki implantın konumunun iyi bilinmesi uygulamaların sağlıklı bir şekilde gerçekleştirilmesi için çok önemlidir. Bu sebeple vücut içine yerleştirilmiş bir verici ile vücut yüzeyinde veya dışında bulunan bir alıcı arasındaki haberleşmede hassas mesafe ölçümüne (*ranging*) imkan tanıyabilen UGB (Ultra Geniş Bant) sinyaller kullanılmaktadır. Ancak vücut ortamının haberleşme için aşırı kayıplı olması sebebiyle mesafe ölçümünde hatalar meydana gelmektedir.

Bu çalışmada vücut modeli içine yerleştirilmiş bir verici ile vücut yüzeyi arasındaki mesafe ölçüm hataları modellenmiştir. Bunu yapabilmek için 2 senaryo kullanılmıştır. İlk senaryoda verici ile alıcı arasındaki mesafe ikisi arasındaki UGB sinyalin gecikmesiyle yani ulaşma zamanı (ToA) yöntemiyle hesaplanmıştır. UGB sinyalin gecikmesi kanalın çoklu yol özelliklerini bulmakta kullanılan CLEAN algoritması vasıtasıyla bulunmuştur. Diğer senaryoda ise vücut dışındaki noktalarda frekans spektrumunda elde edilen sinyal gücü (RSS) yapay sinir ağlarına giriş olarak verilmiş ve farklı ağların eğitilmesiyle mesafe kestirimi yapılmıştır. Her iki senaryoda elde edilen mesafe ölçüm hataları istatistiksel olarak modellenmiştir. İstatistiksel modellemede istatistiksel dağılımların uygunluğu Kolmogorov-Smirnov (K-S) ve Anderson-Darling (A-D) hipotez testleriyle ortaya konulmuştur. Son olarak iki yöntemin karşılaştırılması yapılmış olumlu ve olumsuz yönleri irdelenmiştir. Böylelikle

daha hassas implant konum tespiti için gelecekte yapılacak çalışmalara zemin hazırlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Ultra geniş bant (UGB), kablosuz vücut alan ağları, mesafe ölçüm hataları, istatistiksel hata modelleme, yapay sinir ağları.

ULTRA WIDE BAND (UWB) WIRELESS SYSTEMS IN IMPLANT BODY AREA NETWORKS AND MODELING OF THE DISTANCE MEASUREMENT ERROR

Memduh SUVEREN

Erciyes University, Graduate School of Natural and Applied Sciences

M.Sc. Thesis, July 2015

Supervisor: Asst. Prof. Dr. Muzaffer KANAAN

ABSTRACT

Wireless body area network (WBAN) is an important emerging area of wireless communication technologies. WBANs are used in healthcare applications, remote tracking of people, following sportsman activities, capsule endoscopy, transferring electronic pills to the targeted drug delivery location and so on. In this and other such applications a good knowledge of the location of the implant inside the body is very important. For this reason, ultra wide-band (UWB) signals allowing sensitive ranging are used in communication between a transmitter located inside the body and a receiver on the surface or outside the body. However because the body environment is lossy, errors occur in the distance measurement.

In this study, distance measurement errors between a receiver on the body surface and a transmitter which is located inside the body, are modeled. To do this, two scenarios are considered. For the first scenario, distance between receiver and transmitter was computed by the time of arrival (ToA). Time delay of UWB signal was found using the CLEAN algorithm which can be leveraged to explore the channel impulse response characteristics. For the second scenario, received signal strength (RSS) at various frequencies was used to train a neural network and obtain the distance estimate and the distance measurement errors. The measurement errors were modelled statistically. In statistical modelling, consistency of the statistical distributions was tested by using Kolmogorov-Smirnov (K-S) and Anderson-Darling (A-D) hypothesis tests. Finally, the two methods were compared. The study presented in this thesis presents a foundation for future studies in accurate in-body localization.

Keywords: Ultra Wide Band (UWB), Wireless Body Area Networks, Distance

Measurement Error, Statistically Error Modelling, Artificial Neural Networks.

İÇİNDEKİLER

ULTRA GENİŞ BANT (UGB) KABLOSUZ SİSTEMLERİN VÜCUT İÇİ ORTAMLARDA KULLANIMI VE MESAFE ÖLÇÜM HATALARININ MODELLENMESİ

Sayfa

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK SAYFASI ii
YÖNERGEYE UYGUNLUK SAYFASI iii
KABUL VE ONAY SAYFASI iv
ÖNSÖZ v
ÖZET vi
ABSTRACT viii
İÇİNDEKİLER x
KISALTMA VE SİMGELER xii
TABLOLAR LİSTESİ xiv
ŞEKİLLER LİSTESİ xv

GİRİŞ 1

1. BÖLÜM

VÜCUT İÇİNDE UGB SİSTEMLERİN KULLANIMI VE KANAL ÖZELLİKLERİ

1.1. UGB Kavramı ve Özellikleri 7
1.2. WBAN Kavramı 10
1.3. İnsan Vücudunun Elektromanyetik Özellikleri 12
1.3.1. Vücut Modeli Çeşitleri 14

2. BÖLÜM

SİMÜLASYON ORTAMI

2.1. İnsan Vücut Modelinin Oluşturulması.....16
2.2. EM Dalga Yayılımının Vücut içi Ortamlarda Hesaplanması.....18
2.3. Simülasyon Senaryolarının Oluşturulması 21
2.3.1. UGB Anten Parametreleri ve Anten Beslemesi.....21
2.3.2. UGB Anten'in Vücut İçine Yerleştirilmesi ve Ölçümlerin Yapılması.....23

3. BÖLÜM

CLEAN ALGORİTMASI İLE MESAFE ÖLÇÜM HATALARININ MODELLENMESİ

3.1. Ulaşma Zamanı Yöntemi ile Mesafe Ölçümü.....25
3.2. CLEAN Algoritması.....27

4. BÖLÜM

YAPAY SİNİR AĞLARI İLE MESAFE ÖLÇÜM HATALARININ MODELLENMESİ

4.1. Ulaşma Genliği Yöntemi ile Mesafe Ölçümü 41
4.2. Yapay Sinir Ağları 42
4.3. Yapay Sinir Ağları ile Mesafe Kestirimi 45

5. BÖLÜM

TARTIŞMA, SONUÇ VE ÖNERİLER

5.1. Tartışma 52
5.2. Sonuç ve Öneriler.....53

KAYNAKLAR.....55
ÖZGEÇMİŞ.....61

KISALTMALAR VE SİMGELER

KISALTMALAR

Kısaltma	İngilizce Karşılığı	Türkçe Karşılığı
AOA	Angle of Arrival	Ulaşma Açısı
BER	Bit Error Rate	Bit Hata Oranı
CDF	Cumulative Distribution Function	Kümülatif Dağılım Fonksiyonları
DARPA	Defense Advanced Research Projects Agency	
EM	Electromagnetic	Elektromanyetik
FCC	Federal Communications Commission	Federal Haberleşme Komisyonu
FDTD	Finite Difference Time Domain	Sonlu Farklar Zaman Modeli
FEM	Finite Element Method	Sonlu Elemanlar Metodu
FIE	Finite Integral Equation	Sonlu İntegral Eşitliği
GEV	Generalized Extreme Value	Genelleştirilmiş Uç Dağılımı
IR-UWB	Impulse Radio Ultra Wide Band	Ultra Geniş Bantlı Darbe Radyosu
MoM	Method of Moment	Momentler Metodu
PAN	Personal Area Network	Kişisel Alan Ağları
PL	Pathloss	Yol Kaybı
PML	Perfectly Matched Layer	
RMS	Root Mean Square	Karekök Ortalama
RSS	*Received Signal Strength*	Ulaşma Genliği
SAR	Specific Absorption Rate	Özgül Emilim Oranı
TOA	Time of Arrival	Ulaşma Zamanı
UWB	Ultra Wide Band	Ultra Geniş Bant
VHP	The Visible Human Project	Görsel İnsan Projesi
WBAN	*Wireless Body Area Network*	Kablosuz Vücut Alan Ağları
WLAN	Wireless Local Area Network	Kablosuz Yerel Alan Ağı
WMAN	Wireless Metropolitan Area	Kablosuz Metropol Alan Ağı
WPAN	Wireless Personal Area Network	Kablosuz Kişisel Alan Ağı

SİMGELER

α_i	: i. yoldan gelen sinyal genliği
B	: Bant genişliği
B_{frac}	: Bağıl bant genişliği
c	: Boş uzayda ışık hızı
d	: Vücut yüzeyi ile gözlem noktası arası mesafe
d_0	: Vücut yüzeyi ile anten arasındaki gerçek mesafe
$\hat{d}_0$	: Vücut yüzeyi ile anten arasında kestirilen mesafe
ε_r	: Bağıl dielektrik sabiti
ε_0	: Boş uzayın dielektrik sabiti
ε_∞	: Sonsuz frekanstaki dielektrik sabiti
f_A	: Alt kesim frekansı
f_C	: Merkez frekansı
f_U	: Üst kesim frekansı
n	: Yol kaybı üssü
PL_{dB}	: dB cinsinde yol kaybı
γ	: Mesafe ölçüm hatası
Δt	: Propagasyon gecikmesi
$\Gamma(\tau)$	: Korelasyon fonksiyonu
ρ	: Hipotez testlerinin olasılığı
τ_i	: i. yoldan gelen sinyal gecikmesi

TABLOLAR LİSTESİ

Tablo 1.1. Bazı vücut dokularının elektriksel özellikleri [33]..... 13
Tablo 3.1. Tüm derinliklerde mesafe ölçüm hata parametreleri..... 36
Tablo 3.2. K-S Testi ile mesafe ölçüm hatalarının dağılım fonksiyonlarına ait olma olasılıkları(ρ)……37
Tablo 3.3. A-D Testi ile mesafe ölçüm hatalarının dağılım fonksiyonlarına ait olma olasılıkları (ρ) ……..……38
Tablo 3.4. Tüm anten derinlikleri için GEV parametreleri 40
Tablo 4.1. YSA ağlarının mesafe ölçüm hatalarının parametreleri 47
Tablo 4.2. K-S Testi ile mesafe ölçüm hatalarının dağılım fonksiyonlarına ait olma olasılıkları (ρ)……..…… 49
Tablo 4.3. A-D Testi ile mesafe ölçüm hatalarının dağılım fonksiyonlarına ait olma olasılıkları (ρ) 49
Tablo 4.4. Tüm anten derinlikleri için GEV parametreleri 51

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. UGB Sinyallerin Bant Genişliği Gösterimi 8
Şekil 1.2. Bazı kablosuz sistemlerin spektrumu [28] 9
Şekil 1.3. FCC'nin tıbbi alanda UGB güç seviyesindeki kısıtlaması 9
Şekil 1.4. IEEE 802.15 Çalışma grupları 10
Şekil 1.5. WBAN'ın Genel yapısı 11
Şekil 1.6. Vücut Phantomları (a) katı phantom (b) Sıvı phantom [37] 15
Şekil 2.1. Varipose vücut modeli (a) İskelet modeli (b) voxel modeli 17
Şekil 2.2. Kırpılmış vücut modeli 18
Şekil 2.3. (a) Hücrelere bölünmüş bir malzeme (b) Yee Hücresi [45] 19
Şekil 2.4. Eliptik dipol anten ve boyutları 22
Şekil 2.5. Anten girişine uygulanan UGB sinyalin zaman- frekans uzayında gösterimi .. 22
Şekil 2.6. Antenin Vücut içindeki Konumu 23
Şekil 2.7. Ölçüm yapılan Sensörlerin yerleştirilmesi 24
Şekil 3.1. Çoklu yol kanal etkilerinin şematik gösterimi 26
Şekil 3.2. CLEAN Algoritması akış diyagramı 28
Şekil 3.3. Anten girişindeki güç yoğunluğu 30
Şekil 3.4. Gözlemlenen güç yoğunluğu 30
Şekil 3.5. Kanal dürtü yanıtı 31
Şekil 3.6. CLEAN Algoritmasının Performansı 31
Şekil 3.7. 42 mm anten derinliği için kanal dürtü cevabı 32
Şekil 3.8. Anten derinliğine bağlı ε_r modeli 33
Şekil 3.9. Mesafe kestiriminde yapılan işlemlerin blok diyagramı 34
Şekil 3.10. 44 mm anten derinliği için mesafe ölçüm hatası 35
Şekil 3.11. 44 mm anten derinliği için 3 farklı dağılım fonksiyonunu karşılaştırma 39
Şekil 4.1. Basit bir nöron yapısı [61] 43
Şekil 4.2. YSA'nın basit bir hücre yapısı [62] 43
Şekil 4.3. YSA'nın şematik gösterimi 44
Şekil 4.4. YSA ile Mesafe kestiriminin blok diyagramı 45
Şekil 4.5. (a) CFB için (b) FFB için (c) EB için ağ yapısı 46
Şekil 4.6. FFB mesafe kestirim sonuçları 48
Şekil 4.7. 56 mm anten derinliği için 3 farklı dağılım fonksiyonunu karşılaştırma 50

GİRİŞ

İnsan merkezli haberleşme ve kablosuz vücut alan ağları (*Wireless Body Area Network; WBAN*) günümüzde üzerinde yoğun çalışmaların yürütüldüğü popüler alanlardandır. Kablosuz vücut alan ağları insan vücudunun üzerinde veya içinde (implant şeklinde) konumlanmış sensörlerden oluşan çok düşük güçlü, kısa menzilli ağlardır [1]. WBAN ağları eğlence/oyun sektöründen, askeri uygulamalara, uzaktan takip sistemlerinden akıllı ev uygulamaların kadar geniş yelpazede kullanılmaktadır.

WBAN teknolojisinin kullanıldığı önemli alanlardan bir tanesi de sağlık [2-5] uygulamalarıdır. Sporcuların spor aktivitelerinin takibinden, kronik şeker ve kalp yetmezliği gibi hastalıkların uzaktan takibine, endoskopik kapsül ile vücut içi görüntülemeden [6], otomatik ilaç salım uygulamalarına [7] kadar birçok vücut içi ve vücut üzeri medikal uygulamasında vücut içine veya üzerine yerleştirilen vericiler, verileri vücut dışındaki alıcılara kablosuz bir şekilde iletmektedir [8]. Bu şekilde insan merkezli haberleşme, kablosuz vücut alan ağları kapsamında incelenmektedir. Tüm bu uygulama alanları dikkate alındığında WBAN teknolojisi, kullanılacak olan sensörlerin hafif, küçük boyutlu, ultra düşük güç tüketen, az karmaşıklığa sahip olmasıyla ilgilenir.

WBAN'lar için vücut içi (*in-body*), vücut üzeri (*on-body*) ve vücut dışı (*off-body*) haberleşme olmak üzere 3 farklı senaryo söz konusudur [9]. Vücut içi haberleşmede implant cihazları vasıtasıyla haberleşme yapılırken, vücut üzeri ve vücut dışı haberleşmede vücuda giyilebilir sensörler ile haberleşme yapılmaktadır. Bu tür haberleşme için en elverişli iletişim tekniklerinden birisi hiç şüphesiz ultra geniş bant (*Ultra Wide Band; UWB*) teknolojisidir [10]. UGB teknolojisi, tıbbi implant ile vücut dışındaki alıcılar arasındaki haberleşmeyi büyük oranda mümkün kılmaktadır [11]. UGB teknolojisinin sağladığı düşük güç tüketimi, yüksek veri iletim hızı ve düşük kompleksliğe sahip verici ve alıcı yapıları gibi özellikleri sayesinde, UGB sinyaller vücut içi ve üzeri haberleşmede tercih edilmektedir [8,12]. UGB teknolojisinin sağladığı bir diğer işlev de hassas mesafe ölçümüdür. Bu teknolojinin doğası gereği,

kablosuz sinyaller ile mesafe ölçüm probleminde, temel hata kaynaklarından biri olan çoklu yol (*multipath*) bileşenlerinin çözümlenmesi daha kolay olmaktadır. Bu da UGB teknolojisinin mesafe ölçümündeki (*ranging*) başarısının altında yatan temel etkendir.

WBAN kapsamında vücut içine gönderilen bir minik robotun veya endoskopik kapsülün, vücut içerisinde hedeflenen bir görevi yerine getirirken sürekli olarak çevresiyle etkileşim halinde olması ve çevresinden aldığı bilgileri dış ortama aktarması beklenir[13]. Vücut içinden dış ortama aktarılan bu bilgilerin anlam kazanabilmesi için minik robotun bilgiyi gönderdiği o anki konumunun da bilinmesi gerekebilir. Bu konum bilgisine ulaşabilmek için kullanılan tekniklerden birisi mesafe ölçümüdür.

Mesafe ölçümü ile konum tespitinde, mesafe ölçümlerinin hassas bir şekilde yapılması konum tespitinin yüksek hassasiyette yapılmasını sağlayacaktır [14]. Örneğin ağız yoluyla vücut içine gönderilen bir endoskopi kapsülünün, sindirim sistemindeki yolu takip ederek mide ve bağırsak iç duvarlarına ait resimleri dış ortama aktardığı çalışmalar mevcuttur [6]. Kapsül endoskopisinin kullanılması, özellikle uzunluğu nedeni ile muayenenin ve terapötik manevraların beceri istediği ince bağırsak gibi bölgelerde kanama ve tümör gibi hastalıkların teşhis edilmesinde alternatif bir yöntem olmaktadır [15]. Böyle bir senaryoda kapsülden alınan hastalığa ait resimler ile o anki hesaplanan konum bilgisinin beraber elde edilmesi, sadece hastalığın teşhisini kolaylaştırmayacak, aynı zamanda hastalığın meydana geldiği bölgenin tespitini de sağlayacaktır. Böylece konumu belirlenen tümörün veya kanamanın tedavisi için bir sonraki aşama ameliyat olacaktır. Tümörün konumunun tespiti ameliyatı yapacak cerrahın hastalığın olduğu bölgeyi daha önceden hassas bir şekilde bilerek operasyonunu gerçekleştirmesini sağlayacaktır. Bu da ameliyat riskini azaltıp ameliyat süresinin kısalmasını sağlayacaktır. Bu tez kapsamında vücut içinde bulunan buna benzer vericilerin konum tespiti probleminin çözülmesine yardımcı olacak mesafe ölçümü konusu çalışılmıştır.

Vücut içindeki bir verici ile vücut üzerinde veya dışında bulunan bir alıcı arasındaki mesafenin kestirilmesinde radyo sinyallerine ait özellikleri ölçen sensörlerden faydalanılmaktadır. Sensörler yardımıyla ölçülen sinyale ait özellikler konum metrikleri (*location metrics*) olarak adlandırılır [16]. Yaygın kullanılan konum metrikleri; Ulaşma Açısı (*Angle of Arrival; AOA*), Ulaşma Genliği (*Received Signal Strength; RSS*) ve Ulaşma Zamanıdır (*Time of Arrival; TOA*) [17,18]. Burada RSS ve TOA konum metrikleri kullanılarak alıcı ve verici arasındaki mesafe hesaplanabilmekte,

ardından bilinen referans noktaları vasıtasıyla da vericinin konumu tespit edilebilmektedir.

Vücut içerisindeki implant cihazın vücut yüzeyindeki veya vücut dışındaki herhangi bir nokta ile arasındaki mesafe ölçümünün yapılmasında bir takım engeller vardır. Bu engellerin başında elektromanyetik (EM) dalgaların içinden geçtiği ortamın yani kanalın davranışı vardır. Burada kanal yapısı statik veya dinamik olarak karşımıza çıkabilir. Vücut ve çevresindeki ortamda bir hareket yoksa statik (hareketli olmayan) kanaldan söz edilebilir. Ancak vücudun kendisinden kaynaklanan doğal hareketleri (kalp atımı, kan dolaşımı vb), vücut üzerindeki hareketleri (titreme, terleme vb) göz önüne alındığında kişinin bulunduğu ortam statik olsa bile kanal koşulları dinamik olarak değişecektir.

Bir diğer engel insan vücudunun homojen bir yapıda olmaması ve her bir dokunun EM özelliklerinin (elektriksel iletkenlik, bağıl dielektrik katsayısı vb.) birbirine göre farklılık göstermesidir. Bu parametreler, dokuların içinden geçen radyo dalgalarının frekansına bağlı olarak değişmektedir. UGB sinyallerin geniş bir spektrumda yer alması sebebiyle haberleşme esnasında farklı frekans bileşenleri farklı şekillerde iletilir ve böylece kanalın davranışı frekansın bir fonksiyonu haline gelir. Bu sebeplerden ötürü insan vücudu UGB sinyallerin analizi için aşırı karmaşık bir ortamdır. Böylesine karmaşık bir ortamda vücut içine yerleştirilen bir vericinin; vücut üzerindeki veya dışındaki bir alıcı ile sağlıklı bir iletişim yapabilmesi için alıcı ve verici arasındaki kanalın doğru bir şekilde modellenmesi gerekmektedir. Kanalda, vücut dokularının aşırı kayıplı olması, özelliklerinin frekansa bağlı olması, homojen olmaması ve düzgün geometride olmaması mesafe ölçümünde hatalara sebep olmaktadır.

UGB sinyallerin vücut içi ortamlarda kullanılmasına yönelik çalışmalarda, çoğunlukla sonlu farklar yöntemiyle sayısal vücut modelleri üzerinde yapılan çalışmalar ve vücut özelliklerini yansıtan deneysel modeller (*phantom*) üzerinde yapılan çalışmalar göze çarpmaktadır. WBAN kapsamında kullanılan UGB sistemlerde gerek sayısal modellerle olsun gerekse deneysel modellerle olsun yapılan çalışmalar aşağıda özetlenmiştir.

Khan ve arkadaşları UGB implant anten kullanarak vücut dışındaki (*off-body*) kanal üzerinde deneysel çalışma yürütmüşlerdir [19]. Vücut üzerinde farklı 9 bölgeye yerleştirdikleri UGB verici antenler ve 1m ileriye yerleştirdikleri alıcı anten arasındaki yol kaybını (*pathloss; PL*) arada engel varken ve engel yokken her iki durumda da

modellemişlerdir. Wang ve arkadaşları ise vücut üzerinde göğüs ve bel arasındaki kanal performansını ve UGB haberleşmeyi sonlu farklar zaman modeli (*Finite Difference Time Domain; FDTD*) yöntemini kullanarak incelemişlerdir [20]. Bu çalışmalarında 3.1–10.6 GHz bant aralığındaki UGB sinyalini kullanarak 35 farklı vücut pozisyonu için kanal karakteristiğini ve performansını ortaya koymuşlardır.

Zhang ve Li yaptıkları çalışmada UGB sinyallerin vücut üzerindeki yayılımını (*propagasyon*) ve kanal performansına etkilerini incelemişlerdir. Bu çalışmalarında IR-UWB (Impulse Radio Ultra Wide Band) sinyallerini kullanmışlardır ve UGB anten girişine 3 farklı dalga biçimi uygulayarak kanal performansına etkilerini incelemişlerdir. Vücut üzerine yerleştirdikleri bir verici anten ve çok sayıda alıcı anten arasındaki kanalın yol kaybını ve gecikme dağılımını ortaya koymuşlardır. Ayrıca alıcı ve verici antenlerde farklı modülasyon teknikleri uygulayarak bunların kanal performansını ve BER (*Bit Error Rate*) oranlarını karşılaştırmışlardır.

Zasowski ve arkadaşları insan kafası üzerinde iki kulak arasındaki haberleşmeyi ve buradaki kanalın haberleşmeye etkileri üzerinde çalışma yapmışlardır [21]. Bu çalışmalarında 4.9-6 GHz bandındaki UGB sinyalleri boş ve yankısız bir odada 4 farklı insan kafasına ve bir deneysel kafa modeli üzerine uygulayarak kafa üzerindeki ve içindeki yayılımı ortaya koymuşlardır. Dokuların aşırı kayıplı olması ve sinyalleri büyük oranda zayıflatması sebebiyle iki kulak arasındaki iletişimin kafa üzerinde yansımalarla ve kırılmalarla olduğunu ortaya koymuşlardır.

Abbasi ve arkadaşları dinamik olarak değişen vücut üzeri kanalda yaptıkları deneysel çalışmalarında kanalı istatistiksel olarak modellemişlerdir [22]. Vücut üzerinde bel-kafa, bel-kol, bel-gövde ve bel- ayak arasındaki 4 farklı kanalı vücut hareketlerini de dikkate alarak hem yol kaybı açısından hem de RMS gecikme dağılımı (Root Mean Square; *RMS Delay Spread*) açısından istatistiksel olarak ortaya koymuşlardır. Bu çalışmalarında bel-kol arası kanal senaryosunda kolun hareketlerine bağlı olarak istatistiksel modellerin doğruluğunda bir azalma olduğu, diğer durumlarda RMS gecikme dağılımının istatistiksel olarak log-normal dağılıma uyduğu sonucuna varmışlardır.

Khaleghi ve Balasingham vücut içinde bir UGB anten kullanarak farklı anten derinlikleri için yol kaybını ve yakın alan etkilerini incelemişlerdir [23]. Bu çalışma esnasında vücut dokularının elektromanyetik özelliklerini içeren zaman domeninde sonlu integral eşitliği (*Finite Integral Equation; FIE*) metodunu kullanmışlardır.

1-6 GHz bant aralığındaki UGB sinyalinin vücut içinde oluşturduğu yakın alan etkisini ve vücut dışındaki normalize edilmiş uzaklıklardaki yol kayıplarını ortaya koymuşlardır. Yine bir başka çalışmalarında sayısal insan vücudu modeline düzlem dalga şeklinde UGB sinyal göndermişler ve vücut içinde farklı polarizasyonda yerleştirilmiş anten üzerindeki etkilerini incelemişlerdir [24]. Ayrı ayrı 100-1000MHz ve 1-5GHz UGB bantlarının kullanıldığı bu çalışmalarında antenin vücut içindeki derinliğine bağlı olarak vücut içindeki ortalama enerji yoğunluğunu ve RMS gecikme dağılımını hem anten polarizasyonuna hem de UGB frekans aralığına karşı değişimini ortaya koymuşlardır

Literatürdeki bu çalışmalar incelendiğinde WBAN senaryolarındaki UGB konusundaki çalışmaların büyük çoğunluğunun vücut üzeri ve vücut dışı haberleşme konusunda yapıldığı görülmüştür. Bu yüzden bu tez kapsamında literatüre vücut içi haberleşme ve mesafe ölçümü konusunda yeni araştırmaların eklenmesi amaçlanmıştır. Tezin diğer bölümlerinde yapılanlar aşağıda özetlenmiştir.

Birinci bölümde vücut içerisinde kullanılan UGB sinyallerinin özellikleri, performans ve kısıtlamaları temel olarak anlatılmıştır. Ardından WBAN'ın genel yapısı üzerinde durulmuş ve uygulamalarından bahsedilmiştir. Son olarak bu bölümde WBAN kapsamında insan vücudunun EM özellikleri, UGB sinyallerle etkileşimi ve sayısal hesaplamalarda kullanılan vücut modelleri üzerinde durulmuştur.

İkinci bölümde genel olarak simülasyon ortamından, kullanılan yöntem ve şartlardan bahsedilmektedir. Bu bölümde, kullanılan matematiksel vücut modeli, model içine yerleştirilen UGB anten, kabul edilen simülasyon şartları ve mesafe kestiriminde kullanılacak senaryolar irdelenmiştir.

Üçüncü bölümde, vücut içi kanalın çoklu yol özelliklerini zaman uzayında modellemeye yarayan CLEAN algoritmasının çalışma mantığı üzerinde durulmuştur. CLEAN algoritması vasıtasıyla vücut içine yerleştirilen bir vericinin mesafe kestirimi Ulaşma zamanı (*Time of Arrival*) yöntemiyle elde edilmiştir. Ardından mesafe ölçüm hatalarının istatistiksel modelini oluşturmak için istatistiksel dağılım fonksiyonları ile ilişkisi Kolmogorov-Smirnov (K-S) ve Anderson-Darling (A-D) hipotez testleriyle ortaya konulmuştur.

Dördüncü bölümde Yapay Sinir Ağı (*YSA*) tekniği kullanılarak elde edilen mesafe ölçümleri ele alınmış ve bunlarla alakalı hata modelleri geliştirilmiştir. Burada farklı YSA ağları üzerinde kanalın giriş ve çıkışları frekans uzayında verilerek YSA ile

mesafe kestirimi ve buna bağlı mesafe ölçüm hataları elde edilmiştir. YSA ağ tiplerine göre mesafe ölçüm hatalarının karşılaştırılması bu bölümde yapılmıştır. Yine mesafe ölçüm hatalarının istatistiksel modelini oluşturmak için istatistiksel dağılım fonksiyonları ile ilişkisi Kolmogorov-Smirnov (K-S) ve Anderson-Darling (A-D) hipotez testleriyle ortaya konulmuştur.

Beşinci ve son bölümde CLEAN algoritması ve YSA teknikleri vasıtasıyla elde edilen mesafe ölçüm hataları, istatistiksel dağılım fonksiyonları ve her iki senaryo ile elde edilen sonuçların karşılaştırması yapılmıştır. Ayrıca tez çalışmasında yapılanlar özetlenerek ilgili alanda gelecekte ne tür çalışmaların yapılabileceği irdelenmiştir.

1. BÖLÜM

VÜCUT İÇİNDE UGB SİSTEMLERİN KULLANIMI VE KANAL ÖZELLİKLERİ

Bu bölümde WBAN kapsamında kullanılan UGB sinyallerin genel özellikleri, performansı ve kısıtlamaları irdelenmiştir. Ayrıca bu bölümde, UGB sinyallerin vücut içi kanal koşulları dikkate alındığında vücut içi ortamlarda kullanımı, RSS ve TOA konum metrikleriyle mesafe ölçümü ve kanal modellemede kullanılan yöntemler incelenmiştir.

1.1. UGB Kavramı ve Özellikleri

Geniş bantlı kablosuz haberleşme kavramı ilk 1960'lı yıllarda ortaya atılmış ve zamanının popüler konularından biri olmuştur [25]. Daha sonra Gerald F. Ross 1973 yılında temel bantta (*baseband*) darbe sinyallerin iletilmesi ve alınması çalışmasıyla UGB haberleşmesi alanında ilk patenti almıştır [26].Daha sonra geniş bantlı sistemlerin hassas konumlandırma kapasitesi sayesinde özellikle askeri alanlarda UGB radar uygulamaları yapılmıştır. "Ultra Geniş Bant" kavramı ise ilk olarak 1990 yılında DARPA (*Defense Advanced Research Projects Agency*) tarafından ortaya atılmıştır. UGB alanındaki çalışmalar o günden günümüze kadar devam etmiş olsa da günümüzde kullanılan kimliğini ilk olarak 2002 yılında ABD'de görev yürüten FCC (*Federal Communications Commission*) tarafından kazanmıştır.

Literatürde UGB kavramı;"impulse", "kısa darbe", "sinüzoidal olmayan", "taşıyıcısı olmayan (*carrierless*)", "zaman domeni" ve "süper geniş bant" olarak da anılmaktadır. FCC'nin dünya genelinde kabul edilen UGB tanımı ise aşağıda verilmiştir.

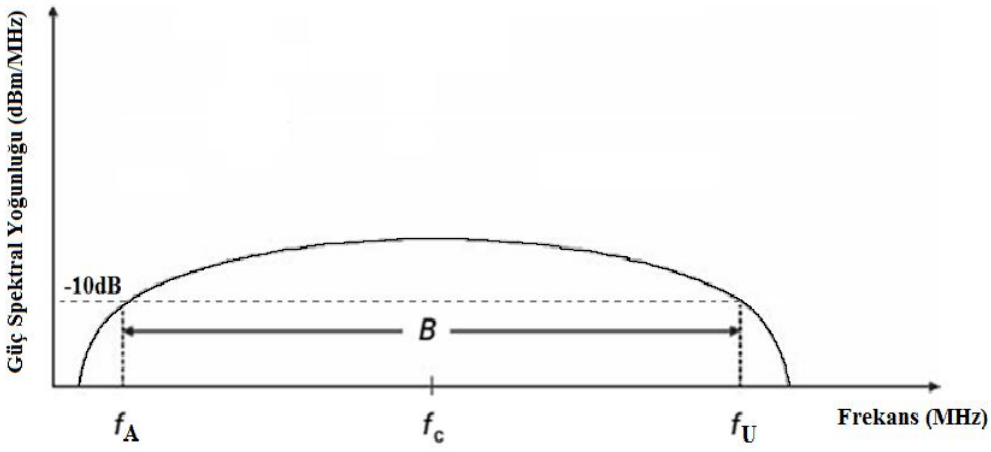
$$B = f_U - f_A > 500\text{MHz} \tag{1.1}$$

$$f_C = \frac{f_U + f_A}{2} \tag{1.2}$$

Denklem 1.1 ve Denklem 1.2'de B bant genişliği, f_C merkez frekansı, f_L ve f_U sinyalin -10dB zayıfladığı noktadaki alt ve üst kesim frekanslarını ifade etmektedir ve Şekil 1.1 de gösterilmiştir. UGB tanımında kullanılan bir diğer parametre bağıl bant genişliği (*Fractional Bandwidth*) ise Denklem 1.3'te verilmiştir.

$$B_{frac} = \frac{2(f_U - f_A)}{f_U + f_A} > 0.2 \tag{1.3}$$

Denklem 1.3'te B_{frac} bağıl bant genişliği şartını göstermektedir. Bu bilgiler ışığında, bir sinyalin ultra geniş bant şeklinde adlandırılabilmesi için merkez frekansı $f_C > 2.5$GHz durumunda bant genişliğinin Denklem 1.1'deki gibi 500 MHz'den büyük olması, $f_C < 2.5$ GHz durumunda bağıl bant genişliğinin Denklem 1.3'deki gibi 0,2'den büyük olması gerekmektedir [27].



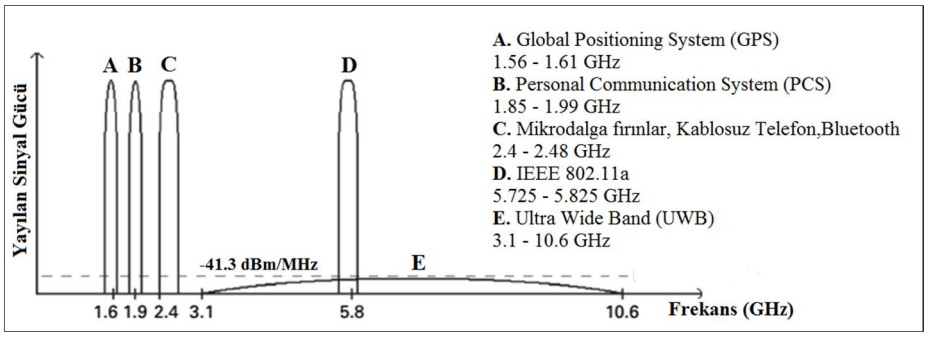
Şekil 1.1. UGB Sinyallerin Bant Genişliğini Gösterimi

UGB işaretlerde çok kısa süreli (*impulse*) dalga formları kullanıldığından frekans uzayında çok geniş bantlı bir spektrum oluşmaktadır. Bu sebepten UGB sistemler çok yüksek hızlarda kablosuz sinyal iletimini mümkün kılabilmektedir.

Geleneksel radyo sistemlerinin aksine UGB sistemlerde taşıyıcı olmaması yani RF karıştırma aşamasının olmaması sebebiyle alıcı kısmında lokal osilatör (*local oscillator*) kullanılmamaktadır. Bu da UGB sistemlerde alıcı ve vericilerin dar bantlı

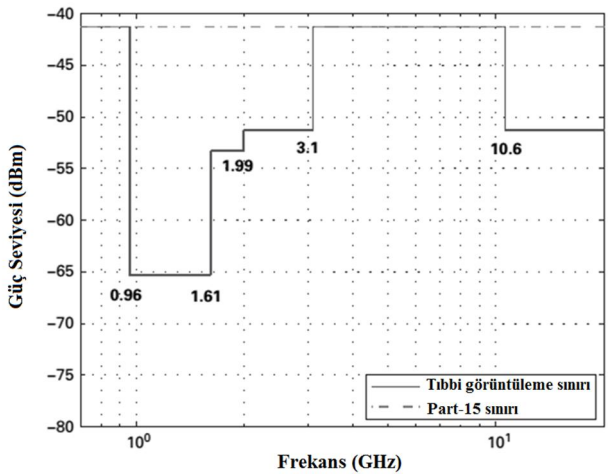
sistemlerin aksine karmaşık olmaması buna bağlı olarak da hem ucuz olmasını hem de düşük güç tüketimini sağlamaktadır.

UGB sistemlerin çok kısa süreli impulse dalga formları kullanması sebebiyle zaman uzayında çözünürlüğü yüksektir. Bu özelliği sayesinde UGB, hassas konumlandırma ve mesafe ölçümü sağlamaktadır. Ayrıca çoklu yol etkilerine karşı UGB sistemlerin dirençli olmasının altında bu çözünürlüğün yüksek olması yatmaktadır.



Şekil 1.2. Bazı kablosuz sistemlerin spektrumu [28]

UGB sinyaller için tahsis edilmiş frekans bandı Şekil 1.2'de de görüldüğü gibi ABD'de 3.1 GHz – 10.6 GHz olarak belirlenmiştir [27]. UGB sinyallerin geniş bant'a sahip olması güç seviyesinde bazı kısıtlamaları beraberinde getirmiştir. Şekil 1.2'de gösterildiği gibi UGB sinyallerin bu bant aralığındaki veya yakın bantlardaki diğer sistemleri etkilememesi için FCC tarafından güç seviyesinde sınırlamalar yapılmıştır. Bu sınırlama Şekil 1.3'de gösterilmiştir.



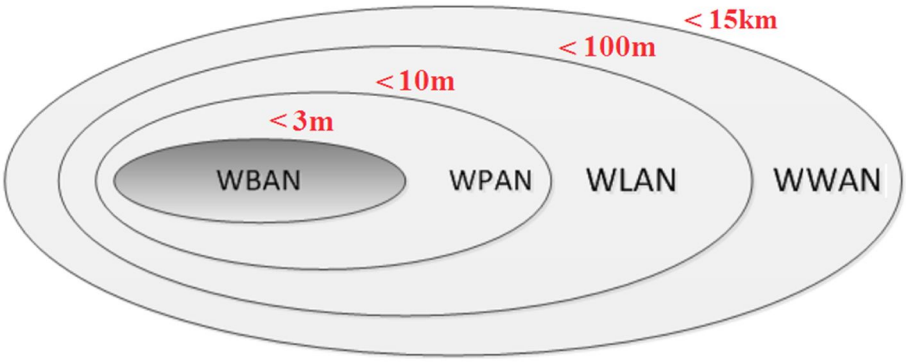
Şekil 1.3. FCC'nin tıbbi alanda UGB güç seviyesindeki kısıtlaması [28]

UGB'nin bina içinde, bina dışında, araç içinde ve sağlık uygulamalarında kullanımına karşılık FCC'nin ayrı ayrı düzenlemeleri ve kısıtlamaları bulunmaktadır. Ayrıca ABD, Avrupa ve Asya'da UGB'nin kullanılmasıyla ilgili düzenleme kuruluşunun farklı kısıtlamaları bulunmaktadır. Şekil 1.3'te sağlık uygulamalarındaki güç seviyesi sınırlamaları görülmektedir. Burada 3.1 GHz-10.6 GHz bandındaki limit -41.3 dBm/MHz olarak belirlenmiştir. Böylece UGB sinyallerin hem insan vücuduna vereceği zararları kısıtlanmıştır hem de aynı banttaki başka yayınlarla oluşacak girişimin önüne geçilmeye çalışılmıştır.

Sonuç olarak UGB sistemlerin ucuz, karmaşıklıktan uzak, düşük güç tüketen, hassas konumlandırma ve mesafe ölçümü sağlayan, aynı banttaki diğer frekanslardan etkilemeyen ve etkilenmeyen [29], yüksek çözünürlüklü ve çok yüksek veri hızına sahip sistemler olması sebebiyle WBAN uygulamalarında tercih edilmektedir. Özellikle vücut içi lokalizasyon ve mesafe ölçümünde UGB'nin tercih edilmesinin ve kullanılmasının ana sebebi burada bahsedilen özellikleridir.

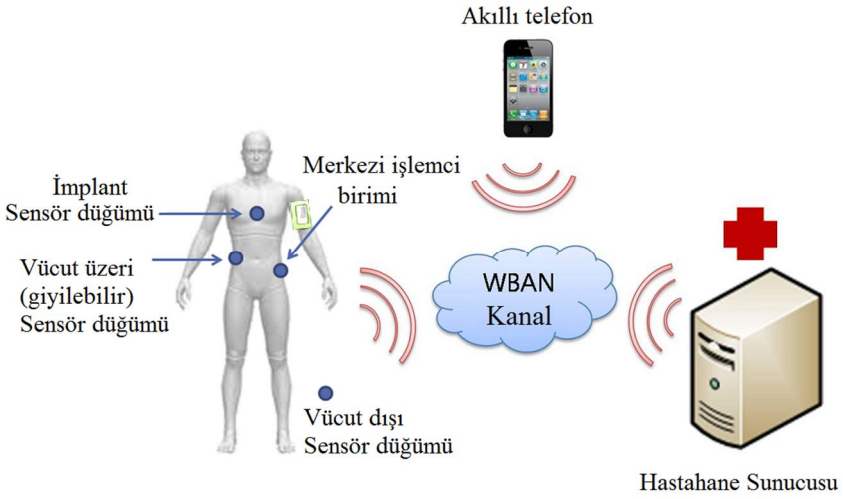
1.2. WBAN Kavramı

Kablosuz vücut alan ağı kavramı ilk olarak kişisel alan ağları (*Personal Area Network, PAN*) kapsamında ortaya atılmıştır [30]. Daha sonra IEEE 802 standardı içerisinde 15.6 (TG6) çalışma grubuna dâhil edilmiştir. Bu yüzden WBAN, IEEE 802 çalışma grubundaki kablosuz geniş alan ağı (Wireless *Wide Area Network, WWAN*), kablosuz yerel alan ağı (*Wireless Local Area Network, WLAN*) ve kablosuz kişisel alan ağı (*Wireless Personal Area Network, WPAN*), çalışma gruplarının bir uzantısıdır. Çalışma gruplarındaki bu ilişki Şekil 1.4'te gösterilmiştir.



Şekil 1.4. IEEE 802.15 Çalışma grupları

Şekil 1.4 incelendiğinde IEEE 802.15 çalışma grubunda bulunan ağların haberleşme kapsamları gösterilmiştir. Burada WBAN, vücudunda içinde bulunduğu yaklaşık 3 metre kapsama alanını içine alan kısa menzilli ve düşük güçlü bir ağdır. WBAN ağların genel amacı tıbbi uygulamalarda, hasta takibinde ve vücut merkezli elektronik cihazların haberleşmesinde sensörler ve eyleyiciler aracılığıyla vücudu kapsamaktır. WBAN ağları, eğlence-oyun sektöründen, asker, polis, itfaiyeci gibi kamu düzenini korumaya çalışan insanların tehlikeli görevlerde takibine kadar birçok uygulamada ve özellikle tıp alanında büyük oranda kullanılabilirliği mevcuttur. Şekil 1.5'te WBAN'ın genel yapısı gösterilmiştir.



Şekil 1.5. WBAN'ın Genel yapısı

Bir WBAN cihazı fiziksel olarak vücut yüzeyinde veya dışında ya da vücudun içinde olabilir. Şekil 1.5'te vücut üzerine yerleştirilen sensörler ve vücut içindeki implant cihazlarından alınan verilerin yine vücut üzerinde belde bulunan bir merkezi birime (hub), buradan da dış ortama aktarıldığı bir tıbbi WBAN senaryosu gösterilmiştir. Burada vücut üzerinden nabız, vücut sıcaklığı vb. bilgiler alınabilirken vücut içinden kan basıncı, kandaki şeker miktarı, elektrokardiyografi (*Electrocardiogram; ECG*) vb. bilgiler alınabilir. Bu senaryoda, bir hastanın ilgili hastalık parametresi gerekli durumlarda hastane veri tabanına veya sürekli kendi cep telefonuna gönderilebilmektedir.

İmplant cihazının vücut içinde olduğu senaryo göz önüne alınırsa vücuttaki organ ve dokularla uyumluluğu, vücuda zarar vermemesi diğer kablosuz ağlara göre sağlanması gereken önemli kurallardan birisidir. Bu yüzden implant cihazın biyo-

uyumlu malzemelerden yapılması ve temas halinde olduğu vücut dokularına akım akıtmaması beklenir.

Vücut dokularının yüksek iletkenliği sebebiyle vücut içinden geçen elektromanyetik dalgaları boş uzaya göre çok daha fazla zayıflatması, WBAN kapsamında karşılaşılan sorunların başında gelmektedir [31]. WBAN sistemlerinde karşılaşılan diğer sorunlar kanal modeli, düşük güçte sinyal iletme zorunluluğu, vücudun şekilsel etkileri, anten-vücut ilişkisi ve RF dalgaların vücut dokuları ile etkileşimi olarak özetlenebilir. Bu sorunların çözümlenmesi için temel gereksinim ise insan vücudunun doğru bir şeklide modellenmesi ve vücut ortamının elektromanyetik özelliklerinin tam anlamıyla anlaşılmasıdır.

1.3. İnsan Vücudunun Elektromanyetik Özellikleri

İnsan vücut dokularının elektriksel özellikleri daha önce birçok araştırmacı tarafından incelenmiştir. Dokuların elektriksel özellikleri, dokulara prob bağlanması suretiyle ölçülebildiğinden, canlı vücut dokuları üzerinde çalışma yapmak mümkün olmamaktadır [32]. O yüzden çoğu çalışmada yeni ölmüş hayvan dokuları ve insan otopsisi kullanılmıştır [33]. Bu alandaki en etkili çalışma, 10 MHz – 100 GHz frekans aralığındaki insan doku ve organlarının elektriksel özelliklerinin tablo yapılması ile ortaya konulması olmuştur [34].

Vücut dokuları farklı kalınlıklardaki, farklı dielektrik özelliği olan ve farklı karakteristik empedansa sahip dokulardan oluşmuştur. Örneğin deri, kas, böbrek ve karaciğer dokuları yüksek oranda su içerdiğinden daha yüksek dielektrik sabitine ve iletkenliğe sahip olabilirken, su miktarı daha az olan yağ ve kemik gibi dokulardaki dielektrik sabiti ve iletkenlik daha düşük olabilmektedir. Ayrıca kişinin yaşına bağlı olarak vücut dokularındaki su oranı da değiştiğinden bu parametrelerde de değişiklik olmaktadır.

Vücut dokularından geçen sinyallerin frekansına bağlı olarak, dokuların elektriksel özellikleri de değişmektedir. Dokulardaki bu elektriksel özelliklerin, sinyal frekansına bağlı olarak değişmesi; farklı frekanslarda sinyal sönümlenmesinin (*absorption*) ve merkez frekanslardaki kaymaların da (*central frequency shifting*) farklı olmasına sebep olmaktadır [35]. Tablo 1.1'de bazı dokuların 2.4 GHz ve 5 GHz frekanslarındaki dielektrik katsayısı, iletkenlik ve kayıp tanjantı gibi elektriksel özellikleri verilmiştir.

Dokuların elektriksel özellikleri genellikle dielektrik katsayısı ve iletkenlik ile tarif edilir. Dielektrik katsayısının frekansa bağlı değişimi Denklem 1.4'te 4 kutuplu Cole-Cole modeli ile gösterilmiştir [33].

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_{\infty} + \sum_{m=1}^{4} \frac{\Delta\varepsilon_m}{1 + (j\omega\tau_m)^{(1-\alpha_m)}} + \frac{\sigma_j}{j\omega\varepsilon_0} \tag{1.4}$$

Burada; ε_{∞} sonsuz (Tera Hertz) frekanstaki dielektrik katsayısı, ε_0 boş uzayın dielektrik katsayısı, σ_j iyonik iletkenlik ve ε_m, τ_m, α_m ise 4 farklı yayılma (*dispersiyon*) bölgesindeki materyal parametreleridir. Bu 4 farklı yayılma bölgesi α, β, γ ve yüksek frekanslardaki yayılma bölgeleridir. Burada α dispersiyonu düşük frekanslardaki iyonik difüzyonu, β dispersiyonu hücre zarında meydana gelen polarizasyonu ve γ dispersiyonu ise GHz mertebesinde suyun polarizasyonunu yansıtmaktadır [36].

Daha önceden vücut dokuları için hesaplanmış ve tablo haline getirilmiş Denklem 1.4'deki parametreler vasıtasıyla dielektrik katsayısının frekansa bağlı değişimi ortaya konulabilmektedir. Tablo 1.1'de farklı dokularda ve farklı çalışma frekanslarında verilen dielektrik katsayıları yine bu şekilde hesaplanmıştır [33].

Tablo 1.1. Bazı vücut dokularının elektriksel özellikleri [33]

	2.4 GHz			5 GHz		
Doku Adı	İletkenlik (S/m)	Bağıl Dielektrik Katsayısı	Kayıp Tanjantı	İletkenlik (S/m)	Bağıl Dielektrik Katsayısı	Kayıp Tanjantı
Aort	1.414	42.59	0.249	3.533	39.30	0.323
Bağırsak	1.999	53.97	0.278	4.585	49.72	0.331
Beyin	1.773	48.99	0.271	4.100	45.15	0.326
Böbrek	2.390	52.86	0.339	4.942	48.06	0.370
Deri (Kuru)	1.441	38.06	0.284	3.061	35.77	0.308
Deri (Islak)	1.562	42.92	0.273	3.574	39.61	0.324
Dil	1.766	52.70	0.251	4.268	49.00	0.313
Kalp	2.216	54.92	0.302	4.863	50.27	0.348
Kan	2.502	58.35	0.321	5.395	53.95	0.360
Karaciğer	1.653	43.12	0.287	3.828	39.26	0.351
Kas	1.705	52.79	0.242	4.045	49.54	0.294
Kemik (İlik)	0.093	5.31	0.131	0.234	5.04	0.167
Kemik (Kabuk)	0.385	11,41	0.252	0.962	10,04	0.345
Mide	2.167	62.24	0.261	5.157	57.89	0.320
Yağ	0.102	5.29	0.145	0.242	5.03	0.173

Neticede insan vücudunun büyük oranda sudan meydana gelmesi, vücudun boş uzaya göre çok daha fazla iletken özellikte olmasını sağlamaktadır. Bu da RF sinyalleri vücut içinde aşırı derecede zayıflatmaktadır. Ayrıca vücuttaki iskelet yapısı ve birçok etken dalgalarda kırılma ve yansımalara sebep olmaktadır. UGB sinyaller için durum çok daha kritik olmaktadır. Çünkü UGB sinyallerin çok sayıda frekans bileşenini ihtiva etmesi, elektriksel özellikleri frekansa bağlı olan dokuların, frekans bileşenlerini farklı şekillerde etkilemesine yol açacaktır. Tez kapsamında bu problemler, tüm doku özelliklerini yansıtan bir vücut modeliyle ve bu model içindeki EM dalgaların davranışını hesaplayan bir yazılım ile çözülmeye çalışılmıştır.

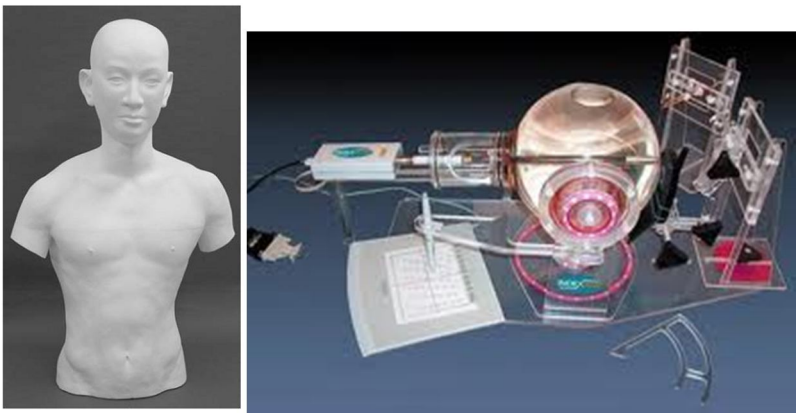
1.3.1 Vücut Modeli Çeşitleri

Vücut eksenli haberleşme ile ilgili gerek deneysel çalışmalarda gerekse nümerik çalışmalarda vücut modelleri kullanılmaktadır. Kullanılan bu vücut modelleri; katı, sıvı ve jel malzemelerden yapılan fiziksel vücut siluetleri *(phantom*) veya sayısal elektromanyetik kodları içine gömülmüş sayısal vücut siluetleri olarak karşımıza çıkmaktadır [37]. Fiziksel phantomlar biyolojik dokuların karakteristiklerini yansıtacak şekilde tasarlanmaktadır. Bu phantomlar ile amaç EM dalgaların insan dokuları ile etkileşimini ortaya koymaktır.

Katı phantomlar genellikle vücut içinde ve üzerinde EM dalgaların yayılımını modellemede ve EM dalgaların vücut dokularında oluşturacağı ısınma etkilerini yani SAR (*Specific Absorption Rate*) etkilerini ortaya koyarken kullanılmaktadır. Burada SAR, özellikle cep telefonu gibi haberleşme cihazlarının vücut dokularında oluşturacağı ısınma etkilerini belirlemekte kullanılan ve sağlık örgütleri tarafından değerleri sınırlanan bir parametredir. Katı phantomlar silikon kauçuk, seramik, grafit toz ve karbon fiber gibi karışımlardan oluşturulduğundan heterojen yapıya sahip olan insan vücudunu doğru bir şekilde yansıtmaktadır [38]. Şekil 1.6 (a)'da katı bir gövde phantomu görülmektedir.

Sıvı ve jel phantomlar ise yüksek oranda su içeren kas, beyin, deri vb. gibi dokuların simülasyonlarında özellikle SAR etkilerinin araştırılmasında kullanılmaktadır. Bu phantomlar su, tuz, sodyum klorit ve polietilen toz karışımları ile vücut dokularının dielektriksel özelliklerini belli bir frekans aralığında yansıtacak şekilde üretilmektedir. Ancak bu phantomlarda vücut dokuları homojen bir yapıda yansıtıldığı için çok gerçekçi sonuçlar gözlenemez. Şekil 1.6 (b)'de sıvı bir kafa phantomu görülmektedir.

Günümüzde EM dalgaların insan dokularıyla etkileşimi, fiziksel phantomlardan ziyade genellikle sayısal phantomlar vasıtasıyla ortaya konulmaktadır. Sayısal phantomlar hiç şüphesiz MRI (*Magnetic Resonance Imaging*) ve CT (*computed tomography*) gibi tıbbi görüntüleme teknolojilerindeki gelişmelere paralel olarak yaygınlaşmaya başlamışlardır. Sayısal phantomlar, voxel olarak adlandırılan 3 boyutlu binlerce pikselin birleşmesinden meydana gelmektedir. Bu yüzden "voxel modeller" olarak da adlandırılmaktadırlar.



(a) (b)

Şekil 1.6. Vücut Phantomları (a) katı phantom (b) Sıvı phantom [37]

Bazı araştırmacılar özellikle cep telefonunun SAR etkilerinin belirlenmesi amacıyla sadece kafa bölgesinin voxel modelini ortaya koyarken bazı araştırmacılar da tüm vücudun voxel modelini ortaya koymuşlardır. Dimbylow, 176 cm boyunda 73 kg ağırlığındaki bir erkeğin tüm vücudunun MRI'a dayalı voxel modelini ortaya koymuştur [39]. Kainz, hamile bir kadının karın voxel modelini MR görüntüleri ile ortaya koyarken [40], Nogaka, standart Japon erkek ve kadınlarına ait voxel modelleri geliştirmiştir. Ancak sayısal simülasyonlarda tüm dünyada yaygın olarak kullanılan voxel modeli, görsel insan projesi (*The Visible Human Project; VHP*) kapsamında ABD'de Ulusal Tıp Kütüphanesinde (*National Library of Medicine*) geliştirilen modeldir [41]. Bu voxel modeli 38 yaşında 186 cm boyunda ve 90 kg ağırlığındaki bir erkek kadavra kullanılarak üretilmiştir. Bu tez kapsamında da VHP'den elde edilen voxel modeli kullanılmış ve simülasyonlar bu model üzerinde yapılmıştır. Bir sonraki bölümde, kullanılan vücut modelinden ve EM hesap yönteminden detaylıca bahsedilmiştir.

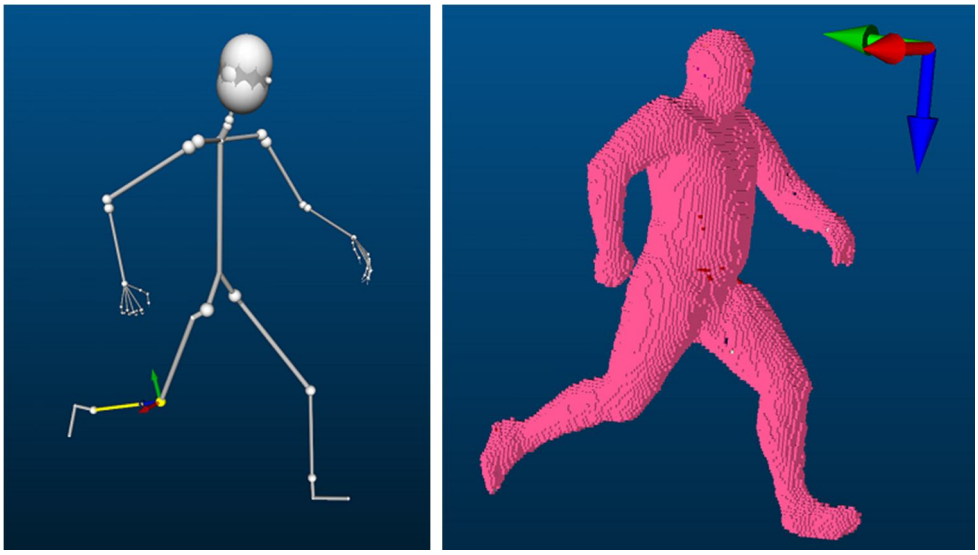
2. BÖLÜM

SİMÜLASYON ORTAMI

Bu bölümde öncelikle mesafe ölçüm hatalarını ortaya koyarken kullanılan voxel tabanlı vücut modeli tanıtılmıştır. Bu modeli elde ederken kullanılan VARİPOSE^{TM} yazılımı ve özelliklerinden kısaca bahsedilmiştir. Bu yazılım vasıtasıyla elde edilen vücut modeli elektromanyetik sinyallerin vücut içi ortamlarda yayılımını analiz ederken kullanılmıştır. Bu noktada EM sinyallerin yayılımı esnasında Maxwell denklemlerini çözümleyen, simülasyonlarda kullanılan XFDTD^{TM} yazılımı tanıtılmıştır. XFDTD yazılımı vasıtasıyla vücut içinde bulunan bir implant cihazı ile vücut yüzeyi arasındaki mesafenin hesaplanması için kurulan simülasyon ortamı tanıtılmış, simülasyon parametreleri ortaya konulmuştur.

2.1. İnsan Vücut Modelinin Oluşturulması

İnsan vücut modeli oluşturulurken bir önceki bölümde bahsedilen görsel insan projesinin (VHP), veri kümesi kullanılmıştır. Bu veri kümesi, Remcom^{TM} firmasına ait Varipose programı ile satın alınmış ve simülasyonlarda kullanılmıştır. Varipose programı temel olarak voxel tabanlı insan vücuduna istenilen pozisyonu vermeyi sağlayan ve vücuttaki doku özelliklerini yansıtan bir programdır. Bu program vasıtasıyla koşan, oturan, yatan, spor yapan veya istenilen pozisyonda duran bütün bir vücut modeli elde edilebileceği gibi sadece kafa, kol gövde vb. gibi organların modelleri de elde edilebilmektedir. Vücuda verilen pozisyonlar, WBAN kapsamında EM sinyallerin vücut üzerindeki veya içindeki davranışlarını analiz ederken önemli olmaktadır. Şekil 2.1'de topa vuran bir futbolcunun Varipose programı tarafından elde edilmiş iskelet modeli ve voxel modeli örnek olarak gösterilmiştir. Bu program vasıtasıyla 1mm, 2mm, 3mm, 5mm ve 10mm boyutuna sahip voxeller ile istenilen hassasiyette çözümler aranabilmektedir.

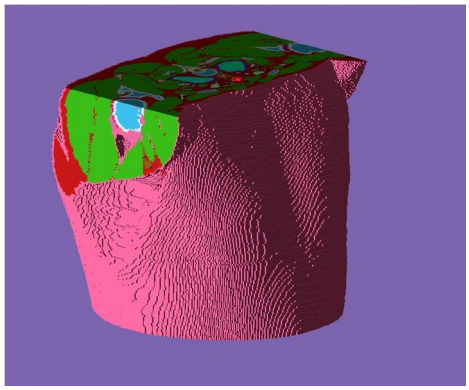


(a) (b)

Şekil 2.1. Varipose vücut modeli (a) İskelet modeli (b) voxel modeli

Voxel boyutlarının küçülmesi vücut yapısının daha gerçekçi olmasını sağlarken öte yandan simülasyon süresinin uzamasını, kullanılan hafıza miktarının ve bilgisayardaki işlem yükünün artmasını sağlamaktadır. Her bir hücrenin x, y ve z koordinatlarında 1mm uzunluğa sahip olduğu durum göz önüne alındığında simülasyon sürelerinin uzaması, RAM gereksiniminin ve gerekli hafıza miktarının artması sebebiyle simülasyonlarda 1mm hücre boyutu kullanılamamıştır. Bu yüzden hem işlem yükünü ve hafıza gereksinimini kabul edilebilir bir seviyede tutmak hem de daha gerçekçi simülasyon sonuçları elde etmek için her bir hücrenin 2 mm boyutta olduğu senaryolar üzerinden çalışmalar yürütülmüştür.

Simülasyon ortamı hazırlanırken ellerini yana açmış ayakta duran insan vücut modeli kullanılmıştır. Ancak UGB sinyallerin vücut dokularıyla etkileşimi analiz edilirken simülasyonların günlerce sürmesi vücut modelinde de kısıtlama yapılmasına neden olmuştur. Bundan dolayı Şekil 2.2'de görüldüğü gibi vücudun belden aşağısı, omuzlardan yukarısı ve kollar kesilerek simülasyonlara dahil edilmemiştir. Simülasyonlarda işlem yükünü azaltmak ve bilgisayarda kullanılan hafıza alanını düşürmek başlıca amaç olmasına karşın simülasyonlarda sadece göğüs bölgesinde kalp civarında çalışılması da modelin bu şekilde küçültülmesinde etken olmuştur. Çünkü bacak, kol ve baş gibi organlardaki dokular göğüs bölgesine yerleştirilmiş bir implant cihazının UGB sinyallerinden en az güçte etkilenecek veya kanalı en az oranda etkileyecektir.



Şekil 2.2. Kırpılmış vücut modeli

2.2. EM Dalga Yayılımının Vücut içi Ortamlarda Hesaplanması

EM dalgaların herhangi bir ortamdaki yayılım karakteristiği Maxwell denklemleri ile belirlenebilmektedir. Ancak vücut gibi homojen olmayan, aşırı kayıplı ve dielektrik özellikleri frekansa bağlı olan dokulardan oluşan bir ortamda Maxwell denklemlerinin çözülmesi kolay olmamaktadır. Bu yüzden literatürde farklı sayısal metotlar ile EM dalgaların yayılımı ortaya konulabilmektedir. Momentler metodu (*Method of Moments, MoM*) [42], sonlu elemanlar metodu (*Finite Element Method, FEM*) [43] ve sonlu farklar zaman uzayı metodu (*Finite Difference Time Domain Method, FDTD*) [44] bu metotlardan bazılarıdır.

Simülasyonlarda genellikle işlem yükü diğer yöntemlere göre düşük olan FDTD metodu tercih edilmektedir. Örneğin hesaplanmak istenen Elektrik alan, Akı yoğunluğu, Manyetik alan, geri dönüş kaybının parametreleri, güç yoğunluğu vb. gibi N bilinmeyene sahip bir sayısal analiz için, FEM ve MoM gibi tekniklerde işlem yükü N^2 ile orantılı olurken; FDTD metodunda işlem yükü N ile orantılı olmaktadır. Bu yüzden FDTD tekniği Maxwell denklemlerinin hesaplanmasında uygun bir teknik olmaktadır [37].

FDTD metodu ilk olarak Yee tarafından 1966 yılında ortaya atılmıştır [45]. Bu metodun temelinde, karmaşık bir ortamın uzaysal ve zamansal olarak küçük parçalara bölünmesi ve her bir parçada Maxwell denklemlerinin diferansiyel formlarının sayısal olarak çözülmesi yatmaktadır. Maxwell'in bu denklemleri Denklem 2.1, 2.2, 2.3 ve 2.4'te gösterilmiştir.

$$\frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t} + \nabla \times \boldsymbol{E} = 0 \tag{2.1}$$

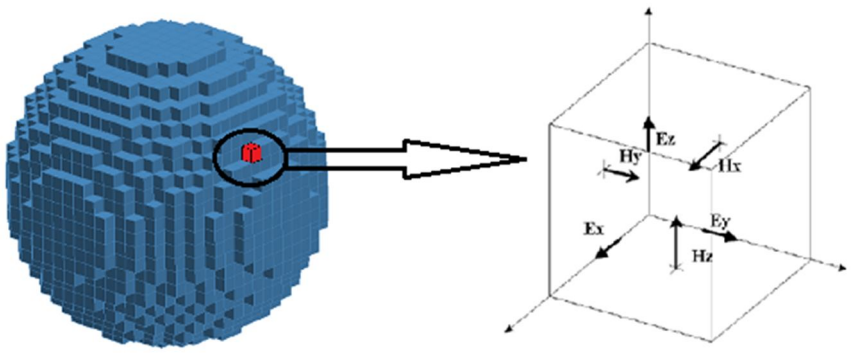
$$\frac{\partial \boldsymbol{D}}{\partial t} - \nabla \times \boldsymbol{H} = \boldsymbol{J} \tag{2.2}$$

$$\nabla . \boldsymbol{B} = 0 \tag{2.3}$$

$$\nabla . \boldsymbol{D} = \rho \tag{2.4}$$

Denklem 2.1-2.4'de ***E*** Elektrik alan şiddetini, ***D*** Elektrik akı yoğunluğunu (deplasman), ***H*** Manyetik alan şiddetini, ***B*** Manyetik akı yoğunluğunu, ***J*** birim alana düşen akım yoğunluğunu ve ρ elektrik yük yoğunluğunu ifade etmektedir.

FDTD metodunda ortamdaki EM dalgaların yayılımı hesaplanırken, Maxwell denklemlerinin bu diferansiyel eşitlikleri birbirine komşu olan tüm hücrelerde hesaplanmaktadır. Şekil 2.2'de hücrelere bölünmüş bir malzeme ve bu malzemedeki bir Yee hücresi (*cell*) görülmektedir.



(a) (b)

Şekil 2.3. (a) Hücrelere bölünmüş bir malzeme (b) Yee Hücresi [45]

FDTD tekniğinde EM analiz yapılacak ortam Şekil 2.3 (a)'da görüldüğü gibi hem uzaysal olarak çok küçük hücrelere (*cells*) bölünmekte hem de zamansal olarak küçük zaman aralıklarına (*timestep*) ayrılmaktadır. Burada Şekil 2.3 (b)'de görüldüğü gibi tüm hücrelerdeki **E** ve **H** değerleri sabit bir zaman aralığıyla hesaplanmaktadır. Bu sabit zaman aralığı (*timestep*); bir hücredeki hesaplamaların tamamlanıp komşu hücrelere geçilmesi için gerekli zaman olarak tanımlanmaktadır. Timestep değeri, sayısal analizin yapıldığı ortamdaki hücre boyutlarına bağlıdır. Timestep değerinin hücre boyutlarına olan bu bağlılığı Courant şartı ile belirlenmektedir. Courant şartı; bir hücrenin boyutlarına bağlı olarak o hücrede EM hesaplamaların ne kadar sürede tamamlanacağını belirleyen bir denklemdir. c boş uzaydaki ışık hızı, Δx , Δy ve Δz Yee hücresinin x,y,z

yönündeki boyutları, Δt ise maksimum timestep olmak üzere Courant şartı denklem 2.5'te gösterilmektedir [44].

$$\Delta t = \frac{1}{c}\left(\frac{1}{\Delta x^2}+\frac{1}{\Delta y^2}+\frac{1}{\Delta z^2}\right)^{-1/2} \tag{2.5}$$

Burada hücrelerin x,y,z yönündeki hücre boyutları (*Cellsize, CS*) rastgele değer alamaz. CS değeri ortamdaki materyallerin en küçük boyutuna ve EM sinyalin en küçük dalga boyu değerine bağlıdır. Doğru bir sayısal hesaplamanın yapılabilmesi için CS değeri ortamdaki en küçük ayrıttan hem daha küçük olmalı hem de EM sinyalin en küçük dalga boyuna 10 hücre sığacak şekilde seçilmelidir [46]. Bu eşitlik Denklem 2.6'de gösterilmektedir.

$$Cellsize \le \frac{\lambda}{10.\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{2.6}$$

Burada λ en küçük dalga boyu, ε_r ise ortamdaki en yüksek dielektrik katsayısıdır. Yani CS değerini etkileyen temel faktör ortamda EM dalgaların ilerleme hızıdır. Bu hızı etkileyen iki parametreden birisi EM dalganın geçtiği ortamın dielektrik katsayısı bir diğeri ise EM dalganın dalga boyudur. Denklem 2.7'de EM sinyallerin farklı ortamlardaki ilerleme hızını veren eşitlik görülmektedir.

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{2.7}$$

Bu eşitlikte frekansın en yüksek olduğu değerde veya dielektrik katsayının en büyük olduğu değerde dalga boyu en küçük değerini alacaktır. CS değeri belirlenirken de EM dalgaların bu en küçük dalga boyu dikkate alınmaktadır.

CS değeri, en yüksek frekans bileşeninin doğruluğu için yeterince küçük olmalıdır ancak diğer taraftan işlem süresi ve hafıza açısından da mantıklı bir seviyede olmalıdır. Çünkü ortamda ne kadar fazla hücre varsa işlem yükü ve gerekli hafıza o kadar fazla olmaktadır.

Sonuç olarak tez kapsamında yapılan tüm simülasyonlarda arka planda FDTD metodunu işleten XFDTD programı kullanılmıştır. XFDTD programında yukarıda belirtilen kısıtlamalar ve gerekli parametre değerleri dikkate alınarak simülasyonlar çalıştırılmıştır.

2.3. Simülasyon Senaryolarının Oluşturulması

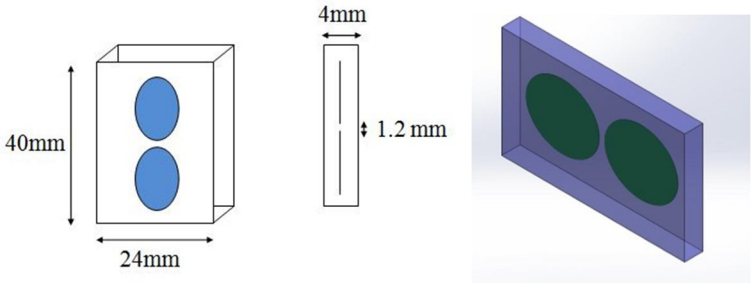
Tez kapsamında yapılan tüm simülasyon çalışmalarında arka planda FDTD metodunu kullanan XFDTD yazılımı kullanılmıştır. Bu programda, EM dalgaların vücut içi ortamlardaki yayılımını ortaya koymak ve vücut içine yerleştirilmiş bir implant cihazının konumunu belirlemek için simülasyon ortamında yapılan işlemler bu kısımda sunulmuştur. Simülasyon işlemlerine, voxel tabanlı vücut modelini program içerisine alarak başlanmıştır. Simülasyonlarda Şekil 2.2'de gösterilen boyutları 406 x 307 x 334 mm olan kesilmiş vücut gövde modeli kullanılmıştır ve bu model, boyutları 2mm olan katmanlardan (*mesh*) oluşmuştur. Ayrıca simülasyonlarda ortam; x, y, z koordinatlarında boyutları sırasıyla 2mm, 0.5mm ve 2mm olan toplam 22.048.740 hücreye bölünmüştür. Simülasyonlar sadece vücut modelinin bulunduğu boş ve yankısız uzay şartlarında yapılmıştır. Ortamın yankısız özellikte olması için simülasyon yapılacak bölge PML (*Perfectly Matched Layer*) katmanlarla sınırlandırılmıştır. PML, özellikle sayısal modellerde kullanılan, hesap yapılan bölgeyi sınırlayan dalga eşitlikleri için oluşturulmuş yapay bir katmandır [47]. Burada PML katmanlar sınır şartlarını (*boundary condition*) sağlamakta böylece EM dalgaların tekrar simülasyon ortamına yansıması engellenmektedir. Bundan sonraki aşamada vücut içine UGB antenin yerleştirilmesi ve bu cihazın UGB sinyal ile beslenmesi ayrıca vücut dışında sensörler vasıtasıyla ölçüm yapılacak noktaların belirlenmesi işlemleri yapılmıştır.

2.3.1 UGB Anten Parametreleri ve Anten Beslemesi

Vücut içine yerleştirilecek UGB antenin veya implant cihazının seçilmesi önemli bir unsurdur. Vücut ortamında kullanılacak bu antenlerin genellikle biyo-uyumlu malzemelerden yapılması, küçük boyutlu olmaları, düşük güç tüketmeleri ve yüksek verimle yayılım yapmaları istenmektedir. Bu sebepten dolayı literatürde antenlerle ilgili yapılmış bir çok tasarım ve iyileştirme çalışmaları mevcuttur [48-50].

Tez kapsamında daha önce Khaleghi tarafından çalışılmış UGB çift kutuplu eliptik (*elliptic dipole*) bir anten kullanılmıştır [23]. Şekil 2.4'te görüldüğü gibi bu UGB anten bir kasa içerisine yerleştirilmiş 2 elipsten oluşmaktadır. Antenin boyutları; boyu 40 mm, eni 24 mm, genişliği 4 mm, iki elips arasındaki mesafe ise 1.2 mm olacak şekilde ayarlanmıştır. Antendeki elipslerin uzun kenarı 16 mm, kısa kenarı 14 mm olarak verilmiştir. Antenin beslemesi yani antenin ileteceği giriş sinyali bu iki elips

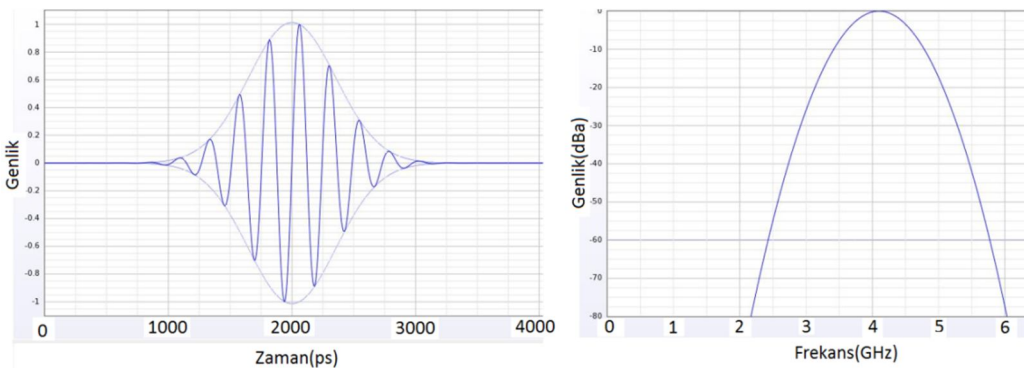
arasındaki boşluktan uygulanmaktadır. Burada yayılım (*radiating*) elips şeklindeki ince bakır iletkenler vasıtasıyla yapılmaktadır. Antene beslemeden dolayı bir akım girişi uygulanmaktadır bu yüzden akımın vücut dokularına akmasının engellenmesi gerekmektedir. Bu sebepten elips şeklindeki bakır iletkenler, dielektrik katsayısı $\varepsilon_r = 9$ olan bir kasa içerisinde tam ortaya yerleştirilmiştir.



Şekil 2.4. Eliptik dipol anten ve boyutları

Simülasyonlarda antene UGB sinyaller giriş olarak verilmiştir. Antene giriş olarak uygulanan UGB sinyal, 3.1 GHz ile 10.6 GHz arasındaki spektrumun alt bantlarından birisi olan 3.1 GHz – 4.8 GHz aralığındaki bantdan seçilmiştir. Bu bandın seçilmesinde; UGB sinyallerin vücut dokularında üst bantlara göre daha az zayıflaması ve sinyallerin vücut içinde delme derinliğinin (*penetration depth*) daha yüksek olması etken olmuştur [51]. Bu yüzden simülasyonlarda alt bantta çalışmalar yürütülmüştür.

Şekil 2.5'te verilen UGB sinyal, modüle edilmiş Gaussian darbedir (*Modulated Gaussian Pulse*). Simülasyonlarda anten girişine verilen Gaussian sinyalin darbe genişliği (*Pulse Width*) 2000ps, merkez frekansı 4.1 GHz olarak belirlenmiştir. Ayrıca Şekil 2.5'te UGB sinyalin frekans uzayında merkez frekansının 4.1 GHz'e ve -6 dB bant genişliğinin 1 GHz olarak ayarlandığı görülmektedir.

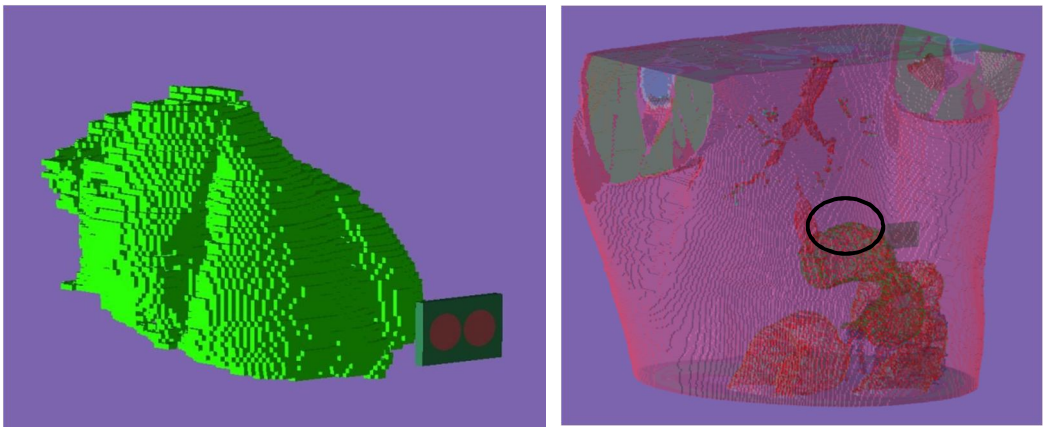


Şekil 2.5. Anten girişine uygulanan UGB sinyalin zaman- frekans uzayında gösterimi

UGB anten parametreleri ayarlanırken dikkat edilen bir diğer unsur ise antenin empedansı olmuştur. Simülasyonlarda anten empedansı, geri dönüş kaybını minimuma indirmek için ve empedans uyumsuzluğunu önlemek için 50 Ω yapılmıştır. Ayrıca antene giren sinyalin gücü 1mW olacak şekilde anten parametreleri ayarlanmıştır.

2.3.2 UGB Anten'in Vücut İçine Yerleştirilmesi ve Ölçümlerin Yapılması

Program içerisinde katı modeli çizilen UGB anten, simülasyonlarda vücut modeli içerisinde kalp hizasında kullanılmıştır. Anten vücut yüzeyinden 40 mm derinlikten 60 mm derinliğe kadar 2 mm aralıklarla yerleştirilmiş ve toplamda 11 farklı anten derinliği için simülasyonlar yapılmıştır. Şekil 2.6'da antenin vücut içindeki konumu ve kalbe göre yönü gösterilmiştir.



Şekil 2.6. Antenin Vücut içindeki Konumu

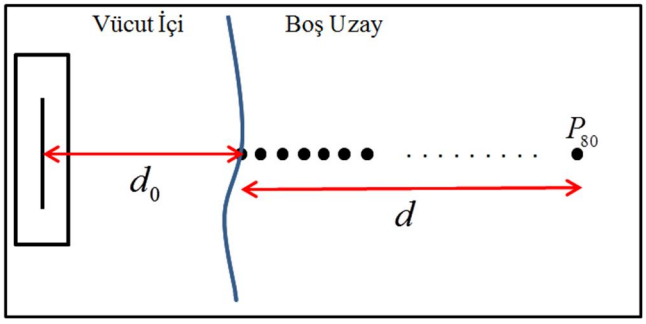
Antenin vücut içinde bulunduğu her bir derinliğe karşılık vücut dışında toplam 80 noktada sensörler vasıtasıyla ölçümler yapılmıştır. Burada nokta sensörler (*point sensör*) vasıtasıyla her bir noktada Maxwell denklemlerinin çözümünden; **E** Elektrik alan, **B** Manyetik akı yoğunluğu, **H** Manyetik alan şiddeti, **J** birim alana düşen akım yoğunluğu ve **P** poynting vektör değerleri elde edilmiştir. Poynting vektörü Denklem 2.7'de tanımlanmıştır.

$$\mathbf{P}_{x,y,z}(t) = \mathbf{E}_{x,y,z}(t) \times \mathbf{H}_{x,y,z}(t) \tag{2.8}$$

Burada $\mathbf{P}_{x,y,z}(t)$ Poynting vektörü birim alana düşen güç yoğunludur (W / m^2) ve elektrik alan ile manyetik alanın vektörel çarpımı ile elde edilmektedir. Simülasyonlarda

yazılımda tanımlanan her bir sensör noktasında hesaplanan bu Poynting vektörleri kullanılarak mesafe ölçüm hataları modellenmiştir.

Vücut dışında hesaplamaların yapıldığı 80 nokta Şekil 2.7'de gösterildiği gibi anten ekseni üzerinde antenle aynı doğrultuda olacak şekilde yerleştirilmiştir. Şekil 2.7 incelendiğinde d_0, antenin vücut yüzeyinden olan derinliğini, d ise sensörlerin vücut yüzeyine olan mesafesini göstermektedir.



Şekil 2.7. Ölçüm yapılan Sensörlerin yerleştirilmesi

Poynting vektörünün ölçüldüğü 80 noktanın her biri, birbirine eşit mesafede olacak şekilde belirlenmiştir. Burada anten, d_0 derinliği 40 mm – 60 mm aralığında olacak şekilde toplam 11 farklı konuma yerleştirilmiş ve her derinlikte 80 ölçümün yapılacağı biçimde toplam 880 noktada elektrik ve manyetik alan şiddetleri gözlemlenmiştir. Burada gözlem noktaları d / d_0 oranına göre yerleştirilmiş ve ilk noktanın daima vücut yüzeyinde olması sağlanmıştır. Sensörler d / d_0 oranı 0 ile 5 arasında olacak şekilde normalize edilmiş mesafelere konulmuştur. Örneğin antenin 50 mm derinlikte olduğu senaryoda *P1* ölçümü vücut yüzeyinden yapılırken, *P80* hesabı vücut yüzeyinden 50x5=250 mm uzaklıkta yapılmaktadır. Diğer noktalar ise bu aralıkta aralarında eşit mesafede olacak şekilde yerleştirilmektedir.

3. BÖLÜM

CLEAN ALGORİTMASI İLE MESAFE ÖLÇÜM HATALARININ MODELLENMESİ

Bu bölümde özellikle bina içi konum tespiti ve mesafe ölçümünde kullanılan Ulaşma Zamanı tekniğinden bahsedilmiş, kanalın çoklu yol özelliklerini ve buna bağlı olarak da ulaşma zamanı bulmakta kullanılan CLEAN algoritması üzerinde durulmuştur. CLEAN algoritmasının temel çalışma prensibi anlatıldıktan sonra vücut içindeki bir verici ile vücut yüzeyi arasındaki mesafe ölçümü bu algoritma ile yapılmıştır. Ayrıca tahmin edilen mesafe ile gerçekte bilinen mesafe arasındaki mesafe ölçüm hataları bu bölümde istatistiksel olarak modellenmiş ve model parametreleri ortaya konulmuştur.

3.1 Ulaşma Zamanı Yöntemi ile Mesafe Ölçümü

Ulaşma zamanı yönteminde EM dalgaların verici antenden alıcı antene ulaşma süresi baz alınmaktadır. Boş uzayda EM dalgalar ışık hızıyla hareket ettiğinden alıcı ile verici arasındaki mesafe Denklem 3.1'de gösterildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$d = c \times \Delta t \tag{3.1}$$

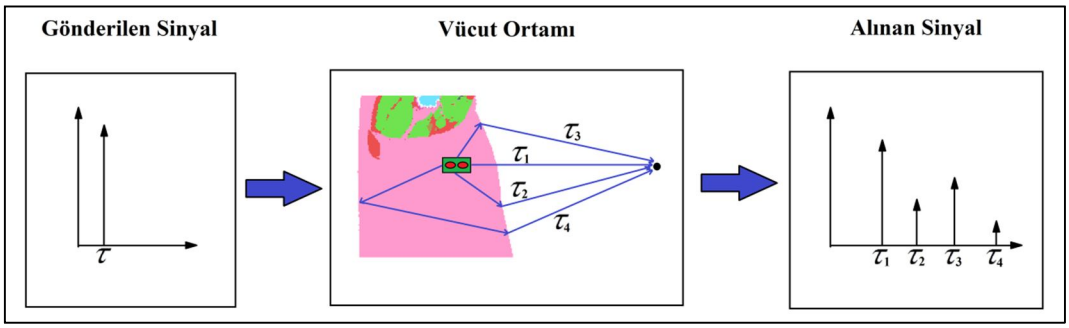
Denklemde d; EM sinyallerin kat ettiği mesafeyi (m), c; boş uzayda ışık hızını ($3 \times 10^8 m/s$) ve Δt; alıcı ile verici arasında EM dalgaların gecikmesini (sn) ifade etmektedir. Mesafe ölçümleri boş uzayda değil de insan vücudu gibi dielektrik katsayısı 1 den büyük olan bir ortamda yapıldığında Denklem 3.2 daha gerçekçi bir yaklaşım olacaktır.

$$d = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \times \Delta t \tag{3.2}$$

Denklemde ε_r; EM dalgaların içinden geçtiği ortamın dielektrik katsayısıdır. Daha önceki bölümlerde de bahsedildiği gibi insan vücudunun çok sayıda homojen

olmayan dokulardan meydana gelmesi ve dokuların dielektrik özelliklerinin EM dalgaların frekansına da bağlı olması vücut ortamında yapılacak mesafe ölçümlerinde hatalara sebep olacaktır. Bu sebepten ulaşma zamanına dayalı mesafe ölçümlerinde ortamdaki dielektrik katsayısı değişimlerinin de göz önünde bulundurulması gerekmektedir.

Ulaşma zamanı yönteminde mesafe ölçüm hatalarına sebep olacak diğer hata kaynakları gölgeleme ve çoklu yol etkisi olarak özetlenebilir. Gölgeleme, verici ile alıcı arasında engellerin varlığı sebebiyle doğrudan bir iletimin olmaması durumudur. Bu yüzden vücut içi- vücut dışı haberleşmede doku ve organlardan kaynaklı gölgeleme etkileri kaçınılmazdır. Gölgeleme temel olarak vericiden gönderilen sinyalin büyük oranda zayıflamasına bu yüzden de iletişim kalitesinin düşmesine sebep olmaktadır. Çoklu yol ise vericiden çıkan EM dalgaların yansıma, kırılma, iletim ve saçılma ile alıcıya birden fazla yoldan gitmesidir. Şekil 3.1'de çoklu yol şema ile gösterilmiştir.



Şekil 3.1. Çoklu yol kanal etkilerinin şematik gösterimi

Kanal etkilerini gösteren şema incelendiğinde vücut içine yerleştirilen vericiden çıkan EM dalgaların farklı yollardan farklı gecikme ve zayıflamalar ile alıcıya ulaştıkları görülmektedir. Girişte antene uygulanan bir dürtü (sinyal), farklı yolları takip ederek alıcıda bir dürtü kümesi oluşturmaktadır. Mesafe ölçümü yapılırken de alıcıya ulaşan, yansımalara maruz kalmayan direk yoldan gelen en güçlü ilk dürtü (τ_1) dikkate alınmaktadır. Ancak insan vücudu gibi gölgelemenin büyük oranda kendisini gösterdiği bir ortamda ilk gelen sinyal her zaman en güçlü sinyal olamayabilir. Bu durumda mesafe ölçümlerinde hatalar artmaktadır. Tez kapsamında bu hatalar istatistiksel olarak modellenmiştir. Öte yandan kanalın dürtü yanıtını elde etmek için de bina içi lokalizasyon işlemlerinde kullanılan CLEAN algoritması seçilmiş ve vücut içi mesafe ölçümleri bu yolla gerçekleştirilmiştir.

3.2 CLEAN Algoritması

Ulaşma zamanı yöntemi ile mesafe ölçümü yapılabilmesi için öncelikle kanal profilinin oluşturulması gerekmektedir. Kanal profili, vericiden çıkan sinyallerin çoklu yol etkileriyle alıcıya hangi zayıflama ve gecikmelerle geldiğini göstermektedir [52]. Kanal profilleri genellikle ters konvolüsyon (*deconvolution*) teknikleri ile ortaya konulmaktadır. Ters konvolüsyon tekniği; bilinen giriş ve çıkış sinyallerine karşılık kanal profilini elde etmekte kullanılan bir tekniktir. Denklem 3.3'te bir haberleşme kanalındaki konvolüsyon işlemi gösterilmiştir.

$$y(t) = h(t) * x(t) \tag{3.3}$$

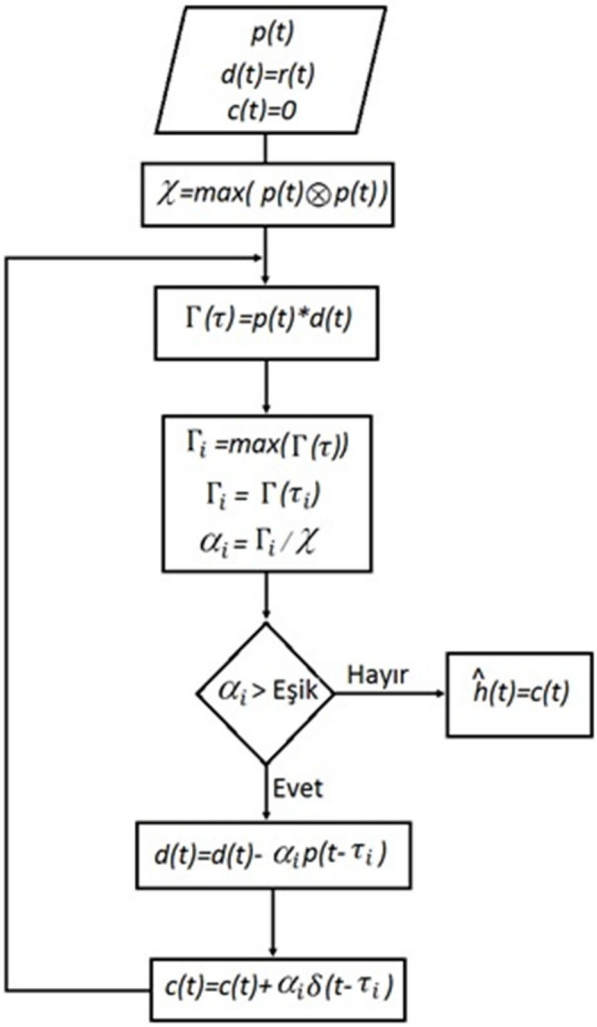
Denklemde *x(t);* verici anten tarafından gönderilen zaman uzayındaki sinyali, *y(t);* alıcı tarafında elde edilen sinyali, *h(t);* ise kanalın darbe cevabını (*impulse response*) göstermektedir. Burada, bilinen *y(t)* ve *x(t)* sinyallerine karşılık kanalın *h(t)* darbe cevabı ters konvolüsyon teknikleri ile elde edilmeye çalışılmaktadır. Ters konvolüsyon işlemi, temel olarak zaman uzayında ve frekans uzayında olmak üzere iki şekilde yapılabilmektedir.

Frekans uzayında ters konvolüsyon tekniği, ters süzgeçleme (*inverse filtering*) işlemi ile yapılmaktadır. Denklem 3.4'te gösterilen eşitlikte zaman uzayındaki konvolüsyon işleminin frekans uzayındaki karşılığı gösterilmiştir.

$$Y(j\omega) = H(j\omega).X(j\omega) \rightarrow H(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} \tag{3.4}$$

Burada $X(j\omega)$, $Y(j\omega)$ ve $H(j\omega)$ sırasıyla giriş, çıkış ve kanal dürtü yanıtının frekans spektrumunu göstermektedir. Denklemde frekans uzayında elde edilen kanal dürtü yanıtına ters Fourier dönüşümü uygulandığında zaman uzayındaki kanal profili elde edilebilmektedir. Ancak ters süzgeçleme işleminin pratikte kararsızlıklara yol açması ve hatalı sonuçlar ürettiği bilinmektedir. Özellikle $Y(j\omega)$ gürültüye *(noise)* maruz kaldığında veya $X(j\omega) = 0$ olduğunda kararsız ve tanımsız sonuçlar meydana gelmektedir [53]. Bu da kanal dürtü yanıtında hatalara ve dolaylı olarak mesafe ölçüm hatalarının artmasına sebep olmaktadır. Bu sebepten dolayı ters konvolüsyon işlemi frekans uzayında değil CLEAN algoritması ile zaman uzayında yapılmıştır.

CLEAN algoritması zaman uzayında ters konvolüsyon tekniklerinden yaygın kullanıma sahip yöntemlerden birisidir. Bu algoritma ilk olarak Hogbom tarafından 1974'te ortaya atılmıştır [54]. CLEAN algoritması özellikle radyo astronomisinde sıklıkla kullanılmış ve yapı gereği bina içi konumlandırma sistemlerinde kanal dürtü yanıtının ortaya konulmasında tercih edilmiştir. Bu tez çalışmasında da CLEAN algoritması kanal dürtü yanıtını elde etmek ve buna bağlı olarak elde edilen ulaşma zamanları vasıtasıyla mesafe ölçümlerini gerçekleştirmek amaçlanmıştır. CLEAN algoritmasının akış diyagramı aşağıda Şekil 3.2'de verilmiştir.



Şekil 3.2. CLEAN Algoritması akış diyagramı

Şekil 3.2 incelendiğinde ilk adımda *p(t);* referans sinyali yani verici antenden çıkan sinyali, *r(t);* alıcı antene ulaşan ve yolda kanalın çoklu yol etkilerine maruz kalmış sinyali, *d(t);* başlangıçta alıcı tarafındaki sinyale eşit olan ancak iteratif olarak sürekli

güncellenen haritayı (*dirty map*), *c(t)* ise algoritmanın ulaşmaya çalıştığı başlangıçta 0 olan kanal profilini (*clean map*) göstermektedir.

Gerekli tanımlamalardan sonra verici antenden çıkan referans sinyalin oto korelasyon ($\otimes$) işlemi yapılmıştır. Kanal dürtü yanıtının genlik değerlerini belirlemek için bu otokorelasyonun maksimum değeri (χ) algoritmanın diğer aşamalarında kullanılmakta böylelikle normalizasyon yapılmaktadır. Ardından referans sinyal ile iteratif olarak güncellenen alıcı tarafındaki sinyalin korelasyon işlemi yapılmakta ve işlem sonunda zaman uzayında ilişki fonksiyonu ($\Gamma(\tau)$) elde edilmektedir. Daha sonra $\Gamma(\tau)$ ilişki fonksiyonunun maksimum olduğu nokta ve bu noktaya zaman uzayında denk gelen τ_i gecikmesi elde edilmektedir. Ayrıca kanal dürtü yanıtında her bir çoklu yol bileşenin genliklerini ifade eden α_i parametresi hesaplanmaktadır. Ardından ilgili dürtüye ait genlik ve gecikme değerleri kullanılarak geçici harita *d(t)* güncellenmektedir. Burada referans sinyal, τ_i kadar zaman ekseninde kaydırılıp, α_i kadar zayıflatıldığında ve tüm kanaldan çıkarıldığında ilgili dürtünün kanala etkisi ortadan kaldırılmış olur. Bu şekilde ilgili dürtünün kanalda oluşturduğu etkinin tüm kanaldan çıkarılması, iteratif olarak yeni dürtülerin bulunmasını sağlayacaktır.

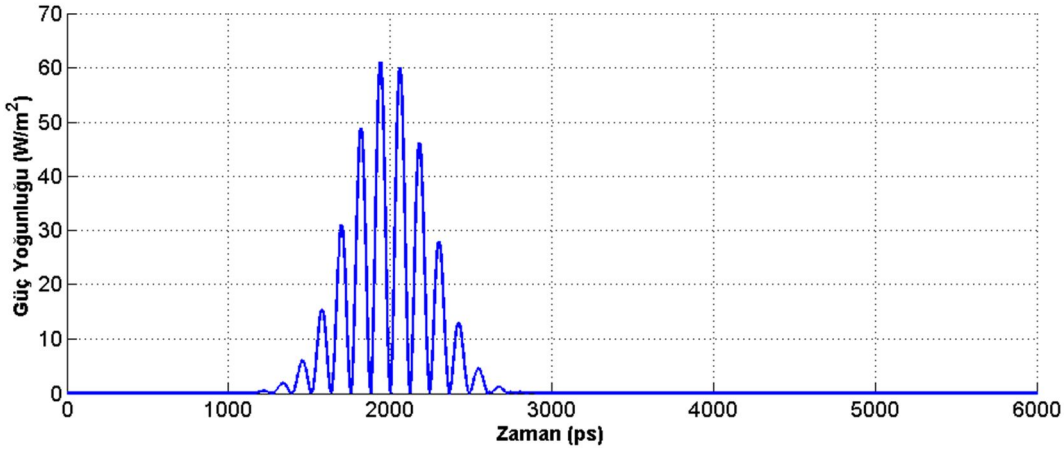
Sonraki adımda zaman ekseninde belirlenen τ_i noktasında α_i zayıflamasına sahip bir dürtü kanal profiline eklenmektedir. Algoritmanın iteratif olarak ne zamana kadar çalışacağı aradaki karşılaştırma işlemiyle belirlenmektedir. Burada "Eşik" olarak belirtilen sezim eşiği, alıcının algılayabileceği en düşük sinyal seviyesi olarak ifade edilmektedir. Farklı yollardan gruplar halinde gelen sinyaller ancak bu sezim eşiğinin üzerinde ise algoritma çalışmaya devam edecek aksi halde sezim eşiği altında sinyaller algılanamayacağından CLEAN algoritması sona erecektir. Sonuç olarak CLEAN algoritması ile Denklem 3.5'teki kanal dürtü yanıtı (*c(t)*) elde edilir.

$$\hat{h}(t) = c(t) = \sum_{n=1}^{N} \alpha_i . \delta(t - \tau_i) \tag{3.5}$$

Tez dahilinde CLEAN algoritması yukarıda belirtilen işlem adımlarını takip edecek şekilde MATLAB™ ortamında uygulanmıştır. Simülasyonlarda 11 anten derinliğinde toplam 880 noktada CLEAN algoritması vasıtasıyla kanalın dürtü yanıtı

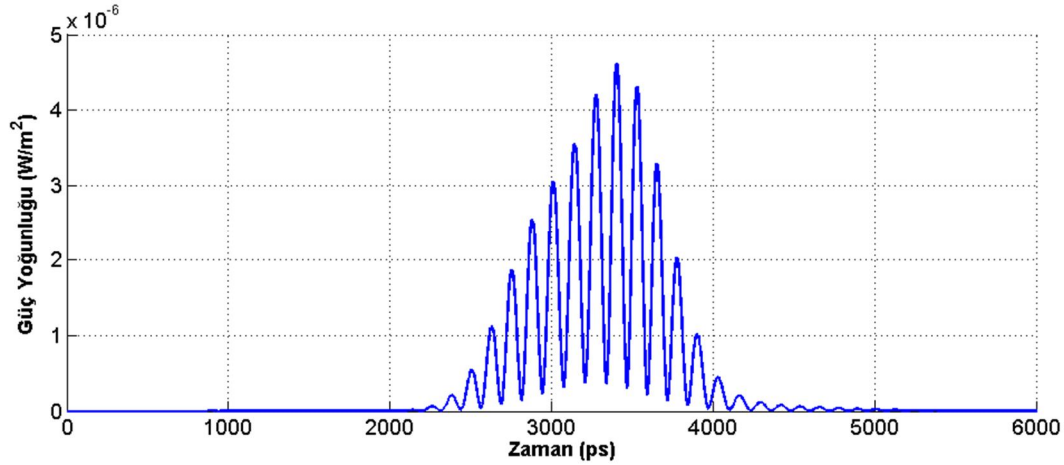
elde edilmiş ve bu dürtü yanıtlarından ulaşma zamanı bulunarak mesafe ölçümleri gerçekleştirilmiştir.

Verilerin bu kadar fazla olması sebebiyle CLEAN aşamasında yapılan işlemler sadece tek bir noktada gösterilmiştir. Sonuçlar 42 mm anten derinliği için vücut yüzeyinden 82 mm uzaklıktaki noktada gösterilmiştir. Şekil 3.3'te antene UGB Gaussian darbe uygulanması sonucu antenin ortasından ölçülen güç yoğunluk grafiği (Poynting vektörü) görülmektedir.



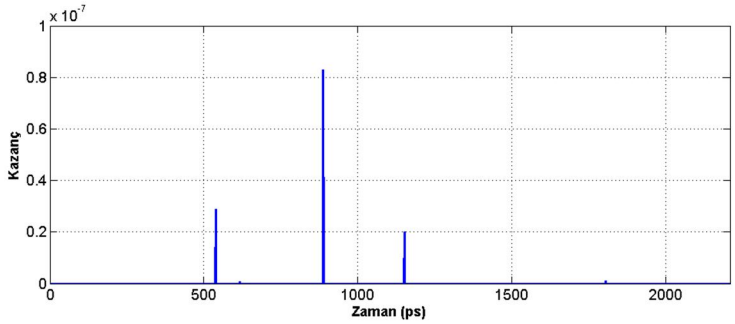
Şekil 3.3. Anten girişindeki güç yoğunluğu

Vücut yüzeyinden 82mm uzaklıkta sensörden ölçülen güç yoğunluk grafiği ise Şekil 3.4'te gösterilmiştir. Burada sinyalin, vücut içinden gönderilen sinyale göre büyük oranda zayıfladığı, zaman ekseninde bir miktar yayıldığı ve gecikmelerle geldiği açıkça anlaşılmaktadır.



Şekil 3.4. Anten girişindeki güç yoğunluğu

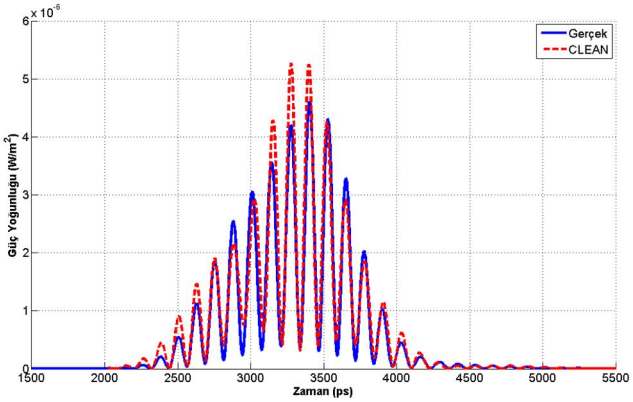
Vücut içinde ve vücut dışında ölçümü yapılan bu noktalar arasındaki sinyallerin zayıflama ve gecikmelerini bulmak için CLEAN algoritması kullanılmış ve Şekil 3.5'teki kanal dürtü yanıtı elde edilmiştir.



Şekil 3.5. Kanal dürtü yanıtı

Şekil 3.5'te verilen kanal dürtü yanıtı incelendiğinde gönderilen ve alınan sinyaller arasında 3 farklı yoldan gelen sinyallerin dikey eksende α_i zayıflamaları, yatay eksende τ_i gecikmeleri görülmektedir. Anten derinliği ve ölçüm yapılan nokta konumu değiştikçe buradaki impulse gecikmeleri, genlikleri ve sayıları sürekli değişmektedir. Burada eşik değeri en yüksek enerjiyle gelen sinyalin %10'u olarak belirlenmiş ve CLEAN algoritması bu şartlarda çalıştırılmıştır. Ayrıca mesafe ölçümlerinde ulaşma zamanı olarak, kanal dürtü yanıtındaki en kuvvetli dürtünün zamanı baz alınmıştır. Yani en yüksek enerjiye sahip sinyalin geldiği yoldaki ulaşma zamanı kullanılmıştır.

Şekil 3.6'da ise CLEAN algoritmasının performansını göstermek amacıyla, elde edilen kanal dürtü cevabının giriş sinyaliyle konvolüsyonu, sensörden alınan gerçek sinyal verisi ile karşılaştırılmıştır. Grafik incelendiğinde düşük hata ile CLEAN algoritmasının iyi bir ters konvolüsyon tekniği olduğu görülmüştür.



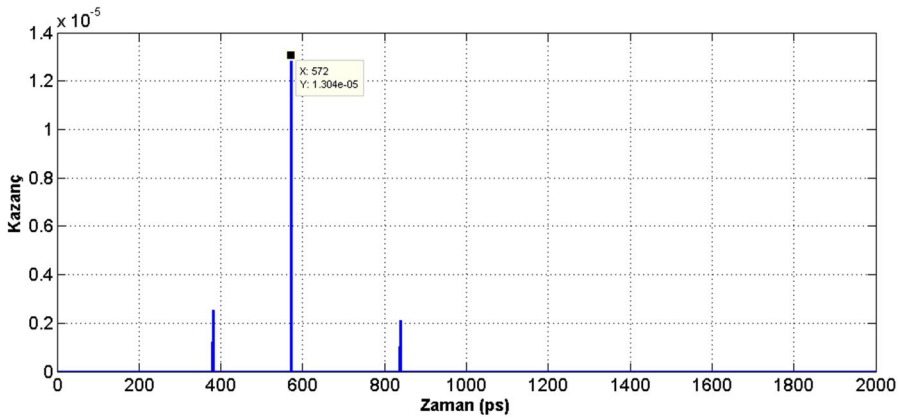
Şekil 3.6. CLEAN Algoritmasının Performansı

CLEAN algoritmasının ortaya konulmasından sonraki aşama ulaşma zamanı yöntemi ile mesafe ölçümlerinin yapılması olmuştur. Mesafe ölçümleri için de öncelikle simülasyonu yapılan vücudun dielektrik özelliklerinin belirlenmesi gerekmektedir. Çünkü daha önceki bölümlerde de bahsedildiği gibi mesafe ölçümlerinde kullanılan EM sinyallerin ilerleme hızı, ortamın dielektrik katsayısına bağlıdır. Burada bilinmeyen dielektrik katsayısı ölçülmek istenen mesafeye bağlı olarak değişmektedir. Bu yüzden vücut içinde anten derinliğine bağlı olarak değişen bir dielektrik katsayısı modelinin ortaya konulması gerekmektedir. Böylece anten ile vücut yüzeyi arasındaki ε_r modeli CLEAN algoritması ile ortaya konulmuştur.

Dielektrik modeli oluşturmak için öncelikle vücut içinde antenden gönderilen sinyal ve vücut yüzeyinde ölçülen sinyaller vasıtasıyla kanal dürtü cevabı CLEAN ile hesaplanmıştır. Kanal dürtü cevabındaki en güçlü dürtünün ulaşma zamanı ve bilinen mesafe vasıtasıyla ilgili anten derinliği için dielektrik katsayısı hesaplanmıştır. Bu hesaplamada Denklem 3.2'deki eşitlik kullanılmıştır. Örnek olarak aşağıda 42mm anten derinliği için antenle vücut yüzeyi arasındaki dielektrik katsayısı hesaplanmıştır. Bunun için Şekil 3.7'deki 42mm derinlikteki anten ile vücut yüzeyi arasındaki kanal dürtü cevabı kullanılmıştır.

$$d = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \times \Delta t \rightarrow \varepsilon_{r_42mm} = \left(\frac{c}{d} \times \Delta t \right)^2 = \left(\frac{3.10^8}{42.10^{-3}} \times 572.10^{-12} \right)^2 = 16,69 \qquad (3.6)$$

Burada, Δt değeri Şekil 3.7'deki en yüksek enerjiye sahip olan dürtünün gecikmesini göstermektedir. Sonuç olarak anten ile vücut yüzeyi arasındaki mesafe 42 mm olması durumunda ε_r =16,69 bulunmuş bu işlem diğer anten derinlikleri için de tekrarlanmıştır.

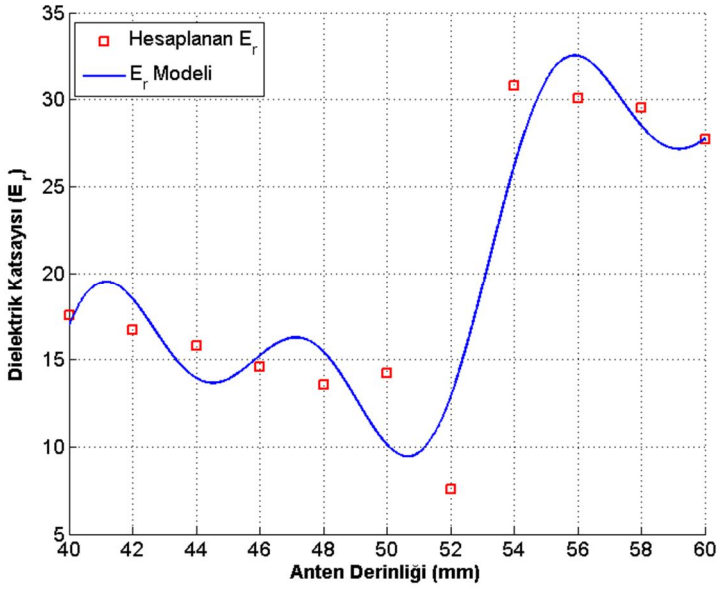


Şekil 3.7 42 mm anten derinliği için kanal dürtü cevabı

Vücut içine yerleştirilen antenin 11 farklı derinliği için hesaplamalar yapılmış ve Şekil 3.8'deki dielektrik katsayı modeli ile gösterilmiştir. Mesafe ölçümleri 40-60mm arasındaki anten derinlikleri için yapıldığından dielektrik modeli de bu aralıkta elde edilmiştir. Model oluşturma aşamasında, hesaplanan ε_r değerleri ile oluşturulacak modeldeki ε_r değerleri arasındaki RMS hata değerine bakılmıştır. En küçük RMS hata değeri sinüslerin toplamı (*sum of sines*) denklem formunda elde edilmiş, bu yüzden bu denklem formu kullanılmıştır. 40-60mm aralığı için hesaplanan denklem formu Denklem 3.7'de verilmiştir.

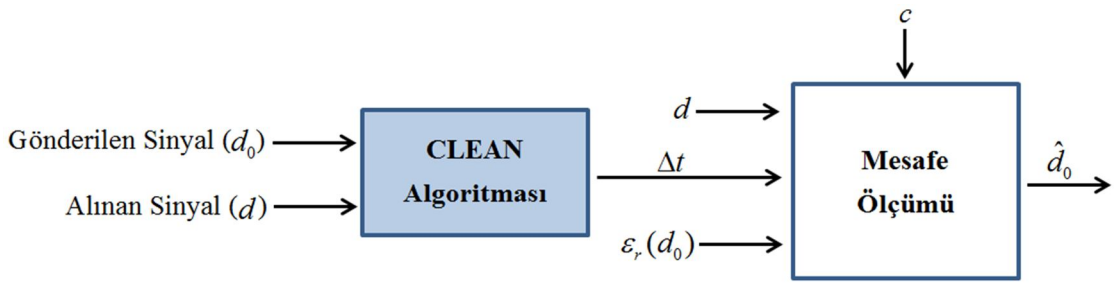
$$\varepsilon_r(d_0) = 69,7.\sin(0.0134.d_0 + 5,88) + 6,76.\sin(0.423.d_0 - 3,74) + 4,06.\sin(0,856.d_0 + 4,75) \quad (3.7)$$

Burada d_0; anten derinliğini, $\varepsilon_r(d_0)$; dielektrik modelin anten derinliğine bağlı fonksiyonunu göstermektedir. $\varepsilon_r(d_0)$, 3 farklı sinüs bileşeninin toplamından oluşmuştur.



Şekil 3.8. Anten derinliğine bağlı ε_r modeli

Anten derinliğine bağlı dielektrik model oluşturulduktan sonra mesafe kestirimi yapılmış böylece bilinen gerçek mesafe ile kestirimi yapılan mesafe arasındaki mesafe ölçüm hataları ortaya konulmuştur. Şekil 3.9'da mesafe kestiriminde yapılan işlemler bir blok diyagramla gösterilmiştir.



Şekil 3.9. Mesafe kestiriminde yapılan işlemlerin blok diyagramı

Blok diyagramı incelendiğinde mesafe kestirimini ($\hat{d}_0$) hesaplamak için yapılan işlemler görülmektedir. Vücut yüzeyinden d_0 mm derinlikte bulunan antene uygulanan sinyalin vücuttan d mm uzaktaki noktaya ulaşma zamanı (Δt) CLEAN algoritması ile daha önce anlatıldığı gibi elde edilmektedir. Ardından bilinen d , Δt, ışık hızı (c) ve 40-60mm anten derinliği için elde edilen $\varepsilon_r(d_0)$ dielektrik modeli vasıtasıyla mesafe kestirimi Denklem 3.8'deki gibi yapılmıştır.

$$\begin{aligned}\hat{d}_0 &= \min_{\forall d_0}\left(\left|d_{gerçek} - d_{Tah\min}\right|\right) \\ &= \min_{\forall d_0}\left(\left|d_{gerçek} - V_{vücut}.t_{vücut}\right|\right) \\ &= \min_{\forall d_0}\left(\left|d_0 - \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r(d_0)}}\left(\Delta t - \frac{d}{c}\right)\right|\right)\end{aligned} \qquad (3.8)$$

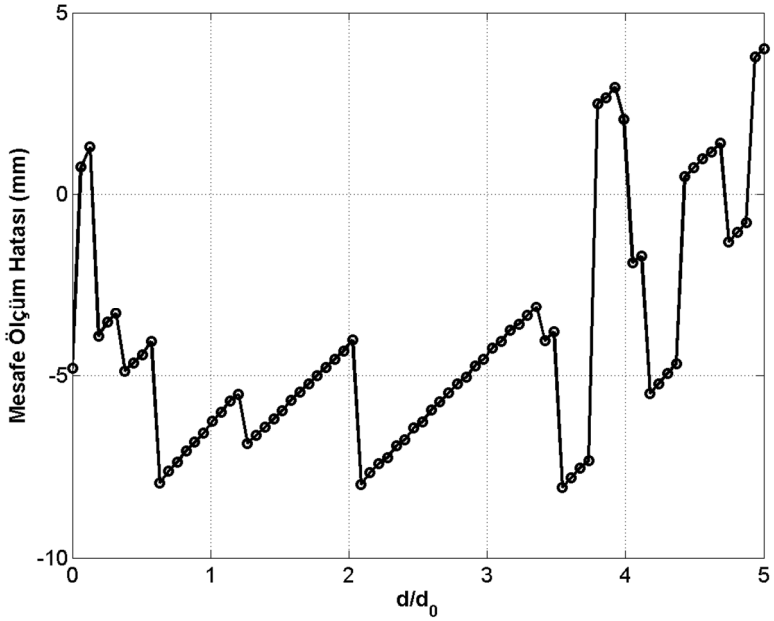
Denklem 3.8'deki eşitlik Şekil 3.9'daki "Mesafe Ölçümü" bloğunun içinde yapılan işlemi göstermektedir. Antenden çıkan EM sinyaller vücut yüzeyine gelene kadar vücut dokularının etkisiyle ε_r değerine bağlı olarak ışık hızından daha düşük bir hızla ilerlemektedir. Vücut yüzeyinden d mm uzaklığındaki alıcıya gelene kadar da boş uzayda $\varepsilon_r = 1$ olması sebebiyle ışık hızıyla ilerlemektedir. Bu sebepten dolayı CLEAN algoritmasıyla elde edilen toplam uçuş süresinden (Δt), boş uzayda geçirilen süre çıkarılmış ve EM dalgaların vücut içinde geçirdiği süre ($t_{vücut}$) bulunmuştur. Elde edilen bu süre, EM dalgaların vücut içinde ilerleme hızıyla ($V_{vücut}$) çarpılarak vücut içindeki antenin vücut yüzeyinden olan derinliği hesaplanmıştır.

Ancak EM sinyallerin vücut içinde ilerleme hızının ortamın dielektrik katsayısına bağlı olması, dielektrik katsayısının da yine anten derinliğine bağlı olması sebebiyle hesaplanmak istenen d_0 anten derinliği eşitliğin her iki tarafında da bulunmaktadır. Bu şekildeki denklemin çözümünde minimizasyon işlemi yapılmıştır. Anten d_0 derinliğinin 40mm-60mm aralığında küçük aralıklarla artan her bir değeri için Denklem 3.8 hesaplanmış ve bu denklemi en minimum değere ulaştıran d_0 değeri, tahmin edilen mesafe kestirimi $\hat{d}_0$ olarak elde edilmiştir.

Gerçek anten derinliği ile mesafe kestirimi sonucunda elde edilen derinlik arasındaki mesafe ölçüm hatası Denklem 3.9'da gösterilmiştir.

$$\gamma = d_0 - \hat{d}_0 \tag{3.9}$$

Burada γ; mesafe ölçüm hatasını (mm), d_0 antenin gerçek derinliğini ve $\hat{d}_0$ mesafe kestirimini göstermektedir. Aşağıda Şekil 3.10'da örnek olarak verilmiş 44 mm anten derinliği için hesaplanan mesafe ölçüm hatası (γ) gösterilmiştir.



Şekil 3.10. 44 mm anten derinliği için mesafe ölçüm hatası

Şekil 3.10'da yatay eksen normalize edilmiş d / d_0 oranını göstermekte olup 0 değerini vücut yüzeyinde (d=0) ve 5 değerini en uzak ölçüm noktasında (d=220 mm) almaktadır. Belirtilen derinlik için mesafe ölçüm hatası incelendiğinde maksimum hatanın 8 mm civarında olduğu görülmektedir. Bu hataya sebep olan temel etkenler;

vücut dokularının homojen yapıda olmaması, ortamın dielektrik özelliklerinin tam anlamıyla modellenememesi, zaman uzayında uğraşıldığından frekans etkilerinin göz önünde bulundurulamaması ve ulaşma zamanının bulunması esnasında CLEAN algoritmasından kaynaklı hataların olması örnek gösterilebilmektedir. İşte burada tüm bu hatalar tek bir mesafe ölçüm hatası başlığı altında birleşmektedir.

Tüm anten derinlikleri için mesafe ölçümlerinin ortalama (μ) ve standart sapma (σ) değerleri Tablo 3.1'de gösterilmiştir. Ortalama ve standart sapma değerleri hatanın mutlak değerine göre yani hatanın büyüklüğüne göre hesaplanmıştır.

Tablo 3.1. Tüm derinliklerde mesafe ölçüm hata parametreleri

Anten Derinliği	**Mutlak Mesafe Ölçüm Hatası (mm)**	
	Ortalama μ	**Standart Sapma** σ
40 mm	13,86	3,43
42 mm	4,77	3,01
44 mm	4,72	2,08
46 mm	3,52	1,52
48 mm	2,05	1,61
50 mm	2,40	2,47
52 mm	3,50	3,01
54 mm	1,90	1,22
56 mm	2,78	1,90
58 mm	5,80	5,35
60 mm	2,77	2,19

Bundan sonraki aşamada elde edilen mesafe ölçüm hatalarının istatistiksel modellemesi yapılmıştır. Şekil 3.10' da görüldüğü gibi hata değerleri düzgün dağılımlı olmayıp bir denklem formunda değildir. Bu yüzden hatalar 9 farklı istatistiksel dağılım fonksiyonu ile modellenmeye çalışılmış ve bunlardan en uygun dağılım fonksiyonu aranmıştır. Bu dağılım fonksiyonları Lognormal, Normal, genelleştirilmiş uç dağılımı. (*Generalized Extreme Value, GEV*), Rayleigh, Weibull, Gamma, Eksponansiyel, Logistic ve Nakagami dağılım fonksiyonlarıdır.

Mesafe ölçüm hatalarını modellemek için hataların kümülatif dağılım fonksiyonları (*Cumulative Distribution Function, CDF*) ile dağılım fonksiyonlarının CDF'leri arasındaki benzerlik incelenmiştir. Bu benzerlikler 2 farklı hipotez testiyle ortaya konulmuştur. Bunlar Kolmogorov-Smirnov (K-S) ve Anderson-Darling (A-D) testleridir [55,56]. Her iki test de parametreleri tam olarak bilinen dağılım fonksiyonları ile hata verilerinin olasılık dağılımları arasındaki uyumu ölçen parametrik olmayan testlerdir. Bu testlerden K-S testi bilinen dağılım fonksiyonunun CDF'i ile ilgili verinin CDF'i arasındaki maksimum farkı baz alarak işlem yaparken, A-D testi her iki CDF arasındaki tüm farklar üzerinden işlem yapmaktadır [57]. Bu sebepten A-D testi daha karmaşık olmasının bir sonucu olarak K-S testine göre daha güvenilir sonuçlar verebilmektedir.

Tez kapsamında mesafe ölçüm hatalarının istatistiksel olarak modellenmesinde her iki testten alınan olasılık (ρ) sonuçları kullanılmıştır. Burada ρ olasılığı; mesafe ölçüm hatalarının CDF fonksiyonlarının, dağılım fonksiyonlarına hangi oranda uyum sağladığını gösteren bir olasılık değeridir ve 0 ile 1 arasında değer almaktadır. Matlab programı vasıtasıyla her iki test için bu olasılık değerleri hesaplanmış ve Tablo 3.2 ve 3.3'te gösterilmiştir.

Tablo 3.2. K-S Testi ile mesafe ölçüm hatalarının dağılım fonksiyonlarına ait olma olasılıkları (ρ)

Dağılım Fonksiyonu	Anten Derinliği										
	40mm	42mm	44mm	46mm	48mm	50mm	52mm	54mm	56mm	58mm	60mm
Lognormal	0,205	0,010	0,004	0,010	0,107	0,415	0,245	0,111	0,135	0,202	0,026
Normal	0,961	0,163	0,806	0,644	0,215	0,000	0,008	0,800	0,199	0,007	0,179
GEV	0,999	0,158	0,979	0,453	0,513	0,894	0,918	0,905	0,444	0,282	0,675
Rayleigh	0,000	0,008	0,049	0,359	0,001	0,000	0,000	0,159	0,007	0,000	0,001
Weibull	1,000	0,037	0,516	0,549	0,558	0,511	0,780	0,867	0,584	0,269	0,879
Gamma	0,459	0,019	0,047	0,298	0,457	0,463	0,890	0,488	0,390	0,287	0,857
Exponential	0,000	0,010	0,000	0,000	0,342	0,431	0,317	0,050	0,174	0,262	0,849
Nakagami	0,691	0,042	0,170	0,567	0,853	0,056	0,265	0,936	0,782	0,259	0,872
Logistic	0,963	0,158	0,799	0,516	0,244	0,009	0,100	0,736	0,308	0,031	0,189

: Hipotezin reddi

Tablo 3.3. A-D Testi ile mesafe ölçüm hatalarının dağılım fonksiyonlarına ait olma olasılıkları (ρ)

Dağılım Fonksiyonu	Anten Derinliği										
	40mm	42mm	44mm	46mm	48mm	50mm	52mm	54mm	56mm	58mm	60mm
Lognormal	0,046	0,007	0,004	0,004	0,034	0,472	0,122	0,047	0,093	0,091	0,012
Normal	0,635	0,141	0,503	0,624	0,194	0,001	0,010	0,525	0,208	0,003	0,081
GEV	1,000	0,205	0,831	0,402	0,407	0,807	0,861	0,757	0,302	0,406	0,405
Rayleigh	0,000	0,001	0,056	0,142	0,000	0,000	0,000	0,026	0,001	0,000	0,000
Weibull	0,907	0,042	0,132	0,489	0,508	0,651	0,710	0,688	0,476	0,450	0,639
Gamma	0,126	0,035	0,026	0,104	0,431	0,614	0,713	0,411	0,407	0,469	0,501
Exponential	0,000	0,011	0,000	0,000	0,335	0,579	0,353	0,022	0,069	0,441	0,480
Nakagami	0,271	0,076	0,088	0,301	0,926	0,157	0,404	0,913	0,702	0,298	0,874
Logistic	0,825	0,128	0,560	0,498	0,227	0,004	0,035	0,508	0,207	0,007	0,102

: Hipotezin reddi

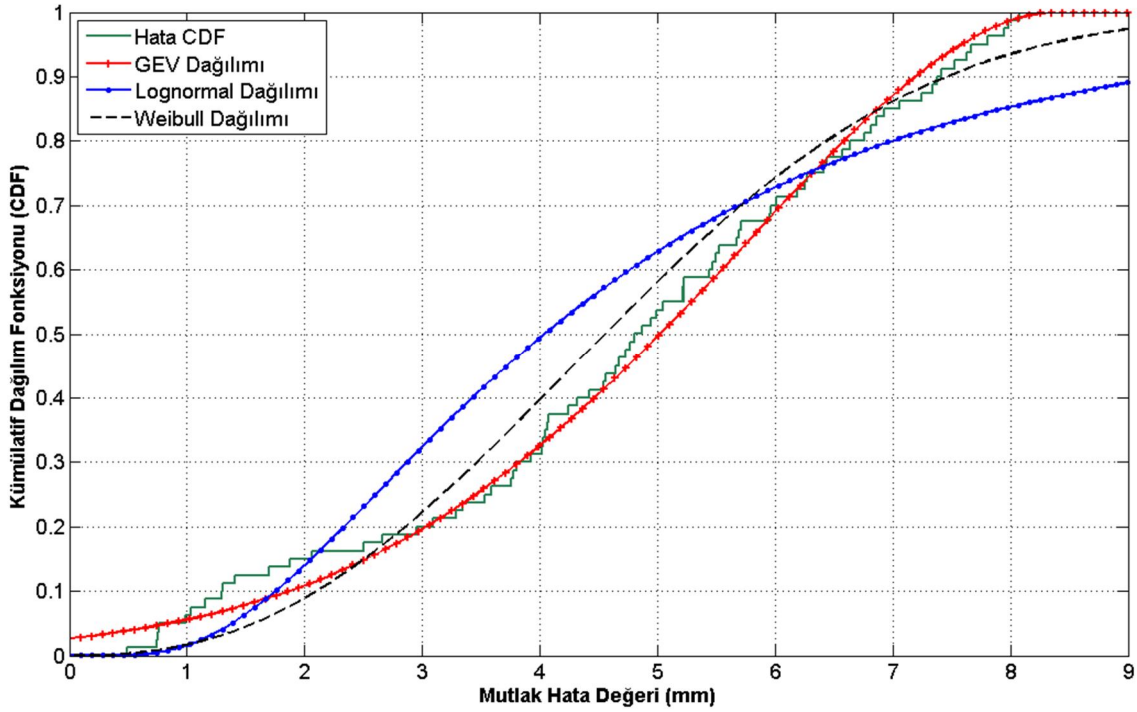
Her iki test için hipotez; hatanın, olasılık dağılım fonksiyonlarına ait olması şeklinde tanımlanmıştır. Ayrıca işlemler %95 önem düzeyinde (*significance level*) yapılmıştır. Yani test, kabul edilebilir güven düzeyinin %5'i ve üzerindeki sonuçlarda hipotezi kabul etmektedir. Buradan yola çıkarak yukarıdaki tablolarda koyu renkli hücreler; hipotez olasılığının 0,05 altında kaldığı durumlarda reddedildiğini göstermektir.

K-S test ve A-D test sonuçları incelendiğinde her iki testten de birbirine yakın sonuçların elde edildiği görülmektedir. Her iki testte de Rayleigh ve Lognormal dağılımlarının mesafe ölçüm hatalarının CDF'ine uymadığı ancak GEV olasılık dağılım fonksiyonunun olasılıksal olarak en iyi uyuma sahip olduğu sonucu elde edilmiştir. Tablolarda GEV dağılımından sonra en iyi sonuçların tek bir derinlikte hipotezi reddedilen Weibull ve 2 derinlikte hipotezi reddedilen Gamma olasılık dağılımlarının olduğu görülmektedir.

GEV dağılım fonksiyonunun diğer dağılım fonksiyonlarına göre yüksek oranda testlerden başarılı çıkması grafiksel olarak da karşılaştırılmıştır. En iyi uyuma sahip GEV dağılımı, bundan sonra en iyi uyuma sahip olan Weibull dağılımı ve yüksek oranda uyumun olmadığı Lognormal dağılımlarının görsel olarak CDF'lerinin karşılaştırılması Şekil 3.11'de gösterilmiştir.

Anten derinliğinin 44mm olduğu senaryo için, Lognormal, GEV ve Weibull dağılımlarının karşılaştırıldığı şekilde, görsel olarak en iyi uyumun GEV dağılımına ait

olduğu görülmektedir. Burada Weibull dağılımının da GEV'e yakın olduğu ancak tam da hatayı istatistiksel olarak tanımlamadığı sonucu çıkarılabilir.



Şekil 3.11. 44 mm anten derinliği için 3 farklı dağılım fonksiyonu karşılaştırma

Lognormal dağılımının ise tabloda testlerden elde edilen sonuçlarda da görüldüğü gibi hatayı modelleyemeyecek kadar uyumsuz olduğu kanaatine varılabilir. Bu sebepten GEV dağılımının mesafe ölçüm hatalarını modellemede en uygun dağılım olduğu sonucu elde edilmiştir. Buna bağlı olarak anten derinlikleri için GEV parametreleri Tablo 3.4'te gösterilmiştir.

Sonuç olarak CLEAN algoritması vasıtasıyla vücut içine yerleştirilen bir antenin konumu ulaşma zamanı yöntemi ile elde edilmiş ve tahmin edilen mesafe ile gerçek mesafe arasındaki hata değerleri ortaya konulmuştur. Ardından bu hataların istatistiksel dağılım fonksiyonları ile ilişkisi hipotez testleri vasıtasıyla incelenmiş ve en uygun dağılım fonksiyonunun GEV olduğu tespit edilmiştir. Son olarak da GEV parametreleri Tablo 3.4'te paylaşılmıştır.

Tablo 3.4. Tüm anten derinlikleri için GEV parametreleri

Anten Derinliği	GEV Parametreleri		
	κ	σ	μ
40 mm	-0,5385	3,7191	13,0963
42 mm	-0,4540	3,1631	3,9654
44 mm	-0,5534	2,2713	4,2700
46 mm	-0,4574	1,6067	3,1212
48 mm	0,1352	1,1459	1,2256
50 mm	0,5634	1,0333	1,0130
52 mm	0,2892	1,7176	1,9344
54 mm	-0,1144	1,0574	1,3828
56 mm	-0,0508	1,5802	1,9186
58 mm	0,4489	2,7915	2,7082
60 mm	0,2156	1,4945	1,5795

Bundan sonraki bölümde aynı derinlik değerleri için mesafe ölçümleri ulaşma zamanı yöntemine göre değil ulaşma genliği yöntemine göre incelenmiş ve YSA tekniği ile mesafe kestirimleri yapılmıştır. Yine hata modellerinin istatistiksel dağılımlara uygunluğu ortaya konulmuş ve karşılaştırmalar yapılmıştır.

4. BÖLÜM

YAPAY SİNİR AĞLARI İLE MESAFE ÖLÇÜM HATALARININ MODELLENMESİ

Bu bölümde yapay sinir ağları vasıtasıyla vücut içinde bulunan verici antenin mesafe kestirimi yapılmıştır. Bunun için öncelikle YSA'nın çalışma prensibinden, ağ tiplerinden ve kullanılan YSA parametrelerinden bahsedilmiştir. Daha sonra YSA ile mesafe kestirimi yapılmış ve tahmin edilen mesafe ile gerçekte bilinen mesafe arasındaki mesafe ölçüm hataları bir önceki bölümde yapıldığı gibi istatistiksel olarak modellenmiş ve model parametreleri ortaya konulmuştur.

4.1 Ulaşma Genliği Yöntemi ile Mesafe Ölçümü

Ulaşma genliği yönteminde; EM dalgaların verici antenden alıcı antene ulaşana kadar maruz kaldıkları zayıflama miktarları baz alınmaktadır. Bu zayıflama miktarı alıcı ile verici arasındaki uzaklığa bağlı olmakla birlikte, EM dalgaların ilgili ortamın yansıma, kırılma, saçılma ve gölgeleme gibi etkilerine de bağlı olabilmektedir. EM dalgaların yayıldığı ortamdaki bu zayıflaması yol kaybı olarak adlandırılmaktadır ve eşitliği 4.1' de verilmektedir.

$$PL_{dB} = PL_0 + 10.n.\log_{10}(\frac{d}{d_0}) \tag{4.1}$$

Denklemde, PL_{dB} ; dB cinsinden yol kaybını, d_0 referans mesafeyi, PL_0 ; referans mesafedeki yol kaybını ve *n* ise ortamın yol kaybı üssünü temsil etmektedir. Boş uzayda d_0 genellikle 1 m olurken *n* ise 2 değerini almaktadır. *n* değeri ortama göre, ortamdaki nesnelere göre değeri değişen bir parametredir ve bina içi ortamlarda 3,2 - 5,7 arasında değer almaktadır [58]. Vücut içi ortamlarda EM dalgaların dokulardan geçerken aşırı zayıflaması sebebiyle yol kaybı değerleri artmakta ve n değerleri, vücut içindeki

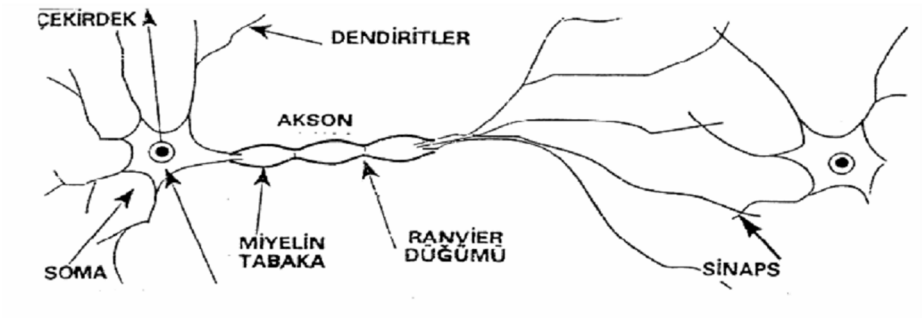
vericinin konumuna göre büyük oranda değişmektedir [59]. Ayrıca vücut içine yerleştirilen antenin polarizasyonu, vücudun hareketleri ve kişiden kişiye değişen doku miktarları (kas, yağ, vb.) gibi etkenlerden dolayı vücut içindeki bir vericiden gönderilen sinyaller alıcı tarafına farklı zayıflamalarla gelmektedir. Bu durum yol kaybı modelinin oluşturulmasını zorlaştırmaktadır. Diğer yandan RSS yönteminin doğası gereği taşıdığı zorluklar da dikkate alındığında bu yöntemin doğrudan kullanılması yerine, tez kapsamında simülasyon çalışmalarından elde edilen RSS verileri yapay sinir ağlarının eğitilmesinde kullanılmıştır. Vücut dokularının frekansa olan bağlılıkları yani frekansla değişen zayıflama miktarları dikkate alındığından, RSS verileri zaman uzayında değil frekans spektrumunda yapay sinir ağlarına giriş olarak uygulanmıştır.

4.2 Yapay Sinir Ağları

Yapay Sinir Ağları (YSA) insan beyninin çalışma sistemini taklit eden bilgisayar programlarıdır. YSA, genel anlamda beyindeki birçok sinir hücresinin (nöron) birbirine bağlanması sonucu oluşan karmaşık ağ yapısı olarak da tanımlanabilmektedir. YSA'nın bu şekilde insan beynini taklit etmesi sayesinde öğrenme yeteneği bulunmaktadır. YSA, bu öğrenme yeteneği sayesinde daha önce karşılaşmadığı durumlar için de sonuç verebilmektedir. Genel olarak problemlerin sınıflandırılmasında, elde olan veriler ile elde olmayan verilerin tahmininde ve modelleme işlemlerinde YSA'lar sıklıkla kullanılmaktadır [60]. YSA günümüzde kontrolden, sinyal filtrelemeye, doğrusal olmayan sitemlerin modellemesinden, optimizasyona kadar birçok alanda kullanılmaktadır.

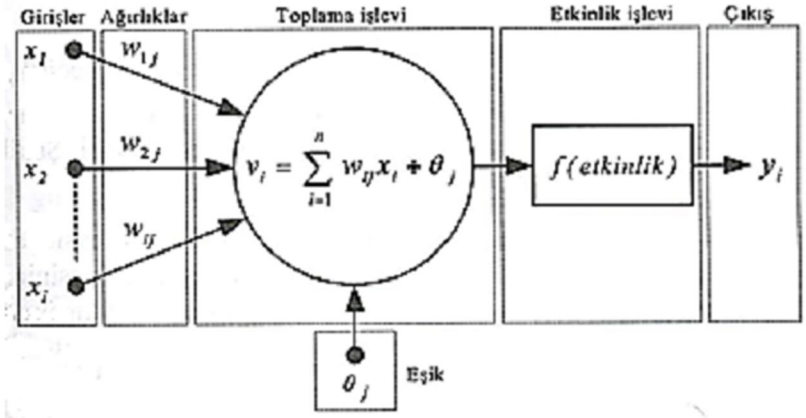
İnsan vücudunda dış ortamdan alınan uyarılar (ses, görüntü, tat, his, acı vb.) elektriksel sinyallere dönüştürülmekte, bu sinyallerde beyine sinirler aracılığıyla iletilmektedir. Sinirler, hem elektriksel sinyalleri beyine iletmede hem de beyinde gerçekleşen öğrenme, hafızada tutma, hatırlama, görsel veya sayısal işlemleri gerçekleştirme gibi birçok olayda rol almaktadır.

YSA ile bir ağ oluşturulurken insan beynindeki nöron yapısı taklit edilmektedir. Şekil 4.1'de basit bir nöron yapısı gösterilmiştir. Burada nöron, dendrit ve akson adı verilen uzantılarından ve bir hücre gövdesinden (çekirdek) meydana gelmektedir. İki nöron arasında doğrudan bir bağlantı olmadığından nöronlar sinaps adı verilen boşluklarla birbirlerine bağlantı yaparlar [61]



Şekil 4.1. Basit bir nöron yapısı [61]

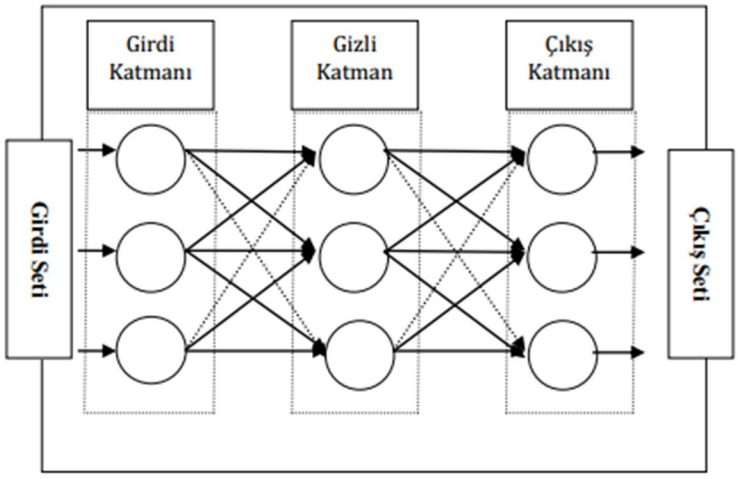
Sinir hücresinde dendritten alınan sinyaller hücre gövdesinde toplanıp değerlendirilmekte ve aksonlar vasıtasıyla diğer hücrelere iletilmektedir. Burada sinaps boşlukları vasıtasıyla ilgili nöronun ağırlığı ayarlanmakta böylece öğrenme olayı gerçekleşmektedir. YSA ile benzeşim yapılacak olursa Şekil 4.2'de gösterildiği gibi dendritler YSA'nın girişlerini, akson YSA'nın çıkışını, sinapslar sinirler arasındaki bağlantı ağırlıklarını ve hücre gövdesi ise etkinlik işlevini temsil ekmektedir. Burada "Eşik" birimi hücrenin girişine gelen sinyalleri seçen, eşik değerinin altında olması halinde sinir hücresine cevap ürettirmeyen bir birimdir.



Şekil 4.2. YSA'nın basit bir hücre yapısı [62]

YSA'nın çalışmasında, girişler vasıtasıyla alınan sinyallerin ağırlıkları oranında çarpılıp toplanması ve toplamın bir aktivasyon fonksiyonu (etkinlik işlevi) ile çıkışa aktarılması mantığı yatmaktadır. Burada aktivasyon fonksiyonu giriş ve çıkış arasındaki eğrisel eşleşmeyi sağlayan doğrusal olmayan fonksiyonu temsil etmektedir.

Bir yapay sinir ağı Şekil 4.2'de gösterilen çok sayıda YSA hücresinden meydana gelmektedir. Burada hücreler rastgele değil katmanlar halinde yerleştirilmektedir. YSA genel olarak giriş katmanı, gizli katman ve çıkış katmanı olmak üzere 3 katmandan meydana gelmektedir. Gizli katmanın olmadığı iki katmanlı ağlar mevcut olsa da karmaşık işlemlerde genellikle 3 katmanlı yapı kullanılmaktadır. Şekil 4.3'te YSA'nın şematik gösterimi görülmektedir.



Şekil 4.3. YSA'nın şematik gösterimi

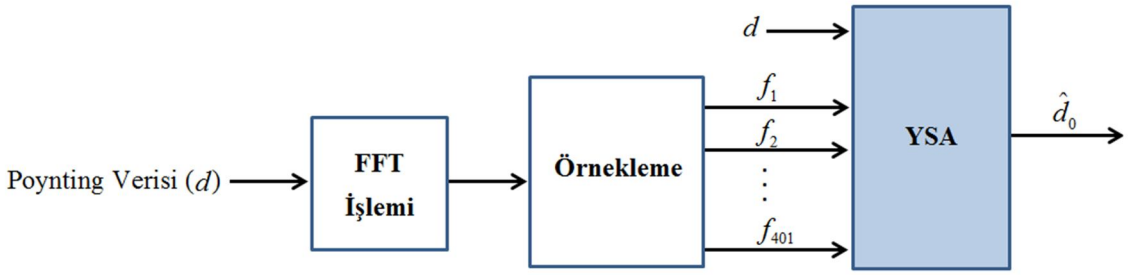
Yapay sinir ağları kendi aralarında yapısal ve matematiksel farklılıklar göstermektedir. YSA'daki yapısal farklılıklar nöronların bağlantı şekillerine ve katman sayılarına bağlıdır. YSA'daki matematiksel farklılıklar ise YSA'nın eğitilmesinde kullanılan eğitim algoritması ve aktivasyon fonksiyonlarındaki farklılıklardan kaynaklanmaktadır.

Nöronlar arasındaki bağlantı şekillerine ve akış yönüne göre yapay sinir ağları ikiye ayrılmaktadır. Bunlar ileri beslemeli ve geri beslemeli ağ tipleridir. İleri beslemeli ağ tipinde ağırlıklar başlangıçta rastgele seçilir. Ağırlıklar, istenilen çıkış ile gerçek çıkış arasındaki hata istenilen seviyeye gelene kadar güncellenir ve bu şekilde ağ eğitilir. Bu ağ tipinde tüm nöronlar daha sonraki katmanlarla bağlantı yapmaktadır. Geri beslemeli ağ tipinde ise nöronlardan bazıları veya tamamı daha önceki katmanlarla bir geri besleme döngüsü oluşturmaktadır.

Bu tez çalışmasında yukarıda belirtilen YSA'daki yapısal ve matematiksel farklılıklar mesafe kestirimi için amaca uygun şekilde ayarlanmış ve bir sonraki başlıkta anlatılmıştır.

4.3 Yapay Sinir Ağları ile Mesafe Kestirimi

Vücut içine yerleştirilmiş anten ile vücut yüzeyi arasındaki mesafenin kestiriminde önceki bölümde kullanılan CLEAN algoritmasına karşılık bu bölümde YSA tekniği kullanılmıştır. Mesafe kestirimi aşamasında vücut dışındaki ölçüm noktalarından alınan Poynting Vektör verilerinin hızlı Fourier dönüşümleri (*Fast Fourier Transform, FFT*) ve ölçüm noktasının vücut yüzeyine uzaklığı giriş verileri olarak seçilmiştir. Bir önceki bölümde zaman uzayında çalışan CLEAN algoritmasının aksine, frekansa bağlı olan dokuların kanala etkisi bu bölümde frekans uzayında incelenmiştir. Bu amaçla mesafe kestirimi için yapılan işlemler Şekil 4.4'deki blok diyagramı ile ortaya konulmuştur.



Şekil 4.4. YSA ile Mesafe kestiriminin blok diyagramı

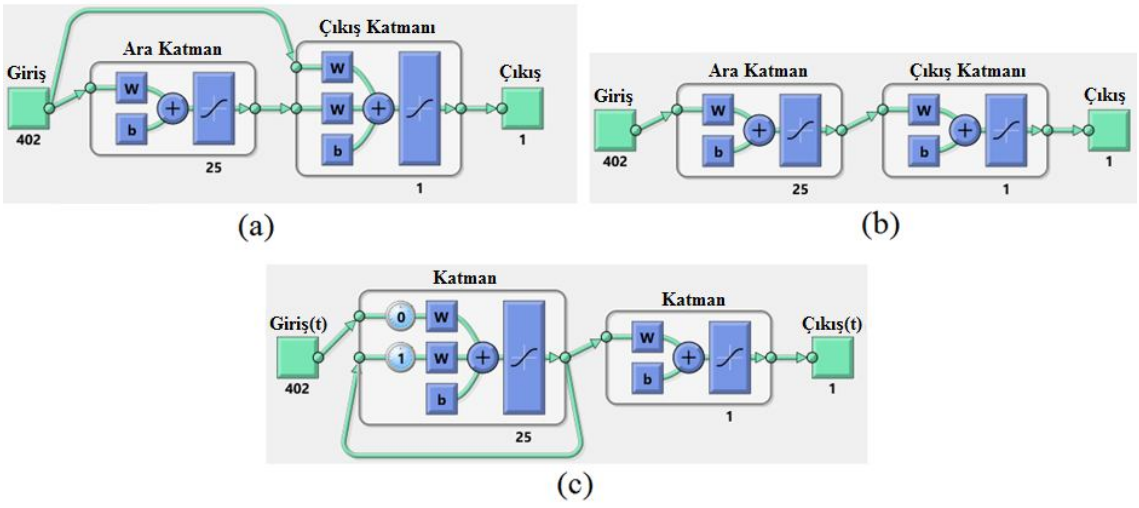
Blok diyagramı incelendiğinde mesafe kestirimini ($\hat{d}_0$) hesaplamak için yapılan işlemler görülmektedir. Burada öncelikle vücut dışındaki sensörlerden alınan Poynting vektör verilerinin ön işlemesi yapılmaktadır. Poynting vektör verileri birim alana düşen güç yoğunluğunu gösteren zaman uzayındaki veriler olduğundan frekans uzayındaki spektrumları FFT işlemi ile hesaplanmıştır. Vücut içindeki antene uygulanan UGB sinyalin merkez frekansı 4.1 GHz ve -6dB bant genişliği 1 GHz olduğundan FFT işlemi; bu aralığın yaklaşık iki katını kapsayacak şekilde 2 GHz ile 6 GHz arasında yapılmıştır.

Örnekleme aşamasında FFT ile elde edilen frekans uzayındaki sinyaller, veri sayısını azaltmak amacıyla 10 MHz örnekleme frekansı ile ayrıştırılmıştır. Böylece 2 GHz ile 6 GHz arasındaki spektrumda 10 MHz aralıkla toplam 401 frekans bileşeni elde edilmiştir. Vücut dışındaki toplamda 80 noktanın her birinde bu işlemler tekrarlanmış ve YSA'nın eğitilmesi için veri kümesi oluşturulmuştur. Böylece YSA; girişinde *d*, Poynting vektör verisinin elde edildiği mesafe (vücut yüzeyi ile nokta arası mesafe) olmak üzere 402 girişli 1 çıkışlı bir ağ yapısına sahip olmaktadır. YSA ağ eğitimi

yapılırken 11 anten derinliği (d_0) için 80 noktada toplamda 402x880 boyutunda veri kümesi oluşturulmuştur.

YSA için eğitim verileri hazırlandıktan sonra MATLAB programındaki Neural Network toolbox (*nntool*) aracı kullanılmıştır. Simülasyon işlemleri Ardışık-ileri geri yayılım algoritması (*Cascade-Forward Backprop, CFB*), İleri beslemeli geri yayılım algoritması (*Feed Forward Backprop, FFB*) ve Elman geri yayılım algoritması (*Elman Backprop, EB*) olmak üzere 3 farklı ağ tipi üzerinde yapılmıştır. Burada seçilen ağ tiplerinin hepsi de geri yayılım algoritmasıdır çünkü uygulamalarda en yaygın kullanılan öğretme algoritması geri yayılım algoritmasıdır. Geri yayılım algoritması, anlaşılması kolay ve matematiksel olarak kolayca ispatlanabilir olmasından dolayı en çok tercih edilen öğretme algoritmasıdır. Bu algoritma, hataları çıkıştan girişe, geriye doğru azaltmaya çalışmasından dolayı geri yayılım ismini almıştır [63].

Geri yayılım algoritması olarak seçilen bu üç algoritmadan CFB ve FFB ileri beslemeli, EB ise geri beslemeli ağ tipi olarak seçilmiş ve ağ tiplerinin mesafe ölçüm hatalarını modellemedeki etkileri incelenmiştir. CFB ağının en temel özelliği çıkış katmanının daha önceki katman çıkışlarından beslenmesidir ve Şekil 4.5 (a)'da gösterilmiştir. FFB ağı standart ileri beslemeli bir ağ tipidir ve Şekil 4.5 (b)'de gösterilmiştir. EB ağı ise geri beslemeli bir ağ tipi olarak ara katmanlardan giriş katmanına bir geri beslemeye sahiptir ve Şekil 4.5 (c)'de gösterilmiştir.



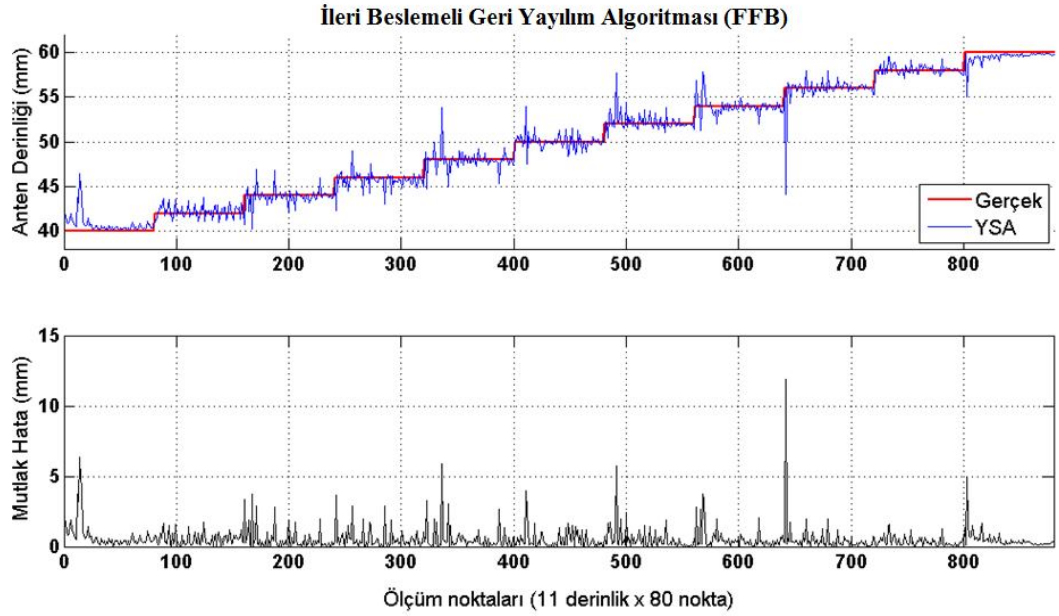
Şekil 4.5. (a) CFB için (b) FFB için (c) EB için ağ yapısı

Seçilen 3 ağ tipi için de tek bir ara katman ve bu ara katmanda 25 nöron olacak şekilde ağ eğitimi yapılmıştır. Daha az sayıdaki nöron seçiminde RMS hatanın yüksek olması, daha fazla nöron seçiminde ise işlem süresinin ve gerekli RAM miktarının artması sebebiyle nöron sayısı orta seviyede tutulmaya çalışılmıştır. Nöronlarda aktivasyon fonksiyonu olarak genellikle hatayı minimum yapan, günümüzde en yaygın olarak kullanılan çok katmanlı ağ modelinin genel aktivasyon fonksiyonu olan tanjant sigmoid fonksiyonu kullanılmıştır [64]. Mesafe kestirimi yapılırken değişen ağ tiplerine karşılık nöron sayısı ve aktivasyon fonksiyonu sabit tutulmuş ve ağ tipleri için YSA eğitimleri aynı şartlarda yapılmıştır. Burada yapay sinir ağları, elde olan verilere karşılık eğitilmiş ve elde olmayan verileri elde etmek için modelleme amacıyla kullanılmıştır. Sonuç olarak 3 farklı ağ tipi için mesafe kestirimleri ($\hat{d}_0$) yapılmış bilinen gerçek mesafe ile YSA mesafe kestirimi arasındaki mesafe ölçüm hataları Tablo 4.1'de gösterilmiştir.

Tablo 4.1. YSA ağlarının mesafe ölçüm hatalarının parametreleri

Anten Derinliği	**Mutlak Mesafe Ölçüm Hatası (mm)**					
	Cascade-Forward Backprop. (CFB)		**Feed-Forward Backprop. (FFB)**		**Elman Backprop. (EB)**	
	Ortalama μ	**Std. Sapma σ**	**Ortalama μ**	**Std. Sapma σ**	**Ortalama μ**	**Std. Sapma σ**
40 mm	1,19	1,07	0,79	1,06	0,92	0,75
42 mm	0,47	0,39	0,54	0,42	0,58	0,49
44 mm	0,93	0,86	0,49	0,75	0,61	0,57
46 mm	1,26	1,45	0,54	0,68	0,91	0,99
48 mm	0,73	1,09	0,56	0,87	0,69	1,38
50 mm	0,68	0,83	0,49	0,64	0,38	0,51
52 mm	0,76	0,83	0,54	0,78	0,77	1,02
54 mm	0,46	0,43	0,52	0,72	0,40	0,40
56 mm	0,56	0,56	0,52	1,35	0,40	0,45
58 mm	0,55	0,57	0,36	0,33	0,40	0,37
60 mm	0,91	0,77	0,47	0,61	0,80	0,58
Ortalama	**0,77**	**0,89**	**0,53**	**0,79**	**0,62**	**0,77**

Tablo 4.1'de 3 farklı YSA ağ tipinde de eğitilmiş ağların mutlak mesafe ölçüm hatalarının ortalamaları ve standart sapmaları verilmiştir. Burada sonuçlar incelendiğinde çoğu anten derinliğinde FFB ağ tipinin düşük ortalamalı ve standart sapmalı hata verdiği görülmektedir. En alttaki satırda verilen tüm anten derinliklerinin ortalaması da FFB'nin uygun bir YSA ağı olduğunu ispatlamaktadır. Ayrıca FFB ağında hataların büyük oranda 1mm'nin altında olduğu da görülmektedir. Mesafe ölçüm hatalarının standart sapması açısından bakıldığında ise EB ağının bu ağ tipleri arasında ikinci sırada olduğu görülmektedir. CFB ağında ise diğer ağlara nazaran hata değerleri daha yüksek olmuştur. Bu sebepten mesafe kestirimi için hataların modellenmesinde FFB ağı ile yola devam edilmiştir. Şekil 4.6' da gerçek anten derinliklerine karşılık FFB ağ tipine sahip YSA sonuçları gösterilmiştir.



Şekil 4.6. FFB mesafe kestirim sonuçları

Şekilde 4.6'da yatay eksen ağ eğitimi sırasında kullanılan 880 veri noktalarını temsil etmektedir. Yani her derinlikte 80 ölçüm noktası olmak üzere 11 anten derinliği değeri için toplamda 880 noktayı göstermektedir. Dikey eksen ise bir önceki bölümde de yapıldığı gibi hatanın mm cinsinden büyüklüğünü göstermektedir. Burada FFB'nin mesafe kestirim sonuçları incelendiğinde çok yüksek oranda mesafe ölçüm hatalarının 3 mm'nin altında olduğu sadece birkaç noktada hatanın yükseldiği görülmektedir.

Bundan sonraki aşamada elde edilen bu hata değerleri istatistiksel olarak modellenmiştir. Hatalar bir önceki bölümdeki gibi 9 farklı istatistiksel dağılım

fonksiyonu ile modellenmeye çalışılmış ve bunlardan en uygun dağılım fonksiyonu aranmıştır. Bu dağılım fonksiyonları yine Lognormal, Normal, genelleştirilmiş uç dağılımı (*Generalized Extreme Value, GEV*), Rayleigh, Weibull, Gamma, Eksponansiyel, Logistic ve Nakagami dağılım fonksiyonlarıdır. Mesafe ölçüm hatalarını modellemek için hataların kümülatif dağılım fonksiyonları (*Cumulative Distribution Function, CDF*) ile dağılım fonksiyonlarının CDF'leri arasındaki benzerlikler aynı şekilde Kolmogorov-Smirnov (K-S) ve Anderson-Darling (A-D) testleri ile incelenmiştir. Bu testler vasıtasıyla mesafe ölçüm hatalarının CDF fonksiyonlarının, ilgili dağılım fonksiyonlarına ait olma olasılıkları (ρ) MATLAB programı vasıtasıyla bulunmuş ve Tablo 4.2 ve 4.3'te gösterilmiştir.

Tablo 4.2. K-S Testi ile mesafe ölçüm hatalarının dağılım fonksiyonlarına ait olma olasılıkları (ρ)

Dağılım Fonksiyonu	Anten Derinliği										
	40mm	42mm	44mm	46mm	48mm	50mm	52mm	54mm	56mm	58mm	60mm
Lognormal	0,757	0,183	0,348	0,089	0,191	0,675	0,035	0,135	0,238	0,098	0,057
Normal	0,001	0,128	0,021	0,003	0,000	0,001	0,001	0,020	0,001	0,001	0,000
GEV	0,955	0,809	0,214	0,376	0,426	0,597	0,654	0,931	0,943	0,418	0,676
Rayleigh	0,000	0,004	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
Weibull	0,153	0,964	0,532	0,802	0,166	0,834	0,582	0,596	0,545	0,194	0,005
Gamma	0,274	0,871	0,514	0,899	0,125	0,741	0,623	0,699	0,543	0,251	0,004
Exponential	0,008	0,197	0,517	0,581	0,120	0,678	0,655	0,117	0,646	0,167	0,000
Nakagami	0,010	0,645	0,624	0,214	0,000	0,073	0,115	0,188	0,068	0,008	0,000
Logistic	0,112	0,242	0,047	0,007	0,002	0,002	0,014	0,226	0,023	0,069	0,002

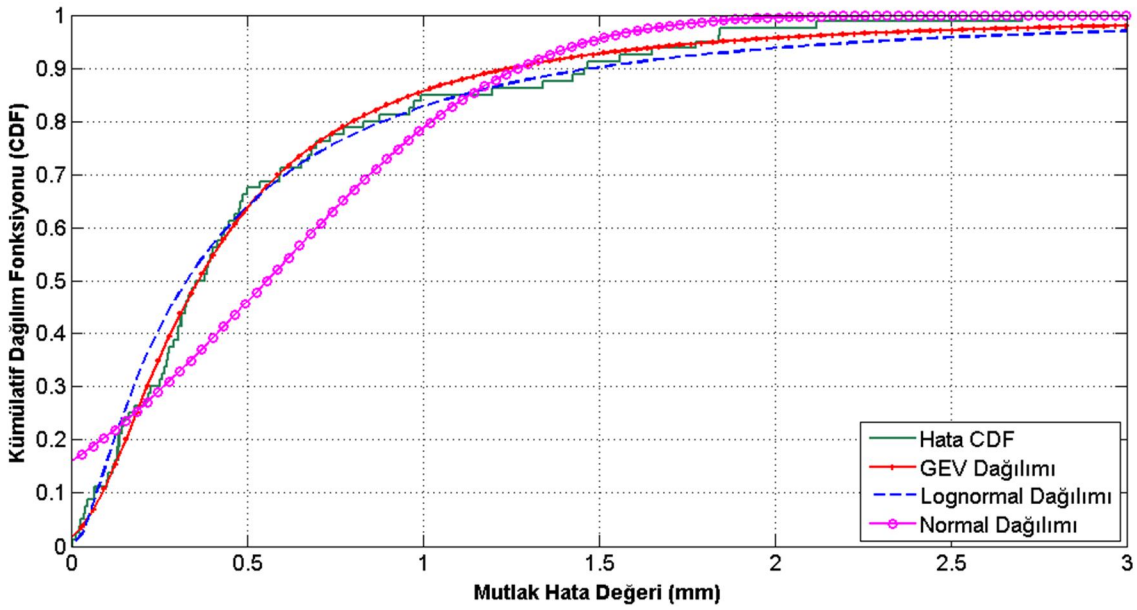
: Hipotezin reddi

Tablo 4.3. A-D Testi ile mesafe ölçüm hatalarının dağılım fonksiyonlarına ait olma olasılıkları (ρ)

Dağılım Fonksiyonu	Anten Derinliği										
	40mm	42mm	44mm	46mm	48mm	50mm	52mm	54mm	56mm	58mm	60mm
Lognormal	0,721	0,280	0,276	0,190	0,324	0,769	0,067	0,184	0,407	0,210	0,088
Normal	0,000	0,055	0,025	0,002	0,000	0,000	0,001	0,006	0,002	0,001	0,000
GEV	0,959	0,735	0,333	0,567	0,409	0,727	0,641	0,921	0,909	0,664	0,654
Rayleigh	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
Weibull	0,094	0,964	0,769	0,954	0,157	0,841	0,581	0,589	0,731	0,246	0,011
Gamma	0,217	0,943	0,779	0,951	0,134	0,678	0,578	0,727	0,743	0,342	0,014
Exponential	0,009	0,154	0,821	0,487	0,117	0,313	0,503	0,098	0,726	0,108	0,002
Nakagami	0,012	0,724	0,668	0,352	0,002	0,083	0,206	0,158	0,181	0,029	0,002
Logistic	0,021	0,218	0,047	0,015	0,004	0,005	0,010	0,154	0,010	0,028	0,001

: Hipotezin reddi

Her iki test için hipotez; hatanın, olasılık dağılım fonksiyonlarına ait olması şeklinde tanımlanmıştır ve bir önceki bölümdeki gibi %95 önem düzeyinde (*significance level*) yapılmıştır. Bu da tablolarda koyu renkte görüldüğü gibi hipotezin %5 doğruluğun altındaki durumlarda reddedildiğini göstermektir. K-S test ve A-D test sonuçları incelendiğinde bir önceki bölümdeki gibi birbirine yakın sonuçların elde edildiği görülmektedir. Her iki testte de Lognormal ve GEV dağılımlarının mesafe ölçüm hatalarını iyi modelleyebileceği sonucuna varılmıştır. Ancak Rayleigh ve Normal dağılımlarının bütün anten derinliklerinde mesafe ölçüm hatalarını modelleyemeyeceği sonucu çıkarılmıştır. GEV ve Lognormal dağılımları da kendi aralarında karşılaştırıldıklarında, tablolardaki olasılık değerleri GEV dağılımının hata modellemeye daha uygun olduğunu göstermektedir. Şekil 4.7'de GEV, Lognormal ve Normal dağılımlarının görsel karşılaştırılması gösterilmiştir.



Şekil 4.7. 56 mm anten derinliği için 3 farklı dağılım fonksiyonu karşılaştırma

Örnek olarak verilen anten derinliğinin 56mm olduğu bu senaryo için, Lognormal, GEV ve Normal dağılımlarının karşılaştırıldığı şekilde, görsel olarak GEV ve Lognormal dağılımlarının birbirine yakın ancak GEV dağılımının biraz daha iyi uyum sağladığı görülmektedir. dağılımına ait olduğu görülmektedir. Normal dağılımının ise tabloda testlerden elde edilen sonuçlarda da görüldüğü gibi hatayı modelleyemeyecek kadar uyumsuz olduğu grafikten de anlaşılmaktadır. Bu sebepten YSA tekniğiyle elde

edilen mesafe kestirimi sonucunda oluşan mesafe ölçüm hataları GEV dağılımı ile daha doğru modellenebilmektedir. Buradan yola çıkarak tüm anten derinlikleri için GEV parametreleri Tablo 4.4'te gösterilmiştir.

Tablo 4.4. Tüm anten derinlikleri için GEV parametreleri

Anten Derinliği	**GEV Parametreleri**		
	κ	σ	μ
40 mm	0,3137	0,4768	0,7026
42 mm	0,2258	0,2324	0,2807
44 mm	0,4881	0,4373	0,4280
46 mm	0,6167	0,5417	0,4837
48 mm	0,5856	0,2746	0,2833
50 mm	0,7124	0,2644	0,2404
52 mm	0,4631	0,3529	0,3398
54 mm	0,2462	0,2172	0,2682
56 mm	0,4615	0,2493	0,2611
58 mm	0,3243	0,2465	0,2967
60 mm	0,5617	0,2721	0,5124

Sonuç olarak YSA tekniği ile vücut içine yerleştirilen bir antenin konumu, ilgili noktalardan alınan verilerin frekans uzayındaki karşılıklarının giriş olarak tanımlanmasıyla elde edilmiş ve tahmin edilen mesafe ile gerçek mesafe arasındaki hata değerleri ortaya konulmuştur. Ardından bu hataların istatistiksel dağılım fonksiyonları ile ilişkisi hipotez testleri vasıtasıyla incelenmiş ve en uygun dağılım fonksiyonunun GEV olduğu tespit edilmiştir.

5. BÖLÜM

TARTIŞMA, SONUÇ VE ÖNERİLER

5.1 Tartışma

Bu tez kapsamında öncelikle giriş bölümünde tezin amacı, kapsamı ve dayanağı anlatılmış, ilgili alanda literatürde yapılan çalışmalar ortaya konulmuştur. Birinci ve ikinci bölümde temel olarak UGB sinyallerinin özelliklerinden, WBAN kavramından, simülasyon ortamından, kullanılan vücut modelinden, dokuların EM özelliklerinden ve hesaplama yöntemlerinden bahsedilmiştir. Üçüncü ve dördünce bölümde vücut içinde kalp hizasına yerleştirilen UGB bir antenin vücut içindeki mesafesinin kestiriminde kullanılan iki farklı yöntem ortaya konulmuştur.

Çalışmada kullanılan iki yöntemden birisi olan, ulaşma zamanı yöntemi ile vücut içindeki vericinin vücut yüzeyi ile arasındaki mesafe kestirimi yapılmıştır. Ulaşma zamanının hesaplanmasında kanal profilinden faydalanılmış, kanal profilini ortaya koyabilmek için ise daha çok bina içi uygulamalarında kullanılan CLEAN algoritması vücut içi uygulamalarına entegre edilmiştir. Vücut içinde 40mm – 60mm arasındaki 11 farklı derinliğe yerleştirilen antenin mesafe kestirimi için ilgili aralıktaki dokuların ortalama dielektrik katsayı modeli oluşturulmuş ve bundan faydalanılarak hesaplanan mesafe kestirimi ile gerçek mesafe arasındaki farklar elde edilmiştir. Bu farklar mesafe kestirim hatası olarak adlandırılmıştır. Hataların istatistiksel dağılım fonksiyonlarına ait olma olasılıkları ise iki farklı hipotez testiyle (Kolmogorov-Smirnov (K-S) ve Anderson-Darling (A-D)) karşılaştırılmalı olarak ortaya konulmuştur.

Diğer yöntemde mesafe kestirimi, alınan sinyallerin genlik (RSS) verilerinin yapay sinir ağlarında kullanılması ile sağlanmıştır. Bu yöntemde vücut dışındaki her bir gözlem noktasında ölçülen sinyal gücününü FFT dönüşümü yapılmış ve örneklenmesi neticesinde YSA girişine verilmiştir. YSA ağı 3 farklı ağ tipi için aynı şartlarda eğitilmiş ve mesafe kestirimi için model oluşturmaları sağlanmıştır. YSA'dan elde edilen mesafe kestirimleri ile gerçek mesafeler arasındaki hatalar diğer yöntemde

yapıldığı gibi istatistiksel olarak modellenmiştir. Modelleme işlemi için aynı şekilde hatanın hangi dağılım fonksiyonuna ait olduğu iki hipotez testiyle K-S ve A-D karşılaştırılmalı olarak ortaya konulmuştur.

5.2 Sonuç ve Öneriler

Kullanılan iki farklı yöntemde de mesafe kestirim modelleri başarılı sonuçlar vermiştir. Ancak YSA ile mesafe ölçüm sonuçlarında mesafe ölçüm hatalarının ortalamaları 0 - 1,5mm arasında iken, CLEAN sonuçlarının çoğunlukla 1,9 - 6mm arasında olduğu görülmektedir (bkz.Tablo 3.1 ve Tablo 4.1). Buradan hareketle YSA sonuçlarının TOA yöntemine göre daha güvenilir ve doğru olduğu kanısına varılabilmektedir.

YSA ağ tipleri arasında karşılaştırma yapıldığında her birinde ortalama hata 1,5mm altında ise de en iyi sonucun ileri beslemeli geri yayılım eğitim algoritmasında (FFB) elde edildiği görülmektedir (bkz. Tablo 4.1).

Her iki yöntem ile elde edilen hata değerleri her ne kadar farklı olsa da istatistiksel sonuçları aynı çıkmıştır. CLEAN yönteminde GEV ve Weibull dağılımları hata CDF'ine en iyi uyumu sağlarken, YSA tekniğinde de GEV ve Lognormal dağılımları en iyi uyumu sağlamıştır. Her iki yöntemde de olasılıksal olarak en iyi dağılımın GEV dağılımı olduğu sonucuna varılmıştır. Ayrıca tezde kullanılan birbiri ile farklı K-S ve A-D hipotez testlerinin büyük oranda birbirine benzer sonuçlar verdiği görülmüştür. Bu da istatiksel modellemenin tutarlılığını artırmıştır.

Bu tez çalışması aşağıdakilerle geliştirilebilir;

- CLEAN algoritmasının performansının artırılmasıyla kanal dürtü cevabının daha doğru bir şekilde elde edilmesi sağlanabilir. Çünkü CLEAN algoritması iteratif çalışan bir algoritma olduğundan her korelasyon işleminden sonra maksimum değerler ve bunların konumları baz alınarak hesaplamalar yapılmaktadır. Ancak gerçek kanal dürtüsü her zaman korelasyonun maksimum olduğu değer ve yerde değil bazı durumlarda bu değerden bir kaç küçük olan değer ve yerde gizli olabilmektedir. O yüzden CLEAN algoritması, her iteratifte bu durumun da hesaba katılacağı, toplam RMS hatayı minimuma düşürecek kanal dürtü yanıtının geri beslemeli olarak bulunacağı şekilde düzenlenebilir.

- 3. Bölümde yapılan çalışmalarda vücut içinde antenin yerleştirildiği derinlikler için ortalama bir dielektrik model oluşturulmuş ve bu model vasıtasıyla mesafe kestirimi yapılmıştır (bkz. Şekil3.8). Burada vücudun dielektrik özelliklerini tam olarak yansıtan bir modelin kullanılması durumunda veya YSA, optimizasyon algoritmaları vb. ile desteklenmesi durumunda mesafe ölçüm hataları büyük oranda azalabilir.
- Tez bazında bakıldığında ise bu tez sadece tek eksende doğrusal noktalardaki ölçümlerin alınmasıyla yapılmıştır. Vücut dışında iki eksenli bir düzlemdeki noktalarda antenin polarizasyon ve oryantasyonunun da dahil edildiği çalışmalarla bu tezin üzerine katkılar sağlanabilir.
- Tez çalışması esnasında kanalın sadece statik durumu incelenmiştir. Vücut pozisyonlarının ve ortam şartlarının da hesaba katıldığı dinamik kanallar için bu tez geliştirilebilir.

KAYNAKLAR

1. Ullah, S., Higgins, H., Braem, B., Latre, B., Blondia, C., Moerman, I., Saleem S., Rahman Z., Kwak, K. S., 2012. A comprehensive survey of wireless body area networks. **Journal of medical systems, 36** (3): 1065-1094.
2. Yan G., Ye D., Zan P., Wang K., Ma G., 2007. Micro-robot for endoscope based on wireless power transfer, *IEEE International Conference on Mechatronics and Automation,* : 3577-3581
3. Bae, W. G., Choi, J. H., Lee, S. H., Kang, D., Jung, K. W., Suh, K. Y., 2010. Centering mechanism for micro vessel robot using micropatterned shape memory polymers. *In Biomedical Robotics and Biomechatronics (BioRob), 3rd IEEE RAS and EMBS International Conference on IEEE,* : 594-598
4. Lewis, B. S., Swain, P., 2002. Capsule endoscopy in the evaluation of patients with suspected small intestinal bleeding: results of a pilot study. **Gastrointestinal endoscopy, 56** (3): 349-353.
5. Khaleghi, A., Chávez-Santiago, R., Balasingham, I., 2010. Ultra-wideband pulse-based data communications for medical implants. **IET communications, 4** (15): 1889-1897.
6. Pahlavan, K., Bao, G., Ye, Y., Makarov, S., Khan, U., Swar, P., Sayrafian, K., 2012. RF localization for wireless video capsule endoscopy. **International Journal of Wireless Information Networks, 19 (**4): 326-340.
7. Figeys, D., Pinto, D., 2000. Lab-on-a-chip: a revolution in biological and medical sciences. **Analytical Chemistry, 72** (9): 330-335.
8. Khaleghi, A., Chávez-Santiago, R., Liang, X., Balasingham, I., Leung, V. C. M., Ramstad, T. A., 2010. On ultra wideband channel modeling for in-body communications. *In Wireless Pervasive Computing (ISWPC), 5th IEEE International Symposium on IEEE:* 140-145.
9. Hall, P. S., 2006. Introduction to Body-Centric Wireless Communications, pp. 1-10. ln: Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications (Eds: P. S. Hall., Y. Hao). Artech House, Norwood.
10. Yazdandoost, K., Sayrafian, K., 2009. Channel model for Body Area Network (BAN) IEEE 802.15.6 technical contribution, (Web sayfası:

http://math.nist.gov/mcsd/savg/papers/15-08-0780-09-0006-tg6-channel model). (Erişim Tarihi: Temmuz 2015)

11. Molisch, A. F., 2009. Ultra-wide-band propagationchannels, **Proceedings of the IEEE, (97)** 2: 353–371.
12. Allen, B., Brown, A., Schwieger, K., Zimmermann, E., Malik, W. Q., Edwards, D. J., Oppermann, I., 2005. Ultra wideband: Applications, technology and future perspectives. *Internatıonal Workshop on Convergent Technologıes (IWCT),* 1-6.
13. Orebäck, A., 2004. A Component Framework For Autonomous Mobile Robots. KTH Royal Institute of Technology, Doktora Tezi, Stockholm, İsveç, 130s.
14. Alavi B., 2006. Distance Measurement Error Modeling for Time-of-Arrival Based Indoor Geolocation. Worcester Polytechnic Institute, Worcester, Doktora Tezi, 171s.
15. Semrad, C. E., 2009. İnce bağırsağın endoskopisi: keşfedilen bölge gelecekteki ufuklar. **Current Opinion in Gastroenterology, 2** (3): 110-115
16. Kanaan M., Heidari M., Akgül F. O., Pahlavan K., 2006. Technical aspects of localization in indoor wireless networks, **In Bechtel Telecommunications Technical Journal**, **5**(1): 47-58.
17. Nerguizian, C., Despins, C., Affes, S., 2001. A framework for indoor geolocation using an intelligent system. *In 3rd IEEE Workshop on WLANs,* : 1-38.
18. Sayed, A. H., Tarighat, A., Khajehnouri, N., 2005. Network-based wireless location. [Challenges faced in developing techniques for accurate wireless location information], **IEEE Signal Processing Magazine, 22** (4): 24-40
19. Khan, M. M., Abbasi, Q. H., Alomainy, A., Hao, Y., 2011. Study of line of sight (LOS) and none line of sight (NLOS) ultra wideband off-body radio propagation for body centric wireless communications in indoor. *In Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on* IEEE, April 11-15, Rome, pp: 110-114.
20. Wang, Q., Wang, J., 2009. Performance of on-body chest-to-waist UWB communication link. **Microwave and Wireless Components Letters, 19** (2): 119-121.

21. Zasowski, T., Meyer, G., Althaus, F., Wittneben, A., 2006. UWB signal propagation at the human head. **Microwave Theory and Techniques on IEEE Transactions, 54** (4):1836-1845.

22. Abbasi, Q. H., Sani, A., Alomainy, A., Hao, Y., 2011. Experimental characterization and statistical analysis of the pseudo-dynamic ultrawideband on-body radio channel. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 10:** 748-751.

23. Khaleghi A.,Balasingham I. 2009. Improving in-body ultra wideband communication using near-field coupling of the implanted antenna, **Microwave and Optical Technology Letters, 51**(3) : 585-589.

24. Khaleghi, A., Balasingham, I., Chávez-Santiago, R., 2011. Computational study of ultra-wideband wave propagation into the human chest. **Microwaves, Antennas and Propagation, IET, 5** (5): 559-567.

25. Zasowski, T., 2007. A System Concept for Ultra Wideband (UWB) Body Area Networks. Logos Verlag, Berlin, 249 pp.

26. Ross, G. F., 1973, Transmission and Reception System for Generating and Receiving Base-Band Duration Pulse Signals without Distortion for Short Base-Band Pulse Communication System. US Patent 3 728 632, April 17, 1973.

27. Federal Communications Commission First Report and Order 02-48. (Web Sayfası: **https://transition.fcc.gov/Bureaus/Engineering_Technology/Orders/2002/fcc02048.pdf**). (Erişim Tarihi: Temmuz 2015).

28. Şahinoğlu, Z., Gezici, S., Güvenç, İ., 2008. Ultra-wideband Positioning Systems. Cambridge University Press, New York, 269 pp.

29. Stroh, S., 2003. Ultrawideband: Multimedia unplugged. **IEEE Spectrum, 40** (9): 23-27

30. T.G. Zimmerman, 1999. Personal area network: near-field intrabody communication, **IBM Systems Journal, 38**(4) : 566-574.

31. Gupta, S. K., Lalwani, S., Prakash, Y., Elsharawy, E., Schwiebert, L., 2003. Towards a propagation model for wireless biomedical applications. *In Communications, ICC'03 IEEE International Conference on,* 3 : 1993-1997

32. Augustine, R., 2009. Electromagnetic Modelling of Human Tissues and İts Application on the İnteraction Between Antenna and Human Body in the Ban
Context. Université Paris-Est, Doktora Tezi, Paris, 186s.

33. Gabriel, C., 1996. Compilation of the dielectric properties of body tissues at RF and microwave frequencies. (Web sayfası: **http://oai.dtic.mil/oai/oai?verb=getRecord&metadataPrefix=html&identifier=ADA309764**). (Erişim Tarihi: Temmuz 2015)

34. Durney, C. H., Massoudi, H., İskander, M. F., 1986. Radio frequency radiation dosimetry handbook,brooks air force base, (Web sayfası: **http://oai.dtic.mil/oai/oai?verb=getRecord&metadataPrefix=html&identifier=ADA180678**). (Erişim Tarihi: Temmuz 2015)

35. Li, H. B., Yazdandoost, K. Y., Zhen, B., Wireless Body Area Network. River Publishers, Aalborg, 198 pp.

36. Schwan, H.P., 1957. Electrical properties of tissue and cell suspensions, **Advances in Biological and Medical Physics, 5**: 147-209,

37. Hall, P. S., 2006. Electromagnetic Properties and Modeling of the Human Body, pp. 11-38. ln: Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications (Eds: P. S. Hall., Y. Hao). Artech House, Norwood.

38. Nikawa, Y., M. Chino, and K. Kikuchi, 1996. Soft and dry phantom modeling material using silicone rubber with carbon fiber, **IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 44**(10), Part 2 : 1949–1952.

39. Dimbylow, P. J., 1995. The development of realistic voxel phantoms for electromagnetic field dosimetry, *Proc. Int. Workshop on Voxel Phantom Development,* **:** 1–7

40. Kainz, W., Kellom, T. R., Qiang, R., Chen, J., 2005. Development of pregnant woman models for nine gestational ages and calculation of fetus heating during magnetic resonance imaging (MRI), *Proceedings of the 27th BEMS and EBEA meeting***,** Dublin, Ireland**,** pp: 137–139.

41. U.S. National Library of Medicine, National Institute of Health, 2010. The visible human project, (Web Sayfası:

http://www.nlm.nih.gov/research/visible/visible_human.html), (Erişim tarihi: Temmuz 2005).

42. Harrington, R. F., ve Harrington, J. L., 1996. Field Computation by Moment Methods. Oxford University Press, 240s.
43. Ross, C. T. F., 1998. Advanced Applied Finite Element Method, Chichester, U.K.: Horwood Publishers, 467s.
44. Kunz, K. S., 1993. The Finite Difference Time domain Method for Electromagnetics. CRC Press, New York, 448s.
45. Yee, K. S., 1996. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equation in isotropic media, **IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 14**(3) : 302–307
46. FDTD Method (Web Sayfası: **www.remcom.com/x17-xfdtd-method/**). (Erişim Tarihi: Temmuz 2015).
47. Johnson, G., 2010. Notes on perfectly matched layers (PMLs), (Web Sayfası: **math.mit.edu/~stevenj/18.369/pml.pdf**). (Erişim Tarihi: Temmuz 2015)
48. M. Klemm ve G. Troester, 2006. EM energy absorption in the human body tissues due to UWB antennas, **Prog. Electromagnetic Res. PIER 62**: 261–280.
49. Yin, X. C., Ruan, C. L., Ding, C. Y., ve Chu, J. H., 2008. A planar U type monopole antenna for UWB applications. **Progress In Electromagnetics Research Letters, 2:** 1-10.
50. Kanaan, M., Koçer, C., Suveren, M., 2014. On the relationship between antenna parameters and near-field effects for UWB implant body area networks, pp. 1-5. *Medical Information and Communication Technology (ISMICT) 8th International Symposium on* IEEE, April 2-4, 2014, Florence, pp. 1-5
51. Kanaan, M., Suveren, M., 2015. A novel frequency-dependent path loss model for ultra wideband implant body area networks. **Measurement, 68**:117-127.
52. Heidari, M., 2008. Identification and Modeling of the Dynamic Behavior of The Direct Path Component in ToA-Based Indoor Localization Systems. Worcester Polytechnic Institue,Worcester, Doktora Tezi, 159 s.
53. Yang, L., 2004. The Applicability of the Tap-Delay Line Channel Model to Ultra Wideband. Virginia Polytechnic Institute and State University, Yüksek Lisans Tezi, Blacksburg, 110 s.

54. Hogbom. J. A., 1974. Aperture synthesis with a non-regular distribution of interferometer baselines, **Astron. and Astrophys. Suppl. Ser, 15**: 417-426.

55. Stephens, M. A. 1974. EDF statistics for goodness of fit and some comparisons, **Journal of the American Statistical Association, 69**: 730-737.

56. Marsalek R., Povalac K., 2012. Kolmogorov-Smirnov test for spectrum sensing: from the statistical test to energy detection, *IEEE Workshop on Signal Processing Systems,:* 97-102,

57. Razali, N. M., Wah, Y. B., 2011. Power comparisons of shapiro-wilk, kolmogorov-smirnov, lilliefors and anderson-darling tests. **Journal of Statistical Modeling and Analytics, 2** (1): 21-33.

58. Alsindi N., 2008. Indoor Cooperative Localization for Ultra Wideband Wireless Sensor Networks, WPI, Department of ECE, Ph.D. Dissertation, 149s

59. Suveren, M., Kanaan, M., Koçer, C., 2014. Investigation of shadowing effects in ultra wide band implant Body Area Networks, *IEEE* 22. *Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SIU)*, Nisan 23-25, 2014, Trabzon, pp: 874-877.

60. Erdemir, D., 2013. Mantolu Sıcak Su Tanklarında Sıcaklık Tabakalaşmasının Deneysel Olarak İncelenmesi İkinci Kanun Değerlendirilmesi Ve Ysa Modellemesi. Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Kayseri, 108 s.

61. Alşahin, S., 2015. Yapay Sinir Ağları ile Kiriş Tipi Yapılarda Hasar Tanımlama. Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Kayseri, 60 s.

62. Elmas, Ç., 2010. Yapay Zeka Uygulamaları. Seçkin Yayıncılık, Ankara, 421s.

63. Yücel, O., 2015. Esnek İmalat Sistemlerinde Döner ve Kayar Mafsallı Robotların Verimliliğini Artırmada Ysa ile Titreşimli İvme Analizi. Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Kayseri, 104 s.

64. Öztemel, E., 2003, Yapay Sinir Ağları, Papatya Yayıncılık, İstanbul, 232s.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL

Adı soyadı : Memduh SUVEREN
Doğum Tarihi : 03.10.1989
Doğum Yeri : Kayseri
Uyruğu : T.C.
Medeni hali : Evli
E-mail : msuveren@erciyes.edu.tr

EĞİTİM

Yüksek Lisans, Mekatronik Mühendisliği, Fen Bilimleri Enstitüsü, KAYSERİ, 2015.

Lisans, Elektrik Elektronik Mühendisliği, Erciyes Üniversitesi, KAYSERİ, 2011.

YABANCI DİL

İngilizce 65 (ÜDS / Aralık 2010)

İLGİ ALANLARI

PLC, Scada Sistemleri, Elektronik Sistemler, Kontrol ve Otomasyon, Endüstriyel Kontrol Sistemleri, Konumlandırma Sistemleri, Haberleşme, Biyomedikal