## T.C. ERCİYES ÜNİVERSİTESİ BİLİMSEL ARAŞTIRMA PROJELERİ KOORDİNASYON BİRİMİ



### Tıbbi İmplant Haberleşme Sistemleri İçin Ultra Geniş Bant Sinyal Propagasyonunun Modellenmesi

**Proje No:** FBA-12-3885

Proje Türü: NAP

# SONUÇ RAPORU

**Proje Yürütücüsü:** Yrd. Doç. Dr. Muzaffer KANAAN Mühendislik Fakültesi Mekatronik Mühendisliği Bölümü

Arş. Gör. Memduh SUVEREN Mühendislik Fakültesi Mekatronik Mühendisliği Bölümü

> Ağustos 2014 KAYSERİ

> > 1

# İÇİNDEKİLER

		Sayfa No
ÖZ	ЕТ	3
AB	STRACT	5
1.	GİRİŞ / AMAÇ VE KAPSAM	7
2.	GENEL BİLGİLER	8
3.	GEREÇ VE YÖNTEM	16
4.	BULGULAR	20
5.	TARTIŞMA VE SONUÇ	24
6.	EKLER	25

#### ÖZET

Bilindiği gibi, ülkemizde sağlık sektörü, sürekli olarak artan talebi karşılamakta zorlanmaktadır. Bu problem, aynı zamanda diğer gelişmiş ve gelişmekte olan ülkelerde de mevcuttur. Bu artan talebi karşılamasında sağlık sektörüne yardımcı olması açısından bilgi ve iletişim teknolojilerinin ve bilhassa kablosuz iletişim teknolojilerinin kullanılması son zamanlarda ciddi bir araştırma konusu haline gelmiştir. Bu şekilde, hastaların sağlık durumlarının mümkün mertebe uzaktan gözlemlenebilmesi ve ancak gerektiğinde hastaneye sevki öngörülmektedir. Bu şekilde, bilhassa şeker hastalığı ve kanser gibi kronik rahatsızlıklardan muzdarip hastaların tekrar eden hastane ziyaretlerinden ileri gelen maliyetler azaltılabilir ve hastaların mümkün mertebe normal hayatlarını sürdürebilmelerine imkan tanınabilir. Bu alandaki en önemli teknolojik gelişmelerden bir tanesi de kablosuz vücut alan ağlarıdır (body area network, veya kısaca BAN).

Kablosuz vücut alan ağları (KVAA'lar) insan vücudunun üzerinde, veya içinde (implant şeklinde) konumlanmış sensörlerden oluşan çok düşük güçlü, kısa menzilli ağlardır. Bu sensörler birbirleriyle haberleşerek hastanın durumunu gözlemleyebilir ve aldıkları verileri vücudun üzerinde veya dışında bulunan bir diğer haberleşme elemanına (mesela bir cep telefonuna veya WiFi cihazına) gönderebilirler. Bu veriler de uygulama ihtiyacına göre, hastaneye ve hastadan sorumlu doktora yönlendirilebilir. Bu şekilde hastanın durumu proaktif bir şekilde gözlemlenebilir ve gerekli müdahale hastanın durumu acil hale gelmeden yapılabilir.

KVAA'lar için en elverişli teknolojilerden birisi ultra geniş bant (ultra wide band) teknolojisidir. Ultra Geniş Bant (UGB) sistemler çok yüksek bant genişliği (genelde 500 MHz ve yukarısı) ve düşük güç ile çalışırlar. Yüksek bant genişliği, sistemin veri iletimi kapasitesi açısından (bilhassa görüntü iletimi için) bir avantajdır. Aynı şekilde, düşük güç de herhangi bir radyofrekans (RF) sisteminin vücut dokusu ile etkileşimi sonucu oluşabilecek negatif sağlık etkilerinin en aza indirgenmesi açısından önemlidir.

Bu proje kapsamında vücut içine implant edilen ve UGB teknolojisi ile çalışan bir KVAA sensörünün yaydığı radyo dalgalarının vücut ortamından nasıl etkilendiği simülasyon bazlı olarak incelenmiştir. UGB sinyallerinin sahip olduğu yüksek bant genişliği ve vücut dokularının her birinin elektriksel özelliklerinin (elektriksel iletkenlik, geçirgenlik vb.) frekansın bir fonksiyonu olarak değiştikleri düşünüldüğünde, UGB sinyallerin propagasyonunun bu tür kayıplı ortamlardan nasıl etkilendiği araştırılmalıdır. Projemizde bu konuya açıklık getirilmeye çalışılmış, bu amaca yönelik olarak da bilhassa frekansa bağlı yol kaybı (path loss) modelleri üzerinde durulmuştur.

Bu çalışma Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri (BAP) birimi tarafından FBA-12-3885 kodlu proje kapsamında desteklenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Haberleşme Sistem Kuramı, Biyomedikal ve Klinik Mühendisliği, Kablosuz vücut alan ağları, Kablosuz haberleşme, Ultra Geniş Bant Sistemler

#### ABSTRACT

It is well-known that healthcare systems in various countries are having a very hard time coping with the increasing demand for health services. To cope with this problem, the use of information and communications technology (ICT), particularly wireless technology, is proposed. The basic rationale for this is to remotely monitor the patient's condition for as long as possible, admitting him/her to the hospital only when absolutely necessary. In this manner, the strain on healthcare facilities can be lessened, delivery of healthcare services can be accomplished in a more cost-effective manner, and the patients (particularly those suffering from chronic illnesses such as heart disease and diabetes) can maintain their normal lifestyle for as long as possible. In this context, wireless body area network (BAN) technology has emerged as a promising area of research and development.

BANs are basically very low-power wireless sensor networks, specifically designed for deployment on, in or around the human body. The sensors themselves can be on the body surface, implanted, or in some cases, off the body surface. Many frequency bands and wireless communications technologies are proposed for BANs, one of the most promising of which is ultra wide band (UWB) technology.

The usage of UWB technology in BANs has a number of benefits, including very low-power operation, very simple transceiver structure, and very high data transmission capacity (owing to the very wide bandwidth, which must be at least 500 MHz or more). However, for an implant application where the sensors are embedded in human body tissue, the usage of UWB technology brings about a number of challenges. Different types of body tissue have different electrical characteristics (such as electrical conductivity, relative permittivity etc.) all of which change as a function of frequency. Therefore, the propagation of UWB signals within body environments needs to be characterized as function of frequency.

In this project, the propagation characteristics of UWB signals, in particular the path loss characteristics, have been studied on a simulation basis. On the basis of the analysis, frequency-dependent path loss models have been formulated.

This project was supported by the Erciyes University Scientific Research Projects Office under project code FBA-12-3885.

Keywords: Wireless Networks, Body Area Networks, Ultra Wide Band, Communication System

#### 1. GİRİŞ / AMAÇ VE KAPSAM

Bu projenin temel amacı, ultra geniş bant teknolojisi kullanan kablosuz vücut alan ağlarına ilişkin tasarımların yapılabilmesi için gerekli olan kanal modellerinin geliştirilmesidir. Bilindiği gibi, herhangi bir haberleşme amacı için kullanılacak kablosuz alıcı-vericilerin istenilen şekilde çalışabilmesi için alıcı-vericilerin çalışacağı kablosuz ortamın ilk önce gerçekçi bir şekilde modellenmesi gerekir. Bu modelin ışığında yapılan alıcı-verici tasarımlarının performansı ölçülebilir ve gerekli tasarım değişiklikleri yapılabilir.

Ultra geniş bant kanal modelleme alanında, son 10 yılda bir hayli çalışma yapılmışsa da, kablosuz vücut alan ağlarına ve bilhassa implant durumlarında (yani sensörlerin vücut dokusunun içinde olduğu durumlarda) kanal modelleme konusu halen açık bir konudur ve bu konuda yapılmış çok fazla çalışma yoktur. Bilhassa insan vücudunun radyo-frekans dalgalarının propagasyonu açısından çoklu yol (multipath) özellikleri yeterince gerçekçi bir şekilde modellenmemiştir. UGB sinyallerin çok yüksek bant genişliğine sahip olmaları nedeniyle, sensörler arası uzaklığın hassas bir şekilde tespit edilmesi (ranging) ve buna dayalı olarak konum tespiti (localization) önemli bir uygulama alanıdır ve gelecek tıbbi implant uygulamalarında (mesela yeni mikro- veya nano-robotik cerrahi uygulamaları) için önemli bir yer tutacaktır. Hassas uzaklık tespiti ve konum tespiti yapabilmek için atılması gereken en önemli adımlardan birisi, gerçek vücut içi implant ortamlarının UGB bazlı uzaklık ölçümlerini nasıl etkilediğini ifade eden istatistiksel modellerin geliştirilmesidir. Bu projenin en önemli somut çıktılarından bir tanesi de, bu alanlardaki bilgi açığını kapatmak ve literatüre katkıda bulunmaktır.

Projenin kapsamı ise, özel olarak aşağıdaki kullanım senaryolarına odaklanarak kanal modellerinin geliştirilmesidir:

1. *Bir implant ile vücudun üstündeki sensör arasında haberleşme:* Buradaki temel amaç, bir implant sensör ile vücudun hemen üstünde (derinin üstünde) duran bir sensör arasındaki kanal yapısının modellenmesidir.

2. *Bir implant ile vücuda yakın bir cihaz arasında haberleşme:* Bu durumdaki amaç da, implant ile vücuda yakın olan ama vücudun üstünde olmayan bir cihaz arasındaki kanal yapısının modellenmesidir.

#### 2. GENEL BILGILER

Kablosuz vücut alan ağları (wireless body area network; WBAN) ve tibbi implant haberleşmesi alanında çalışmalar gerek teorik gerekse de uygulamalı olarak sürmektedir [Bindra, 2008]. Aynı zamanda bu tür sistemleri somut olarak uygulayabilmek ve bu alandaki endüstriyel altyapının oluşması için çok önemli olan teknik standart çalışmalarına da son zamanlarda bilhassa IEEE nezdinde hız verilmiştir [Astrin, Li ve Kohno, 2009]. IEEE nezdinde halen hazırlığı süren 802.15.6 standardında ultra geniş bant fiziksel (PHY) katman teknolojilerinden birisi olarak ifade edilmektedir.

Daha önce de kısaca değinildiği gibi, kablosuz vücut alan ağlarını (KVAA), sensörlerin vücutta nasıl kullanıldığına göre iki sınıfta incelemek mümkündür. Bunların ilki sensörlerin derinin üzerinde veya giysilerin üzerinde olduğu ve literatürde vücut üzeri KVAA (on-body WBAN) veya giyilebilir KVAA (wearable BAN) olarak adlandırılan durumdur [Ullah ve ark., 2010]. Diğeri ise, sensörlerin vücudun içinde olduğu durumdur (mesela kalp pilleri gibi) ve bunlara da literatürde vücut içi KVAA (in-body BAN) veya implant KVAA (implant BAN) denilmektedir ([Ullah ve ark., 2010], [Kanaan, 2011]). Aşağıdaki şekilde, bu iki çeşit KVAA gösterilmistir



Şekil 1 Temel KVAA yapısı

Vücut üzeri KVAA'lar daha ziyade vücut aktivitesini ifade eden çeşitli parametreleri (mesela vücut 15151, oksijen satürasyonu, tansiyon vb.) uzaktan noninvaziv bir şekilde gözlemlemek için kullanılabilir [Ullah ve ark., 2010].

Vücut içi KVAA'lar ise, daha ziyade vücudun içine konmuş bir implant ile haberleşme için kullanılabilir. Mesela bu şekilde, hastaya takılan bir kalp pilinin durumu hakkında bilgi alınabilir. Standart elektromanyetik indüksiyon tekniklerinin sağladığı tek yönlü haberleşme imkanına

implant ile çift yönlü haberleşme mümkündür. Bu çift yönlü haberleşme, implant'in durumu bilgi alma yanında implant'i uzaktan programlama imkanını da sağlayabilir ve bu da yeni nesil robotik cerrahi teknolojilerine de yol açabilir. İmplant KVAA'lar için bir diğer önemli uygulama sahası ise kapsül endoskopisidir (capsule endoscopy) [Khaleghi ve ark., 2010b]. Kapsül endoskopisinin temel amacı, bilhassa bağırsağın daha sağlıklı bir şekilde ve standart endoskopi metoduna nazaran daha esnek bir şekilde görüntülenmesini sağlayan kablosuz bir endoskopi geliştirmektir. Bu metodda, hastalardan kapsül şeklinde bir kamera yutmaları istenmekte, bu da bağırsağın içinden aldığı görüntüleri kablosuz bir şekilde aktarmaktadır. Tıp literatürüne geçen bazı çalışmalarda, kapsül endoskopisinin bazı hastalıklarının tanımlanmasında standart endoskopi metoduna nazaran daha iyi sonuç verdiği saptanmıştır ([Herrerias ve ark. 2003], [Mylonaki, Fritscher-Ravens ve Swain, 2003]).

Kablosuz KVAA'lar için ultra genis bant kanal modelleme çalısmaları su ana kadar daha ziyade vücut üzeri KVAA'lar üzerine yapılmıştır. Vücut üzeri KVAA'lar her ne kadar bu projenin kapsamı dışında olsa da bu alandaki literatür özetine tamamlayıcı olması açısından belli başlı çalışmalara kısaca değinilecektir. Vücut üzeri KVAA uygulamaları ile alakalı kanal modelleme ve anten tasarımı alanındaki en kapsamlı çalışmalardan birisi, Kovacs ve arkadaşları tarafından yapılmıştır [Kovacs ve ark. 2006]. Söz konusu çalışmada araştırmacılar, ultra geniş bant sinyallerin insan vücudu üzerindeki propagasyonunu gösteren bazı modeller gelistirmislerdir. İnsan vücut dokularının elektriksel özellikleri nedeniyle mikrodalga frekanslarında kayıplı (lossy) özelliğe sahip olduğu saptanmıştır [Gabriel, 1996]. Buradan yola çıkarak, Kovacs ve arkadaşları vücut üzeri KVAA'larda bir alıcı ve verici arasındaki direkt hat üzerinden (yani insan vücudunun içinden) sinyal iletiminin olamayacağı kanaatine varmışlardır; bunun yerine daha ziyade alıcı ve verici arasında kırınım (diffraction) esaslı bir sinyal iletimi olabileceğini ileri sürmüşlerdir. Aynı bulgu, Fort ve arkadaşları tarafından da doğrulanmıştır [Fort ve ark., 2006a]. Fort ve arkadaşları bu çalışmada, kırınım vasıtası ile alıcıya varan sinyal bileşenlerinin yol kaybını (path loss) tarif etmek için 6.0 gibi yüksek bir yol kaybı üssü (path loss exponent) bulmuşlardır ki bu da vücut üzeri KVAA ortamlarında sinyalin ne kadar ciddi bir kayba uğrayabildiğini gösterir. Aynı çalışmada, küçük çaplı sönümleme (small-scale fading) modeli olarak ise korelasyonlu lognormal sönümleme (correlated lognormal fading) gözlemlenmiştir. Buna ilaveten insan vücudundaki herhangi bir hareketin (mesela basit bir kol hareketinin) verici ile alıcı arasındaki radvo kanalının davranısını ciddi şekilde değiştirebildiği gözlemlenmiştir. Yine Fort ve arkadaşları tarafından yapılan bir diğer çalışmada, kol hareketlerinin yarattığı sinyal değişimlerinin Nakagami-m olasılık dağılım fonksiyonu ile tarif edilebileceği sonucuna varılmıştır [Fort ve ark., 2006b].

İmplant KVAA alanında ise şu ana kadar yapılan belli başlı çalışmaların temel olarak iki alana odaklandığı gözlemlenmiştir: implant sensörler için anten tasarımı ve implant ortamlarında radyo propagasyon modellerinin oluşturulması. Kim ve Rahmat-Samii, yaptıkları çalışmada implant antenlerinin tasarımı ve gerçek vücut içi ortamlarda simülasyonu üzerine çalışmışlardır; fakat bu çalışma MICS (402-405 MHz) frekans bandında çalışacak antenler üzerine kuruludur ve ultra geniş bant sistemler gibi çok büyük bant genişliği olan sistemler için geliştirilmesi gerekmektedir [Kim ve Rahmat-Samii, 2004]. Ultra Geniş Bant sistemlerde anten tasarımı için yapılan bir diğer çalışma, Zengin ve arkadaşları tarafından yapılmıştır [Zengin ve ark., 2010]. Bu çalışmada anten tasarımı, insan vücut dokularının basitleştirilmiş katmanlı bir modeli (deri kalınlığı: 2 mm, yağ: 3 mm, kas üstü: 10 mm, kas alt: 20 mm, kemik: 10 mm) üzerine kurulmuştur (bkz. Şekil 2) ve bu çalışmada bazı anten tasarımları gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, yine bu çalışmada, modellenen vücut dokularına ait elektriksel özellikler Tablo 1'de verildiği şekilde ifade edilmiştir.



Şekil 2 İmplant anten ve tasarımında esas alınan doku modeli [Zengin ve ark. 2010]

Vücut dokuları	Dielektrik	İletkenlik (S/m)
Deri	46.7	0.69
Yağ	11.6	0.08
Kas	58.8	0.84
Kemik	13.1	0.09

Tablo 1 Vücut dokularına ait elektriksel özellikler [Zengin ve ark. 2010]

Bu proje çalışmasında, Zengin ve arkadaşlarının yapmış bulundukları çalışmanın iki açıdan geliştirilmesi amaçlanmaktadır. Birincisi, vücut dokularının ve organlarının geometrisi, takdir edileceği gibi, Şekil 'de verilen katmanlı yapıdan biraz daha karmaşıktır. Tipik bir insan vücudunun matematiksel bir modeli (mesela, ABD Ulusal Tıp Kütüphanesi tarafından geliştirilen "Visible Human Project" [US NATIONAL LIBRARY OF MEDICINE]) esas alınarak yapılacak bir çalışmanın, implant uygulamaları için UGB anten tasarımını etkileyen temel radio propagasyon mekanizmalarına daha iyi ışık tutabileceği ve bunun neticesinde daha güzel tasarımlar elde edilebileceği kanaatindeyiz. Bunun yanında, ultra geniş bant sistemler söz konusu olduğunda, vücut dokularının elektriksel özellikleri, bütün frekans bandında sabit kalmayıp, frekansın bir fonksiyonu olarak değişebilmektedir. Wang, Masami ve Wang tarafından yapılmış bir diğer çalışmada ([Wang, Masami ve Wang, 2009]) vücut dokularının elektriksel geçirgenliği (permittivity) Debye denklemi ile tarif edilmektedir:

$$\varepsilon_r(\omega) = \varepsilon_{\infty} + \chi(\omega) + \frac{\sigma_0}{j\omega\varepsilon_0}$$

 $\varepsilon_0$ : boş uzay (free-space) elektriksel geçirgenliği

 $\varepsilon_{\infty}$ : nispi geçirgenlik (relative permittivity) ( $\omega \rightarrow \infty$  durumunda)

 $\sigma_0$ : statik elektriksel iletkenlik (static electrical conductivity)

 $\chi(\omega)$ : frekans domenindeki duyarlılık (frequency-domain susceptibility)

 $\omega$ : frekans

Yukarıdaki denklemdeki dikkate şayan en önemli husus, elektriksel geçirgenliğin frekansın birinci derece bir fonksiyonu olarak modellenmiş olmasıdır. Burada akla şu soru gelmektedir: acaba bu denklem vücut dokularının elektriksel özelliklerini ifade etmekte ne derecede gerçekçidir? Proje

çalışmasında bu hususun da ele alınması amaçlanmaktadır. Nitekim, bu konuda yapılan bir diğer çalışmada, Khaleghi ve Balasingham ([Khaleghi ve Balasingham, 2009]) ikinci derece bir yaklaşım ile elektriksel geçirgenliği tarif etmişler ve bu yaklaşımı esas alarak UGB sinyallerin vücut içi ortamlardaki propagasyonunu simülasyon ortamında incelemişlerdir. Bu ikinci derece yaklaşım aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$\varepsilon_r(\omega) = \varepsilon_{\infty} + \frac{\beta_0 + j\omega\beta_1}{\alpha_0 + j\omega\alpha_1 - \omega^2}$$

 $\varepsilon_{\infty}$ :  $\omega \rightarrow \infty$  durumundaki elektriksel geçirgenlik

 $\alpha_0, \beta_0, \alpha_1, \beta_1$ : Gabriel'in ([Gabriel, 1996]) verilerine en küçük kareler eğri uydurma (least-squares fitting) kullanılarak elde edilen parametre değerleri

Söz konusu çalışmada, Khaleghi ve Balasingham, vücut dokularının elektriksel geçirgenliğini ifade etmek için kullanılan dört kutuplu Cole-Cole denklemlerinin ([Gabriel, 1996]) basitleştirilmesi olarak bu ikinci derece yaklaşımı önermişlerdir. Bununla beraber, vücut doku yapısının karmaşıklığı göz önüne alındığında bu ikinci derece yaklaşımın da bazen gerçeği yansıtmayabileceği göz önünde bulundurulmalıdır. Ayrıca, yukarıdaki denklemden de görüleceği gibi,  $\alpha_0, \beta_0, \alpha_1, \beta_1$ parametreleri, frekansın fonksiyonu değillerdir. UGB sinyallerin sahip oldukları yüksek bant genişliği düşünüldüğünde, bu parametrelerin kendilerinin de frekansın bir fonksiyonu olmaları, daha doğru sonuçlar verebilir. Cole-Cole denklemlerinin simülasyon ortamına doğrudan entegre edilmesi daha sağlıklı sonuçlar verebilir. Bu hususlerın da ayrıntılı olarak incelenmesi, literatürdeki bir başka boşluğu dolduracaktır.

Khaleghi ve Balasingham'ın çalışmasındaki ([Khaleghi ve Balasingham, 2009]) bir diğer önemli husus, vücut içine implant edilmiş olan bir antenin, organların yüksek elektriksel geçirgenliği ve vücudun antenin bir parçası gibi davranması neticesinde, antenin yakın alan (near-field) bölgesinin genişlemesidir. Bu durum, antenin ışıma etkinliği (radiation efficiency) açısından bazı kayıplara yol açabilmektedir. Dolayısıyla, Khaleghi ve Balasingham, vücut içi implant ortamlarında haberleşmenin etkili bir şekilde yapılabilmesi için bu yakın alandan faydalanılması gerektiğini ileri sürmüşlerdir. Fakat, bu yakın alandan faydalanılması için, öncelikle onun fiziksel özelliklerinin daha detaylı olarak anlaşılması gerekmektedir. Yakın alandaki elektrik ve manyetik alanlar, vücut geometrisi, vücudun elektriksel özellikleri ve frekansa bağlı olarak acaba nasıl değişmektedir? Literatür taramasından şu ana kadar edindiğimiz bilgiler dahilinde, bu sorunun cevaplandırılmadığını müşahade etmekteyiz. Bu sorunun açıklığa kavuşturulması, tıbbi implant haberleşmesi için gerekli olan fiziksel altyapının ve bu alandaki teknolojinin gelişmesine katkıda bulunacaktır.

Tıbbi implant ortamlarında UGB kanalının modellenmesi alanındaki bir diğer çalışma Khaleghi, Chavez-Santiago ve Balasingham tarafından yapılmıştır ([Khaleghi, Chavez-Santiago ve Balasingham, 2010]). Bu çalışmada, tipik bir insanın bilgisayar modeli esas alınarak, göğüs bölgesindeki UGB radyo sinyal dağılımı simülasyon esaslı olmak üzere modellenmiştir. Bu modelleme yapılırken, vücudun göğüs bölgesinin önden gelen bir düzlem dalgaya (plane wave) maruz kaldığı varsayılmış, bunun neticesinde vücut içindeki elektromanyetik alan dağılımı simülasyon ortamında hesaplanmıştır. Dolayısıyla, bu çalışmada, anten etkileri dikkate alınamamıştır. Fakat, yukarıda da bahsedildiği gibi, antenin vücut içi ortamlarda yakın alan bölgesinin genişlemesi söz konusu olduğundan, antenin etkilerini dikkate almayan bir radyo propagasyon modelinin fazla iyimser sonuçlar vermesi olasılığı mevcuttur. Bu bağlamda, modellemede, anten etkilerinin de dikkate alınması gerekmektedir. Tıbbi implant ortamlarında UGB kanalının gerek yol kaybı (path loss), gerekse de çoklu yol (multipath) özelliklerinin modellenmesi alanındaki iki kapsamlı çalışma Khaleghi, Balasingham ve Chavez-Santiago ([Khaleghi, Balasingham ve Chavez-Santiago, 2011]) ve Khaleghi ve arkadaşları ([Khaleghi ve ark. 2010a]) tarafından yapılmıştır. Bu çalışmada da yine bir insan vücudunun bilgisayar modeli, simülasyon ortamında bir düzlem dalgaya maruz kaldığı varsayılarak, vücut içi elektromanyetik alanların özellikleri incelenmiştir. Elde edilen sonuçların ışığında, yol kaybı ve çoklu yol özelliklerini tarif etmek için istatistiksel modeller geliştirilmiştir. Bu istatistiksel modellemenin amacı ise, sistem tasarımcılarının karmaşık ve maliyetli elektromanyetik alan simülatörlerine ihtiyaç duymaksızın, vücut içi etkileri ifade eden, sistem tasarımı ve performans optimizasyonu için kullanılabilecek basit modeller geliştirmektir. Kanalın çoklu yol özelliklerini modellemek için aşağıda ifade edilen kanal dürtü yanıtı (channel impulse response) modeli bir şablon olarak alınmıştır:

$$h(\tau) = \sum_{k=1}^{N} \alpha_k \delta(\tau - \tau_k)$$

Yukarıdaki denklemde, N alıcı ve verici arasında sinyalin takip edebileceği yol sayısını,  $\alpha_k$ , k no.'lu yoldan alıcıya gelen sinyalin maruz kaldığı sönümleme miktarını,  $\tau_k$  ise yine k no.'lu yoldan gelen sinyalin maruz kaldığı gecikme (delay) miktarını ifade etmektedir. İmplant ortamlarında,  $\alpha_k$  ve  $\tau_k$ , parametreleri implant'ın bulunduğu doku derinliğine bağlı olarak değişen Gaussian rastgele değişkenler olarak ifade edilmişlerdir. Bu modellemenin sonucu olarak, kanaldaki ortalama güç gecikme profili (average power delay profile, APDP) ve RMS gecikme dağılımı (RMS delay spread) da hesaplanmıştır. Bilindiği gibi, herhangi bir kablosuz kanalın RMS gecikme dağılımı, o kanalın üzerinden ne kadar hızla veri iletimi yapılabileceğini belirleyen bir ölçüdür. İstatistiksel modellemeyi doğrulamak açısından elektromanyetik alan simülasyonlarından elde edilen RMS gecikme dağılımı değerleri, istatistiksel modellemeden elde edilen değerler karşılaştırılmıştır (bkz Şekil 3). Bu şekilden de anlaşılacağı gibi, istatistiksel modellemeden elde edilen değerler ile elektromanyetik simülasyonlarından elde edilen değerler ile elektromanyetik simülasyonlarında kanalın çoklu yol özelliklerini ifade eden basit ama daha gerçekçi modellerin geliştirilmesi gerekmektedir.



Şekil 3 Sayısal elektromanyetik simülasyon ve istatistiksel modelleme sonucu elde edilen RMS gecikme dağılımı sonuçlarının

#### sonuçlarının karşılaştırılması ([Khaleghi ve ark. 2010a]).

Tıbbi implant ortamlarında UGB kanalının çoklu yol özelliklerinin modellenmesi ile alakalı bir diğer önemli husus, konum tespiti ve navigasyon ile alakalıdır. Son zamanlarda mikro-robotik cerrahi konusu, tıp teknolojisi camiasında tartışılmaya başlanmıştır ([Pahlavan ve ark. 2011], [Kanaan, 2011]). Temel prensip, çok küçük robotlar vasıtası ile cerrahi müdahalelerin daha kolay ve hasta açısından daha az travmaya sebep olacak şekilde yapılabilmeleridir. Bu vizyonun gerçekleşebilmesi için ise, robotların vücut içindeki konumlarının hassas bir şekilde tespit ve takip edilmesi şarttır. UGB sinyallerinin, çok hassas mesafe ölçümüne ve konum tespitine imkan verdikleri saptanmıştır [Oppermann, Hämäläinen ve Iianatti, 2004]. Fakat, UGB sinyallerinin bu uygulama için de etkili olarak kullanılabilmeleri, vücut içi ortamlardan fiziksel olarak nasıl etkilendiklerinin açık bir şekilde anlaşılması ile mümkündür. Bu bağlamda aydınlatılması gereken husus, vücut içi ortamlarda alıcıya direkt yol (direct path) vasıtası ile gelen sinyalin davranışının modellenmesidir [Pahlavan ve ark. 2006].

#### Kaynakça

**[Ullah ve ark. 2010]** ULLAH S., Higgins, H., Braem B., Latre B., Blondia C., Moerman I., Saleem S., Rahman Z., Kwak K. S., "A comprehensive survey of wireless body area networks", *J Med Syst*, Springer, pp. 1-30, Aug. 2010.

**[Savci ve ark. 2005]** SAVCI H. S., Sula A., Wang Z., Dogan N. S., Arvas E., "MICS transceivers: regulatory standards and applications", Proceedings of IEEE SoutheastCon, 2005, pp.179-182.

**[Kovacs ve ark. 2006]** KOVACS I., Hao Y., Fort A., Klemm M., Pedersen G., Eggers P., De Doncker P., Hall P. S. "Body-centric UWB communications", in *Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications*, P. S. Hall and Y. Hao, Eds. Boston: Artech House, 2006, pp. 93-150.

[Chiani ve Giorgetti, 2009] CHIANI M., Giorgetti A., "Coexistence Between UWB and Narrow-Band Wireless Communication Systems", *Proc. IEEE (Special Issue on UWB Technology and Emerging Applications)*, Vol. 97, No. 2, pp.231-254, Feb. 2009.

**[Oppermann, Hämäläinen ve Iinatti, 2004]** OPPERMANN I., Hämäläinen M., Iianatti J., "UWB Theory and Applications", pp. 3-4, John Wiley & Sons Ltd., 2004.

**[Kanaan, 2011]** KANAAN, M. "Ranging Based on Maximum Likelihood Techniques for Ultra Wide Band Medical Implants", Proceedings of the IEEE International Symposium on Personal Indoor Mobile Radio Communications, 2011 (PIMRC'11)

**[Pahlavan ve ark. 2011]** PAHLAVAN K., Ye Y., Khan U., Fu R., "RF Localization Inside Human Body", Proceedings of the 2011 International Conference on Localization and GNSS (ICL-GNSS 2011).

[Khaleghi ve ark., 2010a] KHALEGHI A. Chavez-Santiago R., Liang X., Balasingham I., Leung V. C. M., Ramstad T. A., , "On ultra wideband channel modeling for in-body communications",

Proceedings of the 5th IEEE International Symposium on Wireless Pervasive Computing, 2010 (ISPWC-2010), pp.140-145.

**[Gabriel, 1996]** GABRIEL, C. 'Compilation of the dielectric properties of body tissues at RF and microwave frequencies'. AL/OE-TR-1996-0037, Brooks Air Force, San Antonio, TX, 1996.

**[Kang ve ark., 2007]** KANG K., Chu X., Dilmaghani R., Ghavami M., "Low complexity Cole-Cole expression for modeling human biological tissues in (FD)<sup>2</sup>/TD method," Electronics Letters, vol. 43, no. 3, 143–144, February 2007.

[Bindra, 2008] BINDRA A., "Medical info-communications signals an era of body area networking", *RF Design*, pp. 10-14, February 2008.

[Astrin, Li ve Kohno, 2009] ASTRIN A., Li H-B., Kohno R., "Standardization for Body Area Networks", IEICE Transactions on Communications, Vol. E92-B, No 2, February 2009.

**[Khaleghi ve ark., 2010b]** KHALEGHI A. Chavez-Santiago R., Balasingham I. "Ultra-wideband pulse-based data communications for medical implants", IET Communications, 2010, Vol. 4, No. 5, pp. 1889-1897.

[Herrerias ve ark. 2003] HERRERIAS J.M., Caunedo A., Rodriguez-Tellez M., Pellicer F., Herrerias J.M.: 'Capsule endoscopy in patients with suspected Crohn's disease and negative endoscopy', Endoscopy, 2003, 35, pp. 564–568.

[Mylonaki, Fritscher-Ravens ve Swain, 2003] MYLONAKI M., Fritscher-Ravens A., Swain P.: 'Wireless capsule endoscopy: a comparison with push enteroscopy in patients with gastroscopy and colonoscopy negative gastrointestinal bleeding', GUT: Intl. J. Gastroenterol. Hepatol., 2003, 52, pp. 1122–1126.

**[Fort ve ark., 2006a]** FORT A., Ryckaert J., Desset C., Der Doncker P., Wambacq P., Van Biesen L. "Ultra-Wideband Channel Model for Communication Around the Human Body", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 24 No. 4, April 2006.

**[Fort ve ark., 2006b]** FORT A., Ryckaert J., Desset C., Der Doncker P., Wambacq P., Van Biesen L. "Ultra-Wideband Body Area Channel Model – From Statistics to Implementation", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54 No. 4, April 2006.

**[Kim ve Rahmat-Samii, 2004]** KIM J., Rahmat-Samii, Y. "Implanted Antennas Inside a Human Body: Simulations, Designs and Characterizations", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, No. 8, August 2004.

[Zengin ve ark., 2010] ZENGİN F., Türetken B., Akkaya E., San, S. E. "Ultra Wideband Antenna Design for Implant Applications", 2010 15<sup>th</sup> National Biomedical Engineering Meeting (BİYOMUT-2010).

**[US NATIONAL LIBRARY OF MEDICINE]** US NATIONAL LIBRARY OF MEDICINE "The Visible Human Project", <u>http://www.nlm.nih.gov/research/visible/visible\_human.html</u>

**[Wang, Masami ve Wang, 2009]** WANG Q., Masami K., Wang J. "Channel Modeling and BER Performance for Wearable and Implant UWB Body Area Links on Chest", Proceedings of the IEEE International Conference on Ultra Wide Band, 2009 (ICUWB-2009), pp. 316-320.

**[Khaleghi ve Balasingham, 2009]** KHALEGHI A., Balasingham I. "Improving In-Body Ultra Wideband Communication Using Near-Field Coupling of the Implanted Antenna", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 51, No. 3, March 2009.

**[Khaleghi, Chavez-Santiago ve Balasingham, 2010]** KHALEGHI A., Chavez-Santiago R., Balasingham I., "Ultra-Wideband Pulse-Based Data Communications for Medical Implants", IET Communications, 2010, Vol. 4, Iss. 15, pp. 1889-1897.

**[Khaleghi, Balasingham ve Chavez-Santiago, 2011]** KHALEGHI A., Balasingham I., Chavez-Santiago R., "Computational Study of Ultra-Wideband Wave Propagation Into the Human Chest", IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2011, Vol. 5, Iss. 5, pp. 559-567.

**[Pahlavan ve ark. 2006]** PAHLAVAN K., Akgül F. O., Heidari M., Hatami A., Elwell J. M., Tingley R. D. "Indoor geolocation in the absence of direct path", *IEEE Wireless Communications*, pp.50-58, December 2006.

#### **3. GEREÇ VE YÖNTEM**

Proje kapsamında yapılan çalışmalar için Remcom firmasının geliştirdiği XFDTD BioPro yazılımı kullanılmıştır. Bu yazılım, Finite Difference Time Domain (FDTD) metodunu kullanarak Maxwell denklemlerini sayısal olarak çözebilen ve bu şekilde herhangi bir 3-boyutlu alanda elektrik ve manyetik alan şiddetlerinin sayısal bir şekilde hesaplanmasını sağlayan bir yazılımdır.

Proje konusu gereği, bu yazılım kapsamında insan vücudunun üç boyutlu bilgisayar modeli de tanımlanmalıdır. Bu tanımlamaları yapabilmek için yine Remcom firmasının geliştirdiği Varipose yazılımı kullanılmıştır. Aşağıdaki şekilde Varipose tarafından oluşturulan insan vücudunun 3-boyutlu voxel modeli yer almaktadır.



Şekil 1 Varipose tarafından oluşturulan 3-boyutlu insan vücudu modeli

Yukarıda belirtilen insan vücudu modelinin bütünüyle XFDTD programına aktarılması ve bunun üzerinden simülasyonların çalışması, ciddi bir hesap yükü yaratacağı ve simülasyonların çok uzun zaman çalışması gerekeceği için, vücut modeli, önemli özellikleri kaybetmeden daha makul simülasyon zamanlarına yol açacak şekilde basitleştirilmiştir. Bu manipülasyonları yapabilmek için yine Varipose programı kullanılmıştır. Bu işlem sonrasında, ortaya çıkan vücut modeli XFDTD programına alınmış, bu modelin içine implant ortamlarına benzer bir UGB anten konulmuştur. Bu UGB anten Khaleghi ve Balasingham'ın çalışmalarında da belirtilen eliptik dipol antendir [REF\_Khaleghi\_Near\_Field\_2009]. Aşağıdaki şekilde belirtilen şekilde basitleştirilen vücut modeli ve bunun içine implant edilen UGB anten gösterilmektedir.



Şekil 2 Simülasyonlara esas olan basitleştirilmiş vücut modeli (anten daire içinde gösterilmiştir)

Proje kapsamında öncelikle implant anten ile vücut üzeri ve vücut yüzeyinin biraz dışında olan noktalar arasında sinyalin maruz kaldığı kayıp, başka bir deyişle yol kaybı (path loss) modellenmiştir. Bu modelleme kapsamında aynı zamanda vücut içine implant edilen antene dairy akın alan etkileri de incelenmiştir. Özellikle UGB antene uygulanan işaretin -6 dB bant genişliği 500 ila 1000 MHz aralığında değiştirilmek suretiyle, antene dair yakın alan bölgesinin nasıl değiştiği incelenmiş, bu kapsamda [1]'de yer alan yol kaybı modelinden daha detaylı bir başka model de ortaya konulmuştur. Antene yukarıda ifade edilen bant genişliğine sahip bir Gaussian darbe (Gaussian pulse) işareti uygulanmıştır ki, bu darbe şekli UGB sistemlerde yaygın olarak kullanılan temel darbe biçimidir [2]. Anten ise vücut yüzeyinden 35, 45 ve 55 mm derinliklere yerleştirilmiştir. Çalışmanın sonuçları, uluslararası BodyNets-2013 (International Conference on Body Area Networks-2013) konferansı kapsamında yer alan Ultra Wide Band for Body Area Networks-2013 (UWBAN-2013) çalıştayı vasıtası ile yayınlanmıştır (bkz. Ek-1).

Bir antenin yakın alan bölgesinin aynı zamanda anten geometrisi ile ilişkisi olduğu da bir gerçektir. Bu gerçekten yola çıkarak, bir önceki çalışmada kullanılan eliptik dipol antenin geometrik parametreleri değiştirilerek, antenin yakın alan etkisinin nasıl değiştiği incelenmiştir. Bu çalışmada da, bir önceki çalışmada kullanılan Gaussian darbe işareti antene uygulanmıştır ve anten vücut yüzeyinden bir önceki çalışma ile aynı derinliklere implant edilmiştir. Bu çalışmanın sonuçları da uluslarası ISMICT-2014 (IEEE International Symposium on Medical Information and Communication Technologies-2014) konferansı kapsamında yayınlanmıştır (bkz. Ek-2).

Bilindiği gibi, decibel skalasında bir yol kaybı modeli

$$PL\left(\frac{d}{d_0}\right) = \alpha + 10n \cdot \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + S \tag{1}$$

şeklinde ifade edilebilir. Yukarıdaki denklemde *PL* yol kaybını (path loss), *d* verici ile alıcı arasındaki uzaklığı,  $d_0$  ise modellemeye uygun olarak seçilen bir referans uzaklığını ifade eder (bu proje kapsamında yer alan modelleme çalışmasında,  $d_0$  implant antenin vücut yüzeyinden derinliğini ifade edecek şekilde seçilmiştir). *n* parametresi ise, yol kaybını üssünü, başka bir deyişle alıcı-verici uzaklığı arttıkça sinyalin ne kadar hızlı zayıfladığını belirtmektedir. Bu parametre, boş uzayda 2 olabilirken, bina içi ortamlar ve insan vücudu gibi kayıplı ortamlarda 4 ila 6, hatta bazen daha da büyük değerler alabilmektedir ([3]).

Genel olarak vol kaybı modellenirken,  $\alpha$  ve *n* parametreleri 3-boyutlu elektromanyetik simülasyon sonuçlarına en küçük kareler regresyon metodu (least-squares regression) ile eğri uydurmak sureti ile bulunmaktadır. Fakat bu metodun doğası gereği, elde edilen model, simülasyon sonuçlarını bütünü ile yansıtamamaktadır. Bu problemin temelinde ise radio dalgalarının vücut içindeki yayılım mekanizmaları yatmaktadır. Vücut dokularının elektriksel özelliklerinin frekansla değişimi, vücut dokularının kayıplı (yani elektriksel olarak iletken) ortamlar olmaları, vücut yapısının homojen bir yapı olmaması, ve vücut içi organların geometrik olarak karmasık bir yapıya sahip olması gibi faktörler sonucu, verici ile alıcı arasındaki radyo dalgalarının yayılımı bazen tıkanmaktadır ve buna literatürde gölgeleme (shadowing) etkisi denilmektedir. Gölgeleme etkileri sonucunda alıcı tarafında alınan sinyal seviyelerinde ani düşüş ve yükselmeler söz konusu olabilmektedir. İşte bu gölgeleme etkilerinin deterministik bir şekilde modellenmesi mümkün değildir ve bundan dolayı istatistiksel modellere ihtiyac duyulmustur. İste, denklem (1)'in sağ tarafında yer alan S parametresi bu gölgeleme etkisini ifade eden rastsal bir değişkendir. Literatürde yer alan pek cok calışmada, S parametresinin değişimi lognormal olasılık dağılım fonksiyonu vasıtası ile ifade edilmiş ise de, proje kapsamındaki çalışmalarımızda başka olasılık dağılım fonksiyonlarının gölgeleme etkisini daha doğru modelleyebileceği ortaya çıkarılmıştır. Dolayısıyla, proje kapsamında yapılan bir diğer çalışmada bu gölgeleme etkileri incelenmiş ve bu çalışmanın sonucları da ulusal Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları-2014 (SİU-2014) konferansı kapsamında bilimsel camia ile paylaşılmıştır (bkz. Ek-3).

Bu projenin nihai hedefi, UGB implant kablosuz vücut alan ağlarında yol kaybının gerçek anlamda frekansın bir fonksiyonu olarak modellenmesidir. Bundan dolayı, denklem (1)'de ifade edilen yol kaybı modeli, hem frekans hem de alıcı-verici uzaklığını içine alacak şekilde aşağıda gösterildiği gibi yeniden düzenlenmiştir.

$$PL\left(f,\frac{d}{d_0}\right) = \alpha(f) + 10 \cdot n(f) \cdot \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + S\left(f,\frac{d}{d_0}\right)$$
(2)

Yukarıdaki denklem, denklem (1) ile karşılaştırıldığında hem  $\alpha$  hem de *n* parametrelerinin frekansın bir fonksiyonu oldukları gözlemlenmiştir. Ayrıca, gölgelemeyi ifade eden *S* değişkeni ise, olasılık dağılım fonksiyon parametreleri hem frekans, hem de alıcı-verici uzaklığına (*d*) bağlı olarak değişen

bir rastsal değişkendir; bunu ifade etmek için denklem (2)'de  $S\left(f, \frac{d}{d_0}\right)$  ifadesi yer almıştır.

Denklem (2)'de ana hatları ile ifade edilen modeli geliştirmek maksadı ile XFDTD programında bir seri simülasyon çalışması daha yapılmıştır. Genel simülasyon senaryosu, yukarıda bahsedilen ilk üç çalışma ile aynıdır. Fakat bu çalışmada, diğerlerinden farklı olarak antene spektral içeriği 3.4-4.8 GHz bandında olan modüle edilmiş bir Gaussian darbe işareti uygulanmıştır. Bu işaretin merkez frekansı 4.1 GHz, -10 dB bant genişliği ise 1.4 GHz olacak şekilde XFDTD

yazılımında gerekli ayarlar yapılmıştır. Bu çalışmanın sonuçlarını düzenleyerek, uluslararası bir makale formatında yayınlama çalışmalarımız ise halen devam etmektedir.

#### KAYNAKÇA:

- 1. KHALEGHI A., Balasingham I. "Improving In-Body Ultra Wideband Communication Using Near-Field Coupling of the Implanted Antenna", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 51, No. 3, March 2009.
- 2. OPPERMANN I., Hämäläinen M., Iianatti J., "UWB Theory and Applications", pp. 3-4, John Wiley & Sons Ltd., 2004.
- 3. PAHLAVAN K., Levesque A. "Wireless Information Networks", 2<sup>nd</sup> Edition, pp. 96-97, Wiley, 2005.

#### 4. BULGULAR

Bu bölümde yer alan bulgular daha detaylı olarak ekte verilen yayınlarda da yer almaktadır. Dolayısıyla, raporun bu kısmında sadece özet bulgulara yer verilecektir.

Bir önceki bölümde de ifade edildiği üzere, proje kapsamında yapılan ilk çalışma, vücut içine implant edilen bir UGB antendeki yakın alan etkilerinin incelenmesi ve bu kapsamda bir yol kaybı geliştirmek olmuştur. Bu çalışmadan çıkarılan örnek sonuçlar Şekil 3 ve Tablo 2'de verilmiştir; daha detaylı bilgi için Ek-1 incelenebilir.



Şekil 3 UGB sinyal enerji yoğunluğunun alıcı-verici uzaklığına göre değişimi (implant derinliği= 35 mm)

Intonyal	Bandwidth values					
interval	500 MHz	750 MHz	1000 MHz			
$1 < r/r_0 < 2.2$	4.62	4.82	5.08			
$2.2 < r/r_0 < 3.2$	4.22	4.22	4.46			
$3.3 < r/r_0 < 4.3$	4.13	3.87	3.83			
$4.3 < r/r_0 < 5.4$	3.98	3.64	3.52			

Tablo 2 Yol kaybı modelinin bant genişliğine olan değişimi (implant derinliği = 35 mm)

Bu çalışmaya mütaekip yapılan çalışmada ise, anten geometrisinin yakın alan bölgesine olan etkisi incelenmiştir. Daha spesifik olarak bu çalışmada, eliptik dipol antenin major eksen parametresi değiştirilerek farklı şartlar altında yol kaybı parametreleri modellenmiştir. Bu çalışmaya ilişkin özet sonuçlar ise Tablo 3 ve Tablo 4'de verilmiştir. Daha detaylı bilgi için Ek-2 incelenebilir.

	Values of a						
Interval	12 mm 14 mm 16 mm 18 mm 20 mm						
$1 \le r/r_0 \le 2.2$	5.42	5.38	5.35	5.31	5.26		
$2.2 \le r/r_0 \le 3.5$	4.97	4.92	4.89	4.84	4.76		
$3.5 \le r/r_0 \le 4.7$	4.52	4.48	4.45	4.40	4.34		
$4.7 \le r/r_0 \le 6$	4.34	4.32	4.30	4.28	4.25		

Tablo 3 Yol kaybı üssünün (n) anten majör eksenine göre değişimi

Tablo 4 Genel yol kaybı modelindeki (denklem (1))  $\alpha$  parametresinin anten majör eksenine göre değişimi

	Values of a					
	12 mm 14 mm 16 mm 18 mm 20 m					
Value of a	0.30	0.31	0.32	0.37	0.42	

Bu çalışmayı takip eden çalışmada ise, UGB antene uygulanan sinyalin bant genişliğinin gölgelemeye olan etkileri incelenmiştir. Bu çalışmaya ilişkin özet sonuçlar ise Şekil 4 ve Tablo 5'de verilmiş olup, daha fazla detay için Ek-3 incelenebilir.



Şekil 4 45-mm implant derinliği UGB sinyal enerji yoğunluğunun alıcı-verici uzaklığına göre değişimi

Söz konusu çalışma esnasında, gölgeleme etkilerinin hangi olasılık dağılım fonksiyonu vasıtası ile en doğru olarak ifade edilebileceğini tespit etmek maksadı ile Kolmogorov-Smirnov hipotez testi kullanılmıştır. Elde edilen veriler ile literatürde bilinen bazı olasılık dağılım fonksiyonları bu test vasıtası ile karşılaştırıldığında aşağıdaki tabloda verilen sonuçlar elde edilmiştir.

Dağılım		35mm			45mm			55mm	
Fonksiyonu	500	750	1000	500	750	1000	500	750	1000
Lognormal	53,82	12,90	32,9	42,66	14,05	38,65	11,42	72,35	69,32
Normal	0,18	0,96	1,46	0,61	0,08	0,01	0	0	0
GEV	90,44	99,49	95,73	98,77	99,84	98,57	85,39	96,07	97,64
Weibull	66,29	82,64	92,86	73,19	72,90	57,60	34,33	21,69	19,20
Gamma	65,26	84,83	96,54	86,02	56,22	31,41	22,67	12,58	6,32
Exponential	65,2	55,53	43,70	38,32	31,21	10,02	16,04	12,33	3,27

Tablo 5 Kolmogorov-Smirnov testindeki geçme oranları (pass rate)

Bu proje kapsamında yapılan en son çalışmada ise, yol kaybının frekansın bir fonksiyonu olarak modellenmesi hedeflenmiştir. Bir önceki bölümde ifade edilen simülasyon şartlarında elde edilen sonuçlar Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform; FFT) metodu ile işlenmiş, buna göre yol kaybı parametreleri frekansın bir fonksiyonu olarak bulunmuştur. Bu alandaki temel sonuçlar ise Şekil 5 ve Şekil 6'da verilmiştir.



Şekil 5 Yol kaybı üssünün (n) frekansa bağlı değişimi



Şekil 6 Yol kaybı modelindeki $\alpha\,$  parametresinin frekansa bağlı değişimi

#### 5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Bu proje kapsamında yapılan çalışmalar esnasında varılan sonuçlar şu şekilde özetlenebilir:

- 1. Vücut içine implant edilen bir UGB antenin yakın alan bölgesi antene uygulanan sinyalin bant genişliği arttıkça genişleyebilmektedir. Bu bulgunun ardındaki temel neden ise, insan vücudunun kayıplı bir ortam olması, dolayısıyla UGB sinyalinin içindeki farklı frekans bileşenlerinin çok farklı etkilenebilmeleridir. Kayıplı ortamlarda elektromanyetik dalgalarda bulunan farklı frekans bileşenlerinin farklı hızlarda ilerledikleri bir gerçektir. Bu da elbette ki UGB sinyallerin vücut içi ortamlarda yayılım davranışlarını değiştirecek ve yakın alan etkisine yol açacaktır.
- 2. Anten geometrisi değiştirildiğinde antenin yakın alan bölgesi daralabilmekte, ve bundan dolayı da antene uygulanan radyofrekans enerjisinin daha büyük bir kısmı ışıma (radyasyon) mekanizması ile yayılabilmektedir. Eliptik dipol anten açısından bu bulgunun ardındaki neden incelendiğinde antenin geometrik parametreleri değiştirildikçe antenin radyasyon verimliliğinin (radiation efficiency) arttığı gözlemlenmiştir. Bu konunun daha detaylı olarak çalışılması gerekmektedir.
- 3. Her ne kadar yol kaybi modelleme alanındaki güncel literatürde gölgeleme etkisinin lognormal dağılımlı rastsal değişkenler vasıtası ile modellenmesi kabul görmüşse de, bu proje kapsamında edinilen bulgular bu varsayımın her durumda geçerli olmayabileceğini ortaya koymuştur. Edinilen bulgular neticesinde Generalized Extreme Value (GEV) olasılık dağılım fonksiyonunun implant ortamlardaki gölgeleme etkisini daha iyi modelleyebileceği sonucuna varılmıştır.
- 4. Her ne kadar literatürde 3.4 4.8 GHz aralığındaki UGB bandının implant haberleşme açısından daha elverişli olduğu kanaati hakimse de, bu proje kapsamında edinilen veriler, bu frekans bandı içinde bile bilhassa yol kaybı üssünün ciddi derecede farklılıklar gösterebildiği, başka bir deyişle kanalın ciddi bir frekans seçicilik (frequency selectivity) özelliği gösterdiği ortaya çıkmıştır. Dolayısıyla UGB bazlı implant haberleşme sistemleri tasarlanırken bu konunun dikkate alınması gerekmektedir.

### 5. EKLER

EK-1: UWBAN-2013 bildiri metni EK-2: ISMICT-2014 bildiri metni EK-3: SIU-2014 bildiri metni

# On The Bandwidth Dependency of Near-Field Effects in UWB Implant Body Area Networks

Muzaffer Kanaan<sup>1</sup>

Memduh Suveren<sup>1</sup>

Ömer Galip Saraçoğlu<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Erciyes University, Dept. of Mechatronics Engineering, Melikgazi 38039 KAYSERI – TURKEY {mkanaan, msuveren}@erciyes.edu.tr <sup>2</sup> Erciyes University, Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Melikgazi 38039 KAYSERI – TURKEY saracog@erciyes.edu.tr

#### ABSTRACT

We describe the results of our investigations into the bandwidth dependency of near-field effects in UWB implant body area networks. It has previously been proposed in the literature that the near-field region of an implant UWB antenna expands as a result of the interaction of the antenna with body tissues. However, the bandwidth dependency of this near-field effect has not been fully investigated. Our results shed light into this matter, which should be helpful in optimizing the quality of an implant UWB link.

#### **Categories and Subject Descriptors**

C.2.1 [**Computer-Communication Networks**]: Network Architecture and Design – *Wireless communication.* 

#### **General Terms**

Design

#### Keywords

Body Area Networks, Ultra Wide Band, Wireless Communication

#### **1. INTRODUCTION**

Body area networks (BANs) are a new and growing area of wireless communications, specifically focusing on low-power networking between wearable and implantable sensor nodes of small form factor. Potential application areas range from health and wellness to personalized entertainment and military applications [1]. The general system scenario is as shown in Figure 1 below. A

26

number of sensor nodes are shown in the figure, which can be deployed on the body surface, implanted or even off the body. However, regardless of where the sensors are placed, it is generally assumed that they all communicate to one central node (which can be either on or off the body), known as a "base station" or "hub". The base station in a BAN is simply a node that has the capability to communicate to a wide area network. A typical example of a base station would be a smart phone with 3G or 4G cellular connectivity. The base station relays the data from the sensors on to an information sink (for example, a telemedicine server at the local hospital for a remote health monitoring application).

Ultra wide band (UWB) technology is being considered for a number of different applications in BANs, ranging from accurate indoor localization for mentally ill and disabled patients [2] to better-quality capsule endoscopy [3]. It is also conceivable that UWB-based medical implant communications will also be important for next-generation medical imaging and robotic surgery applications [4]. In order to optimize the UWB transceiver designs for these types of applications, better understanding of UWB propagation in implant environments is needed. Our goal in this paper is to contribute to this understanding.



Figure 1 Conceptual view of a body area network (depicted here on a 3D anatomical model)

There have been several previous studies on UWB propagation modeling for biomedical implant scenarios. In [5], the authors modeled the UWB propagation in implant scenarios; these studies indicated that UWB communication with an implant is feasible for low-data rate applications. In [6], the researchers numerically modeled the propagation between an implant embedded in the human chest and a sensor on the surface of the body; this study also included the multipath parameters that were extracted from the simulation results. In [7], the authors studied the UWB propagation in implant scenarios and postulated the existence of a near-field region at distances close to the antenna. Related works having to do with UWB antenna design and performance evaluation for implant applications can be found in [8] and [9].

The starting point for our work was [7], and specifically the path loss models reported therein. In this work, the authors reported increased path-loss exponents at distances close to the body surface. These results were observed at all implant depths. From these results, the authors postulated the existence of a non-radiating near-field region close to the body surface and proposed that receiving antennas be positioned as close to the body surface as possible in order to exploit the near-field and improve link quality. However, for practical applications such as wireless medical telemetry, having a wide nonradiating near-field region is undesirable, as it essentially represents a waste of transmitter power. Positioning the antenna so close to the body surface is also undesirable from a usability standpoint due to possible skin irritations resulting from attachment of the antenna on the skin, or just plain user annoyance.

All this leads to an interesting question: is it possible to reduce the near-field effects in UWB implant communications by adjusting system parameters, such as the bandwidth of the UWB signal? If the near-field effects could be reduced by intelligently adjusting system parameters, more of the transmitter power is radiated; this enhances the power efficiency of the implant wireless sensor. In addition, it becomes easier to integrate BAN platforms with other consumer electronic devices which are not typically deployed close to the body surface (such as tablets and smart phones), paving the way for a more attractive user experience. While it may be argued that the problem of the near-field region has more to do with the antenna design itself, the antenna, once designed and embedded in human tissue, is typically a static structure whose parameters cannot be changed easily. Therefore, it is logical to investigate whether other system parameters. such as signal bandwidth (which are easier to change), can be adjusted to reduce near-field effects. In this paper, we have attempted to address this issue through an analysis of 3-D electromagnetic simulation results.

The rest of this paper is divided into three sections. In section 2, we describe the simulation scenarios that we used. Section 3 presents our results and analysis. Section 4 concludes the paper.

#### 2. SIMULATION SCENARIO

Finite Difference Time Domain (FDTD) electromagnetic simulations were carried out on a 3-D voxel model of the human body developed under the Visible Human Project [10]. FDTD techniques are especially appropriate for UWB studies, since the response of a system to a broadband pulse can be easily captured in one simulation. The tool used to perform the simulations was the XFDTD<sup>™</sup> software from Remcom, Inc.

The resolution of the body model used was 2 mm. The human body mesh data was adjusted until just the section of interest (i.e. human chest and torso sections) remained. Figure 2 shows the body model used. An elliptic disc dipole antenna was placed in the chest close to the heart, similar to [7], as



#### shown in

Figure 3. The FDTD cell size used was also 2 mm. Considering the tissue types in the region of interest and the frequency range being used, this cell size satisfied the Courant limit. The antenna was excited with a Gaussian pulse with a -6 dB bandwidth of 500, 750 and 1000 MHz respectively. Since our objective was to study the effects of signal bandwidth on the near-field effects, the input signal was not modulated with a carrier frequency. The Perfectly Matched Layer (PML) absorbing boundary condition with seven layers was used to limit the simulation region of interest. The frequency-dependent material properties were modeled using a four-pole Cole-Cole model as given by

$$\hat{\varepsilon}(\omega) = \varepsilon'(\omega) + j\varepsilon''(\omega)$$

$$= \varepsilon_{\infty} + \sum_{k=1}^{4} \frac{\Delta \varepsilon_{k}}{1 + (j\omega\tau_{k})^{(1-\alpha_{k})}} + \frac{\sigma_{ion}}{j\omega\varepsilon_{0}}$$
(1)

where  $\varepsilon'(\omega)$  and  $\varepsilon''(\omega)$  represent the frequencydependent dielectric constant and dielectric loss respectively. The parameter  $\varepsilon_{\infty}$  represents the dielectric constant at infinite frequency,  $\Delta \varepsilon_k$  is the magnitude of the dispersion,  $\tau_k$  is the relaxation time and  $\alpha_k$  is the parameter that models the broadening of the dispersion. Finally,  $\sigma_{ion}$  is the static ionic conductivity and  $\varepsilon_0$  represents the permittivity of free space. The parameter values for the different tissue types were taken from the IT'IS tissue database [11].

As part of the simulations, electric and magnetic field intensities were calculated at points on a straight line radially away from the center point of the antenna. The field values were measured using software-defined field probes. The antenna was implanted at depths of 35 and 45 mm. The Poynting vector (in W/m<sup>2</sup>) for was calculated at the points of interest, as defined by

 $\mathbf{P}_{x,y,z}(t) = \mathbf{E}_{x,y,z}(t) \times \mathbf{H}_{x,y,z}(t)$ (2)

where  $\mathbf{E}_{x,y,z}(t)$  and  $\mathbf{H}_{x,y,z}(t)$  represent the timedependent electric and magnetic field intensities respectively. The Poynting vector is then integrated to obtain the UWB signal energy density (in J/m<sup>2</sup>) as given by

$$e = \int \left| \mathbf{P}_{x,y,z}(t) \right| dt \tag{3}$$

For all the bandwidth values, a total of 70 field probes were defined. The probes were at various distances from the body surface. The distances, r, were defined as a ratio of the depth of the implant from the body surface,  $r_0$ , where  $r_0 = 35 \text{ mm or } 45 \text{ mm}$  (for example,  $r/r_0 = 1$  represents the body surface regardless of the implant depth). The values of the energy density were all normalized to 1 J and are expressed as dBJ/m<sup>2</sup> in the results that follow.



Figure 2 3-D body model used for the simulations: (a) General view, (b) A more transparent view showing the antenna implanted in the chest (indicated in black oval).



Figure 3 Elliptic dipole antenna [7]

#### 3. RESULTS AND DISCUSSION

The first results of our simulations are as shown in Figure 4. These results are for an implant depth of 35 mm below the body surface. It can be clearly seen from these results that increasing the bandwidth results in higher energy density values near the body surface (such as the interval  $1 \le r/r_0 < 2.2$ ). In order to derive a path loss model from these results, the following well-known template for distancedependent path loss is used [12]

$$P(r) = 10n \log\left(\frac{r}{r_0}\right) + \alpha \tag{4}$$

where *n* is the path loss exponent and  $\alpha$  is a power-scaling constant. These values were derived using least-squares regression based on the energy density values calculated. In principle, the regression could have been performed using a single parameter set (*n* and  $\alpha$ ) for all values of  $r/r_0$ . However, we found that a piecewise fit for different intervals of  $r/r_0$  gave more accurate results; this was also the strategy adopted in [7]. However, in contrast to [7], we found that allowing the  $\alpha$  values to also change with the different intervals resulted in a more accurate fit (although it made the model slightly more complicated).



Figure 4 UWB signal energy density as a function of distance for different signal bandwidth values (implant depth: 35 mm).

Table 1 and Table 2 below give the modelparameters for 35 mm implant depth.

different band	erent bandwidth values (implant depth: 35 mm)								
Intorval	Ba	Bandwidth values							
Interval	500 MHz	750 MHz	1000						
$1 < r/r_0 < 2.2$	4.62	4.82	5.08						
$2.2 < r/r_0 < 3.2$	4.22	4.22	4.46						
$3.3 < r/r_0 < 4.3$	4.13	3.87	3.83						

3.64

3.52

Table 1 Values of the path loss exponent (n) for

Table 2 Values of the power	r scaling constant (α) fo	r
different bandwidth values (	(implant depth: 35 mm	I)

3.98

	Bandwidth values						
Interval	500 MHz	750 MHz	1000 MHz				
$1 < r/r_0 < 2.2$	37.72	29.77	24.13				
$2.2 < r/r_0 < 3.2$	38.60	31.48	26.06				
$3.3 < r/r_0 < 4.3$	39.04	33.22	29.19				
$4.3 < r/r_0 < 5.4$	40.07	34.73	31.21				

Figure 5 shows the variation of the signal energy density as a function for the implant depth of 45 mm for different bandwidth values.



Figure 5 UWB signal energy density as a function of distance for different signal bandwidth values (implant depth: 45 mm).

Table 3 and

 $4.3 < r/r_0 < 5.4$ 

Table 4 give the model parameters for the 45mm implant depth at different bandwidth values.

Intornal	Bandwidth values					
Interval	500 MHz	750 MHz	1000			
$1 < r/r_0 < 2.2$	4.77	4.81	4.98			
$2.2 < r/r_0 < 3.2$	4.71	4.42	4.27			
$3.3 < r/r_0 < 4.3$	4.45	4.03	3.82			
$4.3 < r/r_0 < 5.4$	4.11	3.79	3.59			

Table 3 Values of the path loss exponent (*n*) for different bandwidth values (implant depth: 45 mm)

different bandwidth values (implant depth: 45 mm)	Table 4 Values of the power scaling constant (α) for	
	different bandwidth values (implant depth: 45 mm)	

	Bandwidth values					
Interval	500 MHz	750 MHz	1000 MHz			
$1 < r/r_0 < 2.2$	39.85	33.70	29.19			
$2.2 < r/r_0 < 3.2$	39.92	34.86	31.35			
$3.3 < r/r_0 < 4.3$	41.26	36.81	33.59			
$4.3 < r/r_0 < 5.4$	43.38	38.28	35.00			

The results given above clearly indicate that the path loss exponent is higher at points close to the body surface. As one gets further away from the body surface, the path-loss exponent drops in value. The higher values of the path-loss exponent at points close to the body surface (for example, points within the interval  $1 < r/r_0 < 2.2$ ) indicate the existence of a near-field region close to the body surface; this is in line with the observations outlined in [7]. However, we also observe that the values of the path-loss exponent close to the body surface also increase as we increase the bandwidth. These results suggest that increasing the bandwidth of the input UWB signal results in a more pronounced near-field effect. Increasing the bandwidth obviously results in greater information-carrying capacity; however, as the results above illustrate, it may result in less favorable propagation characteristics.

An intuitive explanation for these observations can be given as follows. Electromagnetic waves travel at a constant speed known as the phase velocity in free space. If the medium is lossy, this velocity becomes frequency-dependent. The human body certainly qualifies as a lossy medium, owing to the conductivity characteristics of different body tissues. A lossy medium is also known as a dispersive medium. In a dispersive medium the lower frequency components of the signal will travel slower with respect to higher-frequency components [13]. Therefore, a UWB signal with a higher bandwidth will encounter more losses and distortion, as opposed to one with a narrower bandwidth.

#### 4. CONCLUSION

In this paper, we presented the initial results of our efforts to quantify the relationship between signal bandwidth and near-field effects in UWB implant body area networks. Our results indicate that the near-field effects are reduced as the signal bandwidth is reduced. Using a signal with a wider bandwidth obviously increases the information-carrying capacity; however, it may also result in more pronounced near-field effects, and thus less favorable propagation conditions. Our overall conclusion is that there is a trade-off between the information-carrying capacity of the system and the propagation conditions desired. This trade-off needs to be taken into account by the system designer seeking to develop a UWB-based implant communications system.

#### 5. ACKNOWLEDGMENTS

The authors would like to thank the anonymous reviewers for their time and thoughtful comments. This work was supported by the Erciyes University Research Fund under project FBA-12-3885.

#### 6. REFERENCES

- [1] Li, H-B., Yazdandoost, K. Y., Zhen, B. 2010. *Wireless Body Area Network*. River Publishers, Aalborg, Denmark.
- [2] Stelios, M. A., et al. 2008. An Indoor Localization Platform for Ambient Assisted Living Using UWB. In *Proceedings of the 6th International Conference on Advances in Mobile Computing and Multimedia* (Linz, Austria, November 24-26, 2008). MoMM 2008. ACM, New York, NY, 178-182. DOI: 10.1145/1497185.1497223.

- [3] Khaleghi, A., Chávez-Santiago, R., Balasingham, I. 2010., Ultra-wideband pulse-based data communications for medical implants. IET Communications, 4, 5 (February 2010) 1889-1897, DOI: 10.1049/iet-com.2009.0692.
- [4] Kanaan, M. Ranging Based on Maximum Likelihood Techniques for Ultra Wide Band Medical Implants, In Proceedings of the IEEE 22<sup>nd</sup> International Symposium on Personal Indoor Mobile Radio Communications (Toronto, Canada, Sept. 11-14, 2011). PIMRC'11. IEEE, New York, NY, 2234-2238. DOI: 10.1109/PIMRC.2011.6139915.
- [5] Ghildiyal, A. Godara, B., Amara, K., Dal Molin, R., Amara, A., "Ultra Wideband for in and on-body medical implants: A study of the limits and new opportunities,", In *Proceedings* of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (Rome, Italy, April 11-15 2011). EuCAP 2011. IEEE, New York, NY 3778-3782.
- [6] Wang Q., Masami, K., Wang, J., Channel modeling and BER performance for wearable and implant UWB body area links on chest, In *Proceedings of the IEEE International Conference on Ultra-Wideband, 2009* (Vancouver, Canada, September 9-11, 2009). ICUWB 2009. IEEE, New York, NY 316-320. DOI: 10.1109/ICUWB.2009.5288734.
- [7] 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 (March 2009), 585-589, DOI: 10.1002/mop.24126.
- [8] Dissanayake, T., Yuce, M.R., Chee Ho. 2009. Design and Evaluation of a Compact Antenna for Implant-to-Air UWB Communication, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 8 (January 2009), 153-156, DOI: 10.1109/LAWP.2009.2013370.
- [9] Eesuola, A.; Chen, Y.; Tian, G.Y., Novel ultra-wideband antennas for in-body wireless communication and medical imaging applications, In *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation* (Rome, Italy, April 11-15 2011). EuCAP 2011. IEEE, New York, NY 3129-3132.
- [10] Ackerman, M. J. 1991. Viewpoint: The Visible Human Project, Journal Biocommunication, 18,2, p. 14.
- [11] IT'IS Tissue Database, <u>http://www.itis.ethz.ch/itis-for-health/tissue-properties/database/</u> (last accessed June 10, 2013).
- [12] Oppermann, I., Hämäläinen, M., Iinatti, J., 2004. UWB Theory and Applications, John Wiley & Sons, Chichester, England.
- [13] Cheng, David K. 1992. Fundamentals of Engineering Electromagnetics, Prentice-Hall

# On the Relationship Between Antenna Parameters and Near-Field Effects for UWB Implant Body Area Networks

Muzaffer Kanaan, Canset Koçer, Memduh Suveren

Erciyes University, Faculty of Engineering Dept. of Mechatronics Engineering Melikgazi 38039, KAYSERI - TURKEY Email: {mkanaan, cansetkocer, msuveren}@erciyes.edu.tr

*Abstract*—We characterize the near-field effects of UWB implant antenna for the implant body area networks in terms of antenna parameters. There has been ongoing investigations about near-field characteristics of an implant UWB antenna regarding antenna geometry. Taking into account the interaction of the implant antenna with body tissues, our observations about optimizing antenna parameters guides this issue that should be useful for improving the quality of an implant UWB link.

Keywords—near-field effect; body area network; ultra wide band

#### I. INTRODUCTION

Recent interest low-power wireless in networking between small sensor nodes that can be worn or implanted in the human body has resulted in the emergence of a new area in communications research, known as Wireless Body Area Networks (WBANs). There are several application domains envisioned for WBANs. In the health and wellness domain, WBANs could allow a patient with chronic illnesses (such as heart disease and diabetes) to maintain their regular lives as much as possible, and help patients make appropriate lifestyle changes to manage their condition [1]. Truly personalized entertainment is another application domain [2]. In the military and public safety domain, WBANs could allow remote monitoring of policemen, soldiers, firefighters and other emergency personnel as they try to complete their missions inside hazardous areas [3]. It is also worth noting that one of the by-products of all this research and development in WBAN technology is the development of industry standards, such as the recently approved 802.15.6 standards from the IEEE, which should only accelerate the widespread adoption of BAN technology in the marketplace [4].

The sensor nodes that form a body area network can be deployed on the body surface, implanted beneath the body surface or even be located off the body. The basic network topology adopted in a WBAN is a star topology, where all the sensor nodes communicate through a central node, known as a "base station" or "hub" (as per the terminology adopted in the 802.15.6 standard) [4]. The hub in a WBAN is simply a node that has a capability to communicate with a wide-area network, such as a Wi-Fi, 3G or 4G network. The hub node collects the information from the various sensors and relays it to an information sink (a telemedicine server at the local hospital for healthrelated application, for example). The hub node is also responsible for MAC layer functions such as channel assignment, as well as enabling secure communication between sensor nodes [4]. The system scenario thus outlined above is depicted in Fig. 1.

Ultra Wide Band (UWB is one of the candidate physical layer technologies for WBANs. UWB possesses a number of advantages that makes it attractive for use in WBANs. The very wide bandwidth of UWB signals allows superior immunity to multipath and makes accurate indoor localization possible, particularly for mentally ill and disabled patients [5]. Accurate localization capability of UWB can also be leveraged for nextgeneration micro-robotic surgery applications [6]. It

This work was supported by the Erciyes University Research Fund under project FBA-12-3885.

is possible to come up with very simple structures for UWB transceivers, which makes low-power operation (a key requirement in WBANs) possible [7]. Implant WBAN applications such as betterquality capsule endoscopy could also be possible with UWB technology [7]. Implant WBAN applications form the basic focus of this paper.

In order to optimize transceiver designs for UWB-based implant WBAN applications, it is clear that a better analysis of the UWB signal propagation for in-body scenarios is needed. Such an analysis needs to take into account environmental factors such as irregular body geometry, and the variation of the electrical characteristics of human body tissues as a function of frequency.



Fig. 1. General system scenario

There have been several previous works on characterization of UWB propagation in implant scenarios; as examples, see [8]-[10]. In [11] the authors found that for a UWB implant-to-air link, there exists a near-field region at distances close to the antenna. This near-field region represents a region close to the body surface where electromagnetic energy is concentrated, but this energy is not radiated. Having a wide non-radiating near-field region is clearly undesirable, as it implies that transmitter power is wasted. In [11], it was proposed that this near-field characteristic be exploited to improve link guality, but this means that the receive antenna should be located very close to the body surface (possibly even attached to the skin through some sort of adhesive material). For applications such as long-term wireless telemetry through an implant, such a mode of operation may give rise to usability issues (such as skin irritations due to the adhesive

material), which could limit end-user acceptance. It is also self-evident that with more of the transmitter power being radiated, it becomes easier to integrate an implant communications system with other consumer electronics devices, such as tablets and smart phones, which are typically deployed close to the body, but not on the body. This kind of integration could make all sorts of applications possible (such WBAN as а cardiologist checking on the status of an implanted pacemaker, without the patient having to visit the hospital).

With the above points in mind, it is logical to pose the following questions. What parameters affect the near-field characteristics of an implanted UWB antenna? How can these parameters be adjusted to reduce near-field effects and ensure that transmitter power is radiated as much as possible? In this paper, we report on our current efforts to address these issues.

In our previous work, we investigated the relationship between the bandwidth of the applied UWB signal and the near-field characteristics, where we observed that increasing the bandwidth may give rise to more pronounced near-field effects [12] . However, near-field effects (like all the other electromagnetic characteristics of an antenna) are also a function of the antenna geometry. Therefore, it makes sense to analyze how the antenna parameters affect the near-field of an implanted antenna. In this paper, we undertake such an analysis using results obtained with 3-D electromagnetic simulation software. In an implant communication system, the antenna is embedded in the body tissue, making a clear distinction between the radio link components The observations of channel difficult [13]. characteristics. therefore. become antennadependent. In this paper, we have used the elliptic disc dipole antenna, whose design was presented in[11], for our analysis.

The rest of this paper is organized into three sections. In section 2, we describe the simulation scenarios that were used to obtain our results. Section 3 presents our results and analysis. Section 4 concludes the paper.

#### II. THE SIMULATION ENVIRONMENT

To obtain the results of this paper, we have used a 3-D electromagnetic field simulation software from Remcom, Inc., known as XFDTD<sup>™</sup>. XFDTD<sup>™</sup> calculates the electric and magnetic field distributions over a region of interest using the Finite Difference Time Domain (FDTD) technique. The FDTD cell size used was 2 mm. Considering the tissue types in the region of interest and the frequency range being used, this cell size satisfied the Courant limit.

3-D voxel model of the human body, developed as part of the Visible Human Project, was used to define the simulation scenario [14]. The resolution of the body model used was 2 mm. In order to keep the simulation time and memory requirements within tolerable limits, the human body mesh data was trimmed until just the section of interest (i.e. human chest and torso sections) remained. *Fig. 2* shows the body model used.

The frequency-dependent electrical characteristics for the different tissue types were modeled using the familiar four-pole Cole-Cole model as given by

$$\hat{\varepsilon}(\omega) = \varepsilon'(\omega) + j\varepsilon''(\omega)$$

$$= \varepsilon_{\infty} + \sum_{k=1}^{4} \frac{\Delta \varepsilon_{k}}{1 + (j\omega\tau_{k})^{(1-\alpha_{k})}} + \frac{\sigma_{ion}}{j\omega\varepsilon_{0}}$$
(1)

where  $\varepsilon'(\omega)$  and  $\varepsilon''(\omega)$  represent the frequencydependent dielectric constant and dielectric loss respectively. The parameter  $\varepsilon_{\infty}$  represents the dielectric constant at infinite frequency,  $\Delta \varepsilon_k$  is the magnitude of the dispersion,  $\tau_k$  is the relaxation time and  $\alpha_k$  is the parameter that models the broadening of the dispersion. Finally,  $\sigma_{ion}$  is the static ionic conductivity and  $\varepsilon_0$  represents the permittivity of free space. The parameter values for the different tissue types were taken from the IT'IS tissue database [15].

An elliptic disc dipole antenna was placed in the chest close to the heart as shown in, at a depth  $d_0 = 35 \text{ mm}$ . The antenna was excited with a Gaussian pulse with a -6 dB bandwidth of 500 MHz. *Fig. 3* shows the antenna structure. The radiating element (i.e. the elliptic discs) are enclosed by a dielectric case on all sides, with relative permittivity  $\varepsilon_r = 9$ , in order to prevent direct current flow to body tissues, and to cater for possible biocompatibility issues [11]. The radiating elements are specified by a major axis length and a minor axis length, which are denoted by *a* and *b* (both in mm) respectively. In this paper, we have

kept *b* fixed at an arbitrarily chosen value of 10 mm, and varied *a* from 12 mm to 20 mm, in steps of 2 mm. Field simulations were conducted for each combination of *a* and *b*.

As part of the simulations, electric and magnetic field intensities were calculated at points on a straight line radially away from the center point of the antenna. The field values were measured using software-defined field probes. The antenna was implanted at a depth of 35 mm. The Poynting vector (in  $W/m^2$ ) was calculated at the points of interest, as defined by

$$\mathbf{S}_{x,y,z}(t) = \mathbf{E}_{x,y,z}(t) \times \mathbf{H}_{x,y,z}(t)$$
(2)

where  $\mathbf{E}_{x,y,z}(t)$  and  $\mathbf{H}_{x,y,z}(t)$  represent the timedependent electric and magnetic field intensities respectively. The magnitude of the Poynting vector is then integrated to obtain the UWB signal energy density (in J/m<sup>2</sup>) as given by

$$e = \int \left| \mathbf{S}_{x,y,z}(t) \right| dt \tag{3}$$

For all the bandwidth values, a total of 80 field probes were defined. The probes were at various distances from the body surface. The distances, r, were defined as a ratio of the depth of the implant from the body surface,  $r_0$ , where  $r_0 = 35 \text{ mm}$  (for example,  $r/r_0 = 1$  represents the body surface regardless of the implant depth). The values of the energy density were all normalized to the value at the body surface and are expressed as dBJ/m<sup>2</sup> in the results that follow.



Fig. 2. 3-D body model showing the antenna implanted in the chest (indicated in green oval)



Fig. 3. Elliptic dipole antenna [11]

#### III. RESULTS AND ANALYSIS

In order to derive the path loss model, the following template was used

$$PL(r) = 10n \log\left(\frac{r}{r_0}\right) + \alpha \tag{4}$$

where *n* represents the path loss exponent and  $\alpha$  represents the power scaling constant. Based on the simulation results involving the different antenna parameters, the values of *n* and  $\alpha$  were calculated using least-squares regression. These values are shown in Table I.

Table I. Values of the path loss exponent (n) for different values of antenna major axis length (a)

	Values of a						
Interval	12 mm 14 mm 16 mm 18 mm 20 mm						
$1 \le r/r_0 \le 2.2$	5.42	5.38	5.35	5.31	5.26		
$2.2 \le r/r_0 \le 3.5$	4.97	4.92	4.89	4.84	4.76		
$3.5 \le r/r_0 \le 4.7$	4.52	4.48	4.45	4.40	4.34		
$4.7 \le r/r_0 \le 6$	4.34	4.32	4.30	4.28	4.25		

The values of the power scaling constant for the different values of *a* are shown in Table II.

Table II. Values of the power scaling constant (  $\alpha)$  for different values of the antenna major axis length (a)

	Values of a					
	12 mm	14 mm	16 mm	18 mm	20 mm	
Value of α	0.30	0.31	0.32	0.37	0.42	

#### From the values presented in

TABLE, we observe lower values of the path loss exponent (n) at distances close to the body surface as the antenna major axis length (a) is increased. These results suggest that the antenna near-field region is reduced as this parameter is increased.

At first sight, this result is somewhat counterintuitive. A well-known result from antenna theory states that the near-field region of an antenna (operating at a given frequency, *f*) is defined by the set of radial distances, *R*, such that  $R < 2D^2/\lambda$ , where *D* is the largest dimension of the antenna (*a* in our case) and  $\lambda$  is the wavelength [16]. Since *a* has been increased, one would expect the nearfield region to expand.

To explain this finding, we have examined the radiation patterns and radiation efficiency of the antenna for the in-body scenario for different values of a at an arbitrarily chosen frequency value of 250 MHz. The required computations were performed using XFDTD™. For the sake of comparison, free-space pattern and efficiency values were also computed. As expected, the freespace radiation efficiency of the antenna was close to 100% for all combinations of a and b. For the in-body scenario, however, the radiation efficiency was much lower as seen in Table III. This is due to the fact that the antenna is surrounded by human tissue, most of which qualifies as a lossy dielectric over the frequencies considered. However, a closer look at Table III also reveals that the radiation efficiency for the in-body scenario increases by more than threefold as a increases from 12 mm to 20 mm. This suggests that more of the energy is radiated as a result of the increase in *a*. It is also true that changes in the antenna geometry can change many other parameters of the antenna including its gain, input impedance, return loss and so on. A more detailed investigation of the interaction between these parameters for the in-body scenario is currently underway.

TABLE III. RADIATION EFFICIENCY OF THE ELLIPTIC DIPOLE ANTENNA AS A FUNCTION OF THE MAJOR AXIS LENGTH (a)

Major axis length (a)	Radiation efficiency
12 mm	0.002%
14 mm	0.003%
16 mm	0.004%
18 mm	0.005%
20 mm	0.007%

#### IV. CONCLUSIONS

In this paper, we have studied the relationship between the antenna geometry and near-field effects of a UWB antenna (elliptic dipole antenna) for the implant WBAN scenario. The results suggest that increasing the major axis of the elliptical discs (i.e. the radiating elements) in this antenna increases the radiation efficiency and reduces the near-field effects.

#### V. ACKNOWLEDGMENT

The authors thank Dr. Ömer Galip Saraçoğlu of Erciyes University for the helpful discussions regarding the interpretation of the results included in this paper.

#### 6.1.1.1.1 REFERENCES

- S. Ullah et al. "A comprehensive survey of wireless body area networks", J Med Syst, Springer, pp. 1-30, Aug. 2010.
- [2] H-B. Li, K. Takizawa, B. Zhen, K. Y. Yazdandoost, S. Hara, R. Kohno, "Response to IG-BAN'sCall For Applications", IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area N Networks (Doc: IEEE 802.15-06-0241-00-0ban), May 15, 2006.
- [3] D. Lewis, "802.15.6 Call for Applications Response Summary", IEEE P802.15 Task Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs) (Doc: IEEE P802.15-08-0407-03), September 9, 2008.
- [4] IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 15.6 Wireless Body Area Networks (IEEE Std 802.15.6-2012).
- [5] M. A., Stelios, et al. "An indoor localization platform for ambient assisted lving using UWB". Proceedings of the 6th International Conference on

Advances in Mobile Computing and Multimedia (Linz, Austria, November 24-26, 2008). MoMM 2008

- [6] M. Kanaan, "Ranging based on maximum likelihood techniques for ultra wide band medical implants", Proceedings of the IEEE 22nd International Symposium on Personal Indoor Mobile Radio Communications (Toronto, Canada, Sept. 11-14, 2011). PIMRC'11. IEEE, New York, NY, 2234-2238.
- [7] A. Khaleghi, R. Chávez-Santiago, I. Balasingham, "Ultra-wideband pulsebased data communications for medical implants", IET Communications, 4, 5 (February 2010) 1889-1897,
- [8] R. Chávez-Santiago et al. "Propagation Models for IEEE 802.15.6 Standardization of Implant Communication in Body Area Networks", IEEE Communications Magazine, August 2013, pp. 80-87.
- [9] A. Ghildiyal, B. Godara, K. Amara, R. Dal Molin, A. Amara, "Ultra Wideband for in and on-body medical implants: A study of the limits and new opportunities,", In Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (Rome, Italy, April 11-15 2011). EuCAP 2011. IEEE, New York, NY 3778-3782.
- [10] Q. Wang, K. Masami, J. Wang, "Channel modeling and BER performance for wearable and implant UWB body area links on chest", Proceedings of the IEEE International Conference on Ultra-Wideband, 2009 (Vancouver, Canada, September 9-11, 2009). ICUWB 2009. IEEE, New York, NY 316-320.
- [11] A. Khaleghi, I. Balasingham, "Improving in-body ultra wideband communication using near-field coupling of the implanted antenna", Microwave and Optical Technology Letters, 51,3 (March 2009), 585-589,
- [12] M. Kanaan, M. Suveren, Ö. G. Saraçoğlu, "On The Bandwidth Dependency of Near-Field Effects in UWB Implant Body Area Networks", Proceedings of the 8th International Conference on Body Area Networks (BodyNets'13), pp. 553-557.
- [13] I. Kovács et al. "Body-centric UWB communications", in Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications, P. S. Hall and Y. Hao, Eds. Boston: Artech House, 2006, pp. 93-150.
- [14] M. J. Ackerman, Viewpoint: The Visible Human Project, Journal Biocommunication, 18,2, 1991 p. 14.
- [15] IT'IS Tissue Database, http://www.itis.ethz.ch/itis-for-health/tissueproperties/database/ (last accessed January 01, 2014).
- [16] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, John Wiley & Sons, 1982.

EK-3:

# ULTRA GENİŞ BAND İMPLANT KABLOSUZ VÜCUT ALAN AĞLARINDA GÖLGELEME ETKİLERİNİN İNCELENMESİ INVESTIGATION OF SHADOWING EFFECTS IN ULTRA WIDE BAND IMPLANT BODY AREA NETWORKS

Memduh Suveren, Muzaffer Kanaan, Canset Koçer Mekatronik Mühendisliği Bölümü

> Erciyes Üniversitesi {msuveren, mkanaan, cansetkocer} @erciyes.edu.tr

Özetçe— Bu çalışmada vücut modeli içinde farklı derinliklere yerleştirilen Ultra Geniş Bantlı bir anten ele alınmıştır. Antene verilen sinyalin bant genişliği değişimine bağlı olarak vücut dışında oluşan yol kaybı ve gölgeleme etkileri incelenmiştir. Yol kaybı ve gölgeleme etkileri hesaplanırken 3 boyutlu elektromanyetik analiz yazılım programı kullanılmıştır. Bu yazılımdan elde edilen gölgeleme verileri Kolmogorov-Smirnov hipotez testine tabi tutulmuştur. Gölgeleme etkisinin en iyi GEV (Generalized Extreme Value) dağılım fonksiyonu ile uyumlu olduğu tespit edilmiştir.

#### Anahtar Kelimeler — Kablosuz Vücut Alan Ağları, Ultra Geniş Band, Yol kaybı, Gölgeleme

Abstract— In this work, An Ultra Wide Band antenna placing at different depths of human body is discussed. Depending on the changes of the bandwidth of the given signal, path loss and shodowing effects outside the body are examined. When calculating the path loss and shadowing effects, three dimensional electromagnetic field software is used. Kolmogorov-Smirnov hypothesis test is subjected to the data obtained from this software. The shadowing effect is detected to be the best compatible with GEV (Generalized Extreme Value) distribution function.

Keywords — Wireless Body Area Networks, Ultra Wide Band, Path Loss, Shadowing

#### VI. GİRİŞ

Kablosuz vücut alan ağları (Wireless Body Area Network, WBAN), günümüzde hızla gelişen yaygın kullanım alanlarıyla kablosuz iletişim alanında umut verici bir WBAN; insan vücudu teknolojidir. çevresindeki sensörlerden oluşmuş, dar menzilli kablosuz iletişim teknolojisidir. Bu teknoloji kullanılacak olan sensörlerin hafif, küçük boyutlu, ultra düşük güç gerektirmesi ve az karmaşıklığa sahip olmasıyla ilgilenir[1]. Bu sayede WBAN teknolojisi sağlıktan askeri ve eğlence sektörüne kadar birçok alanda yeni uygulamalara imkan sağlamaktadır. Sağlık alanındaki uygulamalar; kalp ve şeker hastalığı gibi kronik vakaların uzaktan proaktif olarak izlenmesinden, kanser gibi hastalıkların doğru bir şekilde teşhisini kapsamaktadır. Bunun yanında öngörülen diğer sağlık uygulamaları kapsül endoskopisi veya hassas mikro kameralar ile yeni nesil tıbbi görüntüleme ve insan vücudunun beyin gibi hassas bölgelerine yapılması planlanan cerrahi müdahalelerdir[2].

WBAN teknolojisinin üzerinde çalıştığı seneryolar üç çeşittir. Bu senaryolardan ilki; vücut dışı içindir. İkincisi vücut yüzeyi içindir. Yani vücut yüzeyinde bulunan sensörlerden ve bir baz İstasyonundan oluşur. Sonuncusu ise vücut içi içindir. Bu senaryoda vücut içine implante edilmiş sensörlerden ve baz istasyonundan meydana gelmektedir[2].

Vücuda implante edilecek cihazların uzun pil ömrüne sahip olması, çok karmaşık olmaması, küçük boyutlu olması ve çok az enerji harcaması istenir[3]. Birçok vücut içi medikal uygulamasında (sağlık takibi, tanı koyma vb.) vücut içine yerleştirilen vericiler, verileri vücut dışındaki alıcılara kablosuz bir şekilde iletmektedir[4]. Bu noktada Ultra Geniş Band (Ultra Wide Band, UGB) teknolojisi, medikal implantlar ile vücut dışındaki alıcılar arasındaki haberleşmeyi büyük oranda mümkün kılmaktadır. UGB teknolojisinin sağladığı düşük güç tüketimi, yüksek veri iletim hızı ve düşük kompleksliğe sahip verici ve alıcı yapıları gerektirmesi gibi özellikleri sayesinde, UGB sinyaller vücut içi ve üzeri haberleşmede tercih edilebilmektedir[4-5].

Vücut ortamının kayıplı olması sebebiyle UGB sinyaller özellikle vücut içerisinde ve çevresinde büyük oranda zayıflamaya uğrarlar. Yol kaybı olarak adlandırılan bu zayıflama[6], vücut dokularının farklı elektriksel özelliklere sahip olmasına, vücut pozisyonuna, vücut yüzeyindeki yansıma ve kırılmaya bağlıdır.

Daha önce literatürde yapılan çalışmalara bakıldığında, Khaleghi ve Balasingham yaptıkları çalışmada vücut içinde farklı derinliğe yerleştirilmiş UGB bir antenin vücut dışında oluşturduğu enerji yoğunluğu üzerinde durmuşlardır[7]. Vücut dışında eşit aralıklı noktalardaki bu enerji yoğunluğundan faydalanarak parçalı yol kaybı modeli oluşturmuşlardır. Özellikle vücuda yakın bölgelerdeki yakın alan etkilerinin anten derinliğine bağlı olarak nasıl değiştiğini incelemişlerdir. UGB antenin vücudun bir parçası gibi olduğu bu senaryolarda anten tüm enerjiyi ortama yayamamakta ve antene yakın bölgelerde istenmeyen yakın alan etkileri oluşmaktadır. Kanaan ve arkadaşları ise yaptıkları çalışmada [7] ile benzer senaryoyu kullanmışlardır. Ancak UGB antene farklı band genişliklerinde gaussian pulse uygulamış ve bunun özellikle yakın alan etkilerini incelemişlerdir [8].

Bu çalışmada ise [7] ve [8] deki çalışmalara ek olarak gölgeleme (Shadowing) etkileri de incelenmiştir. Denklem (1)' de yol kaybı modeli gösterilmektedir. burada n yol kaybı üssü,  $\alpha$  güç skala katsayısı, S ise istatiksel gölgelemeyi temsil etmektedir.

$$P_L(\mathbf{d}) = \alpha + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + S$$

(1)

Bu çalışmada yol kaybının tam olarak ortaya konulabilmesi için istatiksel bir parametre olan gölgeleme ortaya konulmuştur. Oluşturulan yol kaybı modeli ile simülasyon verileri birbiri ile tamamıyla örtüşmemekte bu sebepten dolayı aralarında farklılıklar olmaktadır. Kayıplı vücut dokularına, anten uyumsuzluğuna ve vücuttaki organ geometrilerinin düzensiz olmasına bağlı olan bu farklılıklar gölgeleme etkisi olarak bir araya getirilmiş ve gölgelemeyi en iyi şekilde tanımlayacak istatistiksel modeller üzerinde durulmuştur.

Çalışmanın 2. bölümünde, kullanılan simülasyon ortamı ve simülasyon senaryolarından bahsedilmiştir. 3. Bölümde simülasyon sonuçlarından bahsedilmiştir. 4. Bölüm ise çalışmanın sonuç kısmını oluşturmaktadır.

#### VII. SİMÜLASYON ORTAMI

Zaman uzayında sonlu farklar (FDTD) tekniği, özellikle Ultra Geniş Band (UGB) sinyali içeren çalışmalarda sıklıkla kullanılmaktadır. UGB sinyallerinin çok sayıda frekans bileşenine sahip olması sebebiyle analizi FDTD yöntemlerle kolaylıkla yapılabilmektedir. Bu çalışmada da elektromanyetik analizlerin yapılması için Remcom firmasına ait XFDTD<sup>™</sup> yazılımı kullanılmıştır. Bunla beraber *Visible Human Project* isimli projeden elde edilen 3 boyutlu insan modeli kullanılmıştır[9]. Şekil 1'de gösterilen bu modelin çözünürlülüğü yani voxel büyüklüğü 2 mm dir. Burada daha çok vücudun göğüs kısmıyla ilgilenildiğinden kol, bacak, kafa gibi organlar simülasyon zamanını azaltmak amacıyla modele dahil edilmemiştir.



Şekil 1. XFDTD'de kullanılan vücut modeli ve UGB Anten

İnsan vücudundaki kemik, kas yağ vb. gibi farklı dokuların dielektrik özellikleri frekansa bağlı olarak farklılık göstermektedir[3].Bu sebeple dokuların dielektrik özelliklerini iyi yansıtan modellere ihtiyaç duyulmaktadır. noktada simülasyonların XFDTD Bu yapılacağı programının hesaplamalarında 4 kutuplu Cole-Cole modeli kullanılmaktadır[10]. Simülasyonlarda FDTD hücre büyüklüğü 2 mm olarak ayarlanmıştır. Ayrıca Modelin bulunduğu ortam 7 katmanlı bir PML (Perfectly Matched Layer) sınır koşulu (boundary condition) ile sınırlanmıştır. Bu sınır katmanları işlem yapılacak alanı sınırlayarak hesap yükünü azaltmak amacıyla kullanılmaktadır.

Vücut modeli içerisine Şekil 1'de çizilen eliptik dipol anten yerleştirilmiştir. Yayılım yapan kısmı iki özdeş elipsten oluşan bu antende; her bir elips büyük çapı 16 mm, küçük çapı 14 mm olacak şekilde tasarlanmıştır. Anten 4x40x24 mm boyutlarında dielektrik sabiti 9 olan bir malzemeden oluşmaktadır. Ayrıca elipsler antenin tüm eksenlerine göre ortasındadır[7]. Anten, iki elips arasındaki boşluktan Gaussian darbe işareti ile beslenmiştir. Bu işaretin frekans uzayında -6 dB olan band genişliği 500, 750 ve 1000 MHz olarak ayarlanmıştır. Burada amaç farklı band genişliklerinin yakın alana ve gölgelemeye etkisini incelemektir.

Simülasyonda, anten vücut yüzeyinden 35, 45 ve 55 mm derinliğine sırasıyla yerleştirilmiştir. Kalp hizasında bulunan antene karşılık; anten merkeziyle aynı doğrultuda vücut dışına yerleştirilmiş 80 nokta sensör (point sensor) tanımlanmıştır. Yazılım tabanlı alan probu olarakta adlandırılan bu sensörler Elektrik alan ve Manyetik alan şiddetlerini ölçmektedirler. Buradan hareketle tüm noktalardaki Poynting vektörü ( $W / m^2$ );

(2)

Denklemi ile hesaplanmaktadır. Burada  $\vec{E}(t)$  zamana bağlı Elektrik alan vektörü ve  $\vec{H}(t)$  zamana bağlı manyetik alan

 $\vec{P}(t) = \vec{E}(t) x \vec{H}(t)$ 

vektörüdür. Zaman ekseni boyunca Poynting vektörünün genliğinin integrali alınarak birim alana düşen Enerji yoğunluğu  $(J/m^2)$  Denklem (3)'e göre hesaplanır.

$$e = \int_{t} |P(t)| dt$$

(3)

Her bir band genişliği ve anten derinliği için ayrı ayrı simülasyon çalıştırılmış ve tüm noktaların Enerji yoğunlukları elde edilmiştir. Burada antenin vücut içindeki derinliği  $d_0$ , nokta sensörlerin vücut yüzeyine uzaklığı ise d ile tanımlanmıştır.  $d/d_0$  Oranı; anten-vücut yüzeyi, sensör-vücut yüzeyi arasındaki ilişkiyi gösteren birimsiz orandır. Bu normalize edilmiş parametre hesaplamalarda 1 ile 6 arasında değişmektedir. Burada  $d/d_0$  oranının 1 olması sensörün vücut yüzeyinde olduğunu belirtmektedir.

#### VIII. SİMULASYON SONUÇLARI VE TARTIŞMA

Çalıştırılan simülasyonlardan elde edilen ilk sonuç Şekil 2'de gösterilmiştir. Burada, anten vücut yüzeyinden 45mm derinliğe yerleştirilmiş ve farklı band genişlikleri için enerji yoğunluğu incelenmiştir. Enerji yoğunluğundan yol kaybına geçebilmek için literatürde sıklıkla kullanılan Denklem (1)'deki mesafe bağımlı yol kaybı (path loss) modeli kullanılmıştır[11].



Şekil 2. Farklı band genişlikleri için mesafeye bağlı UWB sinyal enerji yoğunluğu

Enerji yoğunluğu verileri, en küçük kareler yöntemi kullanılarak Denklem (1)'de verilen yol kaybı modeline uyarlanmıştır. Burada farklı  $d / d_0$  aralıkları için parçalı regresyon (Piecewise fit) işlemi yapılmış ve daha doğru sonuçlar elde edilmiştir. Bu yöntem daha önce [7] tarafından da kullanılmıştır. Sonuçta n ve  $\alpha$  değerleri bulunarak Şekil 2'deki parçalı yol kaybı modeli elde edilmiştir. Bu modele ait n ve  $\alpha$  değerleri Tablo 1 ve Tablo 2 de gösterilmiştir.

4	Band	Belirtilen aralıktaki n değeri						
<b>u</b> <sub>0</sub>	Genişliği	1 <d do<2.2<="" th=""><th>2.2<d do<3.5<="" th=""><th>3.5<d do<4.7<="" th=""><th>4.7<d d₀<6<="" th=""></d></th></d></th></d></th></d>	2.2 <d do<3.5<="" th=""><th>3.5<d do<4.7<="" th=""><th>4.7<d d₀<6<="" th=""></d></th></d></th></d>	3.5 <d do<4.7<="" th=""><th>4.7<d d₀<6<="" th=""></d></th></d>	4.7 <d d₀<6<="" th=""></d>			
	500 MHz	4,49	4,18	4,14	4,04			
35mm	750 MHz	4,64	4,11	3,85	3,70			
	1000 MHz	4,92	4,22	3,75	3,56			
45mm	500 MHz	4,72	4,67	4,37	4,14			
	750 MHz	4,74	4,36	3,94	3,72			
	1000 MHz	4,87	4,19	3,74	3,54			
55mm	500 MHz	4,32	4,4	4,26	4,06			
	750 MHz	4,38	4,30	4,02	3,79			
	1000 MHz	4.48	4.14	3.82	3.64			

Tablo 1. Farklı band genişliği ve anten derinlikleri için yol kaybı üssü parametreleri

d <sub>0</sub>	Band Genişliği	Belirtilen aralıktaki $lpha$ değeri							
		1 <d do<2.2<="" th=""><th>2.2<d do<3.5<="" th=""><th>3.5<d do<4.7<="" th=""><th>4.7<d do<6<="" th=""></d></th></d></th></d></th></d>	2.2 <d do<3.5<="" th=""><th>3.5<d do<4.7<="" th=""><th>4.7<d do<6<="" th=""></d></th></d></th></d>	3.5 <d do<4.7<="" th=""><th>4.7<d do<6<="" th=""></d></th></d>	4.7 <d do<6<="" th=""></d>				
	500 MHz	38,123	38,750	38,970	39,659				
35mm	750 MHz	30,288	31,798	33,194	34,211				
	1000 MHz	24,688	26,931	29,417	30,686				
45mm	500 MHz	39,834	39,914	41,544	43,080				
	750 MHz	33,782	34,951	37,142	38,603				
	1000 MHz	29,398	31,511	33,916	35,262				
	500 MHz	38,673	38,379	39,176	40,507				
55mm	750 MHz	35,129	35,376	36,933	38,436				
	1000 MHz	33,039	34,110	35,844	37,091				

Tablo 2. Farklı band genişliği ve anten derinlikleri için güç skala katsayısı parametreleri

Yukarıda verilen sonuçlar yol kaybı üssünün (n), vücuda yakın yerlerde daha büyük olduğunu ve vücuttan uzaklaştıkça azaldığını göstermektedir. Özellikle vücut yüzeyinde ve yakınlarında ( $1 \le d / d_0 \le 2,2$ ) bu n değeri çok daha büyük değer almakta bu da yakın alan etkisinin vücuda çok yakın yerlerde oluştuğunu göstermektedir. Ayrıca vücuda yakın yerlerde yol kaybı üssünün band genişliği arttıkça arttığı görülmektedir. Band genişliğini artırmanın bilgi taşıma kapasitesini artırdığı bilinmektedir ancak buradaki sonuçlara bakıldığında beraberinde istenmeyen yakın alan etkilerine yol açtığı da gözden kaçırılmamalıdır.

Denklem (1)'deki modele uydurulan eğriler ile simülasyondan elde edilen eğriler arasında Şekil 3'te gösterildiği gibi farklılıklar meydana gelmektedir. Bu veriler arasındaki farklar; kayıplı vücut dokularına, anten uyumsuzluğuna ve vücuttaki organ geometrilerinin düzensiz olmasına bağlı olabilmektedir. Tüm bu hata kaynakları tek bir noktada birleştirildiğinde istatiksel olarak değişen bir hata ortaya çıkmaktadır. Bu hata, rastsal değişen gölgeleme (Shadowing) etkisi olarak kabul edilebilir. Yapılan çalışmaların ikinci aşamasında yol kaybı modelindeki gölgeleme etkisi (*S*) incelenmiştir.



Şekil 3. 35mm anten derinliği ve 1000 MHz band genişliği için Yol kaybı modeline uydurulan eğri verileri ve simülasyon verileri arasındaki fark

Gölgeleme etkisinin istatiksel değişimini ortaya koyabilmek için hatanın Kümülatif Olasılık Dağılım Fonksiyonu (CDF) hesaplanmıştır. Daha sonra dağılım fonksiyonlarından hangisinin, oluşan hatayı istatiksel olarak tanımlayabildiği Şekil 4'deki gibi araştırılmıştır. Buradaki örnekte Şekil 3'deki hatanın CDF'i ile buna fit edilen Lognormal ve Generalized Extreme Value (GEV) dağılım CDF'leri karşılaştırılmıştır.

Hata verilerinin olasılık dağılımları ile parametreleri tam olarak bilinen dağılım fonksiyonları arasındaki uyum ölçülürken Kolmogorov-Smirnov (K-S) testi kullanılabilir [12]. Sonuçta bu hipotez testi kullanılarak gölgelemenin yani hatanın, Tablo 3'te gösterilen dağılım fonksiyonlarından hangisine uyduğu yüzdeli olarak hesaplanmıştır. Burada K-S testinde güven olasılık düzeyi (significance level) %95 olarak seçilmiştir. Bu da hipotezin yanlış olduğu halde kabul edilme olasılığının % 5 olduğu anlamına gelmektedir.



Şekil 4. 35mm anten derinliği ve 1000 MHz band genişliği için Hatanın CDF'i ile dağılım fonsiyon CDF'lerinin karşılaştırılması

Tablo 3'e bakıldığında gölgelemeyi en iyi tanımlayan dağılımın GEV (General Extreme Value) dağılımı olduğu ve bunu sırasıyla

Weibull, Gamma ve Lognormal dağılımlarının takip ettiği rahatlıkla söylenebilir. Normal dağılım ile Exponential dağılımın ise gölgelemeyi istatistiksel olarak tam tanımlayamadığı tablodaki sonuçlardan çıkarılabilir. Ayrıca Şekil 4'deki grafikler incelendiğinde yukarıda bahsedilen bulguların doğruluğu şekilsel olarak da görülebilir. Son olarak GEV dağılım fonksiyonuna ait parametreler Tablo 4'te listelenmiştir.

Dağılım	35mm		45mm			55mm			
Fonksiyonu	500	750	1000	500	750	1000	500	750	1000
Lognormal	53,82	12,90	32,9	42,66	14,05	38,65	11,42	72,35	69,32
Normal	0,18	0,96	1,46	0,61	0,08	0,01	0	0	0
GEV	90,44	99,49	95,73	98,77	99,84	98,57	85,39	96,07	97,64
Weibull	66,29	82,64	92,86	73,19	72,90	57,60	34,33	21,69	19,20
Gamma	65,26	84,83	96,54	86,02	56,22	31,41	22,67	12,58	6,32
Exponential	65,2	55,53	43,70	38,32	31,21	10,02	16,04	12,33	3,27

 Tablo 3. Farklı anten derinliği ve band genişliği değerleri için Gölgelemenin dağılım fonksiyonlarına ait olma olasılığı (%)

4	Band	GEV Dağılım Parametreleri					
<b>u</b> <sub>0</sub>	Genişliği	K	σ	μ			
35mm	500 MHz	0,47	0,0490	0,0518			
	750 MHz	0,39	0,0496	0,0534			
	1000 MHz	0,35	0,0487	0,0544			
45mm	500 MHz	0,39	0,0373	0,0429			
	750 MHz	0,52	0,0372	0,0366			
	1000 MHz	0,66	0,0354	0,0339			
55mm	500 MHz	0,49	0,0310	0,0325			
	750 MHz	0,57	0,0292	0,0302			
	1000 MHz	0,66	0,0282	0,0273			

Tablo 4. Farklı anten derinliği ve band genişliği değerleri için Gölgelemenin GEV dağılım parametreleri

#### IX. SONUÇLAR

Bu çalışmada vücut içerisine implante edilen bir UWB antenin vücut dışında oluşturduğu enerji yoğunluğu ve buna bağlı olarak yol kaybı karakteristiği elde edilmiştir. Vücuda yakın bölgelerdeki yakın alanın yol kaybı üssüne etkisi ortaya koyulmuştur. Antene uygulanan sinyal band genişliğinin artmasıyla yakın alanın da arttığı sonucu elde edilmiştir.

Ayrıca yol kaybı modelindeki gölgeleme parametresinin istatistikî değişimi incelenmiştir. Burada GEV dağılım fonksiyonunun gölgeleme istatistiklerini en iyi yansıtan dağılım fonksiyonu olduğu tespit edilmiştir. Sistem tasarımında gölgeleme gibi istatistiksel bir değişkenin tam anlamıyla tanımlanması, kanaldan kaynaklanacak kayıpları azaltacak, daha kaliteli bir haberleşmeye zemin hazırlayacaktır.

#### X. TEŞEKKÜR

Bu çalışma Erciyes üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimi tarafından, FBA-12-3885 nolu proje kapsamında desteklenmiştir. BAP birimine teşekkür ederiz.

#### XI. KAYNAKLAR

 Jovanov, E., Milenkovic, A., Otto C., "A WBAN System for Ambulatory Monitoring of Physical Activity and Health Status: Applications and Challenges", *Proceedings of the 2005 IEEE Engineering in Medicine and Biology 27th Annual Conference*,3810-3813, 2006.

- [2] Kanaan, M., "Ranging Based on Maximum Likelihood Techniques for Ultra Wide Band Medical Implants", *IEEE 22nd International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 2234-2238, 2011.
- [3] Wang Q., Masami K., Wang J., "Channel Modeling and BER Performance for Wearable and Implant UWB Body Area Links on Chest", *IEEE International Conference on Ultra Wide Band*, pp. 316-320, 2009.
- [4] Khaleghi A. Chavez-Santiago R., Liang X., Balasingham I., Leung V. C. M., Ramstad T. A., "On ultra wideband channel modeling for inbody communications", 5th IEEE International Symposium on Wireless Pervasive Computing, pp.140-145, 2010.
- [5] B. Allen, T. Brown, K. Schwieger, E. Zimmermann, W. Malik, D. Edwards, L. Ouvry, and I. Oppermann, "Ultra wideband: Applications, technology and future perspectives," *International Workshop on Convergent Technologies*, 2005.
- [6] Rappaport T. S. "Wireless communications principles and practices", Prentice-Hall, 2002,
- [7] Khaleghi A., Balasingham I., "Improving In-Body Ultra Wideband Communication Using Near-Field Coupling of the Implanted Antenna", *Microwave and Optical Technology Letters*, 51(3): 585-589, 2009
- [8] Kanaan M., Suveren M., Saraçoğlu Ö. G., "On The Bandwidth Dependency of Near-Field Effects in UWB Implant Body Area Networks", UWBAN, 2013,
- [9] Ackerman, M. J. Viewpoint: The Visible Human Project, Journal Biocommunication, 18(2): 14, 1991.
- [10] Kang K., Chu X., Dilmaghani R., Ghavami M., "Low complexity Cole-Cole expression for modeling human biological tissues in (FD)<sup>2</sup>/TD method," *Electronics Letters*, 43(3): 143–144, 2007.
- [11] Şahinoğlu Eds. Z., Gezici S., Güvenç İ., Ultra-wideband Positioning Systems, Cambridge University Press, Newyork, 2008.
- [12] Marsalek R., Povalac K., "Kolmogorov-Smirnov Test for spectrum sensing: from the statistical test to energy detection", 2012 IEEE Workshop on Signal Processing Systems, pp. 97-102, 2012