

UWB/ISMバンドを用いたWBANシステムのBERによる定量的評価

佐藤 雄大^{†a)} 笹森 崇行^{††b)} 戸花 照雄^{††} 磯田 陽次^{††}
高橋 応明^{†††} 宇野 亨^{††††}

Quantitative Evaluation of WBAN System Using UWB and ISM Band in Terms of BER

Yudai SATOH^{†a)}, Takayuki SASAMORI^{††b)}, Teruo TOBANA^{††}, Youji ISOTA^{††}, Masaharu TAKAHASHI^{†††}, and Toru UNO^{††††}

あらまし 近年、次世代の無線通信システムの一つとして、人体に取り付けた端末（ウェアラブルデバイス）によって通信を行う WBAN (Wireless Body Area Network) が注目されている。より高性能なウェアラブルデバイスを実現するためには、人体近傍に配置するアンテナの形状や人体近傍の電波伝搬の問題を明らかにすることが重要である。本論文では、人体近傍における電波伝搬機構を解明するために、人体を模擬した無限長誘電体円柱の近傍に配置したダイポールアンテナから電磁波が入射する場合の散乱電界の厳密解を導出し、電界分布を計算した。次に、円柱近傍に配置した送受信アンテナ間の伝達係数を求め、生体等価ファントム及び実人体を用いた測定結果と比較した。更に、UWB バンドにおける UWB-IR 方式と ISM バンドの一つである 915 MHz 帯において BPSK 方式を用いたときの BER シミュレーションを行った。以上の結果より、ほとんどの場合について円柱があることにより BER 特性が良くなることを示し、特に受信アンテナが $\phi = 90^\circ$ の位置にあるときには円柱による散乱界の寄与により BER 特性が大幅に改善することを示した。

キーワード WBAN, 人体通信, 無限長誘電体円柱, 電磁波散乱, BER

1. ま え が き

無線通信技術の発達により世界中で種々の無線通信サービスが提供されており、数多くのユーザによってそれらのサービスが広く利用されている。このように、無線通信は現代の社会生活に必要な不可欠なものとなっている。近年、次世代の無線通信システムの一つとし

て、人体の内外に取り付けた無線端末（ウェアラブルデバイス）によって近距離通信を行う WBAN (Wireless Body Area Network) が提案されている [1], [2]。この通信方法は、人体の表面や近傍を電磁波の伝搬路として用いることにより、通信する相手と触れる、握るといった人間にとって自然な動作によって近距離通信を行うものである。WBAN では、基本的には人体に触れることによって回線が接続するという性質から伝送範囲は狭く通信距離が限定されているため、例えばアクティブ RF-ID システム等、他の短距離無線に比べて秘匿性が高く安全であることが利点として挙げられる。WBAN の応用例としては、無線カードをポケット等に入れた状態で手をドアノブに触れることによりドアの鍵を開けたり、自動改札に手を触れることにより通過するといった個人認証や、心拍数、呼吸数、血圧等のバイタル情報の 24 時間監視、胃や小腸等の人体内部の動画情報収集といったヘルスケアや医療分野のほか、ゲーム等のエンターテインメントへの利用等が提案されており、今後ますます応用範囲が広がるもの

[†] 秋田県立大学大学院システム科学技術研究科, 由利本荘市
Graduate School of Systems Science and Technology, Akita
Prefectural University, Yurihonjo-shi, 015-0055 Japan

^{††} 秋田県立大学システム科学技術学部, 由利本荘市
Faculty of Systems Science and Technology, Akita Prefectural
University, Yurihonjo-shi, 015-0055 Japan

^{†††} 千葉大学フロンティアメディカル工学研究開発センター, 千葉市
Research Center for Frontier Medical Engineering, Chiba
University, 1-33 Yayoi-cho, Inege-ku, Chiba-shi, 263-8522
Japan

^{††††} 東京農工大学大学院工学研究院, 小金井市
Graduate School of Engineering, Tokyo University of Agri-
culture and Technology, 2-24-16 Naka-cho, Koganei-shi,
184-8588 Japan

a) E-mail: m11b007@akita-pu.ac.jp

b) E-mail: sasa@akita-pu.ac.jp

と期待されている．とりわけ近い将来に迫り来る高齢化社会に備えて医療・健康分野に WBAN システムを実現し効果的に活用するために，WBAN の国際的な標準化に関する活動も堅調に行われている [3]．

より高性能な WBAN 用ウェアラブルデバイスを実現するためには，人体の近傍に配置するアンテナの形状や電波伝搬の問題を正確に解明することが重要となる．人体近傍の電波伝搬特性の研究については，人体を模擬した生体等価ファントムまたは実際の人体の近傍にアンテナを配置して電界強度等を測定する実験主体の研究と，数値電磁界解析手法の一つである FDTD 法を用いて人体近傍の電磁界を計算する数値的な解析におおむね二つに大別することができる．実験的に行われた研究例としては，UWB バンドを使用して人体の近傍に配置した送受信アンテナ間の伝搬特性を測定し，伝搬損モデルの導出や符号誤り率特性 (BER : Bit Error Rate) の計算を行ったもの [4] ~ [7] や医療用テレメータや ISM (Industry Science Medical) 用等の数百 MHz 程度の周波数帯での測定が挙げられる [8]．また，FDTD 法によって数値的に解析された WBAN の研究としては，ウェアラブルデバイスから放射する電磁界の人体近傍における強度分布の解析 [9] や，種々の姿勢をした場合に関する人体表面の電波伝搬の解析 [10]，カプセル内視鏡を想定したインプラント WBAN 用の伝搬特性の解析 [11], [12] 等が行われている．一方，FDTD 法等の数値解析では電波伝搬機構を解明するのは困難であることから人体を円柱として取り扱い解析的に WBAN の電波伝搬を調べた研究として，10 ~ 150 MHz の周波数帯域で表面波近似を用いて伝搬損モデルを求める研究や [13]，2.45 GHz 帯や UWB バンドで厳密解を用いて伝搬機構や BER 特性を明らかにする研究が行われている [14], [15]．特に厳密解を用いた研究では，全電磁界の構成成分は観測点が人体表面に近づくに従って主成分である伝搬波の寄与に加えて準静電磁界の寄与が増加するという実験や FDTD 法では得られない結果が得られている．

本論文は，WBAN で使用するための高性能なウェアラブルデバイスを実現する第一歩として，厳密解を用いた解析的な手法によって電波伝搬特性を求め BER シミュレーションを行うことにより，人体によるデジタル無線通信への影響を明らかにするものである．解析的に導出した厳密解は FDTD 法よりも短時間で計算することが可能であり，これを BER シミュレーションに利用することにより FDTD 法等の数値解析

値を用いた結果と比較する際の規範として使用することが可能となる．

まず，2. では人体を模擬した無限長誘電体円柱の解析モデルを説明し，波源として円柱近傍に配置したダイポールアンテナから電磁波が入射する場合の散乱電界について周波数領域の厳密解を導出する．更に，誘電体円柱がある場合とない場合について電界分布を計算し，その結果を比較する．3. では，円柱近傍に置いた二つのアンテナ間の伝達係数を求め，生体等価ファントム及び実人体を用いた測定結果と比較することにより，その妥当性を検討する．本論文では，検討する周波数帯域として UWB バンドと ISM バンドを取り上げる．UWB バンドは周波数が高くアンテナの小形化に有利であり，放射電力が低いことから安全性や情報の秘匿性の面から WBAN に適していると考えられる．また ISM バンドは実験や解析の検討例が少なく，周波数が UWB バンドから十分に離れていることから UWB バンドとは異なる伝搬特性が得られると考え 915 MHz 帯 (902 ~ 928 MHz) を選ぶ．4. では，UWB バンドにおける UWB-IR (Impulse Radio) 方式と ISM バンドにおいて BPSK 方式を用いたときの BER シミュレーションを行い，誘電体円柱がデジタル無線通信へ与える影響を定量的に明らかにする．BER シミュレーションを用いることにより，アンテナのインピーダンス特性や利得に加えてパルス波形，変調方式，電波伝搬等の影響を含んだ WBAN システムの総合的な評価が可能となる．最後に 5. で本論文のまとめを述べる．

2. 無限長誘電体円柱による散乱電界

本論文では，ウェアラブルデバイスを腕に取り付けることを想定して，人体を無限長の誘電体円柱として近似する．誘電体円柱は実際の人体に比較すると極めて単純な形状であるが，人体近傍の電波伝搬の基本特性を求めることは十分に可能であると考えられる．

図 1 には自由空間中に置いた無限長誘電体円柱と送信アンテナ，及び座標系を示す．誘電体円柱の半径を a ，比誘電率，比透磁率，導電率をそれぞれ ϵ_r ， μ_r ， σ とする．また，自由空間の誘電率と透磁率をそれぞれ ϵ_0 ， μ_0 とする．図 2(a)，(b) には誘電体円柱の比誘電率と導電率の周波数特性をそれぞれ示す．本論文では，これらの電気定数として人体の筋肉の $2/3$ の値を用いる [16]．波源となるダイポールアンテナは全長が l_1 ，放射素子の向きは円柱座標系の r 方向である．ダ

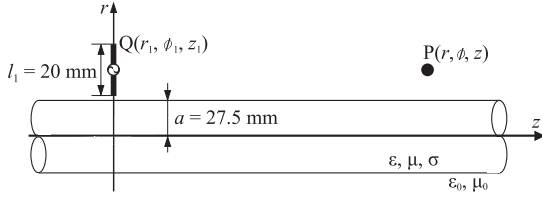


図 1 解析モデルと座標系

Fig. 1 Infinite dielectric circular cylinder, dipole antenna in free space and the coordinate system.

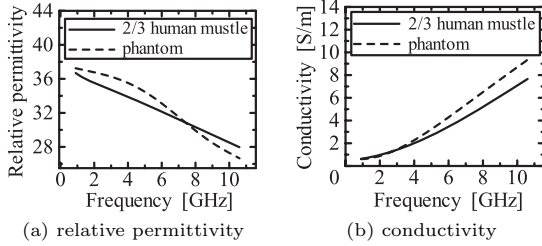


図 2 誘電体円柱の電気定数

Fig. 2 Electric constants of dielectric circular cylinder.

イポールアンテナは簡単な構造を有する代表的な線状アンテナであり、腕の表面に取り付けるための腕時計型ウェアラブルデバイスと同様に人体表面に対して垂直方向の電界を放射する [9]。アンテナの給電点と観測点の座標は、円柱座標系でそれぞれ $Q(r_1, \phi_1, z_1)$, $P(r, \phi, z)$ とする。また、ダイポールアンテナ上の電流分布は近似的に次式で表される。

$$I(r) = I_1 \sin k_0(l_1/2 - |r - r_1|) \quad (1)$$

ここで、 I_1 は電流振幅の最大値、 $k_0 = 2\pi/\lambda$ である。

ダイポールアンテナから放射された電磁波が無制限誘電体円柱に照射されたときに、観測点で観測される散乱電界は固有関数に展開した厳密解表示によって表すことが可能である [17], [18]。マクスウェル方程式の解を変数分離し、円柱表面 $r = a$ における境界条件を適用することにより厳密解の級数表示が導出される。本論文の解析では、散乱電界の支配的な成分であることから、次式で与えられる r 方向成分についてのみ検討を行う [14]。

$$E_r^s = -\frac{\omega\mu_0 I_1}{8\pi} \int_{-\infty}^{\infty} dh \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2 - \delta_0}{\eta^2} e^{-jh(z-z_1)} \cdot \cos n(\phi - \phi_1) \left[P_n(\lambda) \left\{ A_n \frac{n}{r} H_n^{(2)}(\eta r) + B_n \frac{jh}{k_0} \dot{H}_n^{(2)}(\eta r) \right\} \right]$$

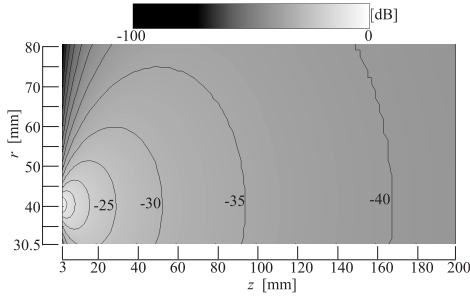
$$+ Q_n(\lambda) \left\{ C_n \frac{h^2}{k_0^2} \dot{H}_n^{(2)}(\eta r) - B_n \frac{jhn}{k_0 r} H_n^{(2)}(\eta r) \right\} \quad (2)$$

ここで P_n, Q_n 等は文献 [14] と同一である。

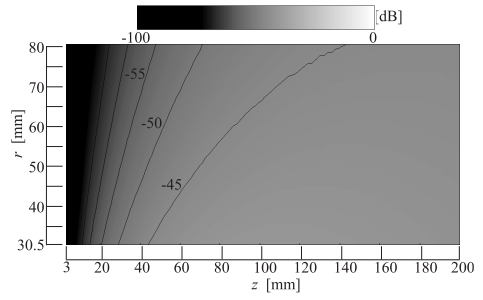
図 3 と図 4 には、誘電体円柱近傍の電界分布について $\phi = 0^\circ$ と 180° の場合の計算結果をそれぞれ示す。ここでは円柱がない場合には 7 GHz、円柱がある場合は 3, 7, 11 GHz における結果を示しており、これらの図中における最大値で規格化した。アンテナの素子長は $l_1 = 20$ mm、図示している観測点の範囲は $P(r, z) = (30.5 \sim 80.5 \text{ mm}, 3 \sim 200 \text{ mm})$ である。図 3 (a) と図 4 (a) に示す円柱がない場合の結果は、ダイポールアンテナの放射電界で与えられる入射電界 E_r^i のみを計算した結果である。入射界としてアンテナからの放射界のみを考慮している理由は、波源を電気ダイポールとしたときに放射界に準静電界と誘導界を含めて計算した場合と放射界だけで計算した場合を比較したところ、観測点の位置 $P(r, \phi, z) = (40.5 \text{ mm}, 0^\circ, 10 \text{ mm}), (40.5 \text{ mm}, 0^\circ, 50 \text{ mm})$ においてそれらの差がそれぞれ 1.27 dB と 0.08 dB であったことから、観測点が波源から離れると放射界だけで十分であると判断したからである。図 3 (a) と図 4 (a) から、給電点を中心にして z 方向へ強い電界が放射されている様子が分かる。次に、図 3 (b) ~ (d) と図 4 (b) ~ (d) に示した円柱がある場合の結果は、ダイポールアンテナの放射電界で与えられる入射電界 E_r^i と式 (2) で与えられる散乱電界 E_r^s を加えた全電界 E_r^t の計算結果である。図 3 (b) ~ (d) に示した結果から、円柱の表面近傍に沿って強い電界が分布することが分かる。ここで z 方向に沿って入射波と散乱波の干渉縞が見られないのは、散乱体からのアンテナ高が波長と比較して十分に小さいために、いわゆる表面波となって伝搬しているためであると考えられる [19]。またアンテナから見て円柱の裏側では、図 4 (b) ~ (d) に示すように、円柱表面に沿って進む電界はかなり弱く、特に 11 GHz のときには入射波と散乱波が干渉している様子が見られる。

3. 伝達係数

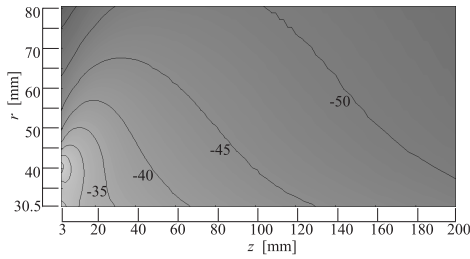
本章では、前章で述べた無制限誘電体円柱近傍における電界を用いて送受信アンテナ間の伝達係数を求め、UWB バンドと ISM バンドの一つである 915 MHz 帯において計算した結果を示し測定値と比較する。



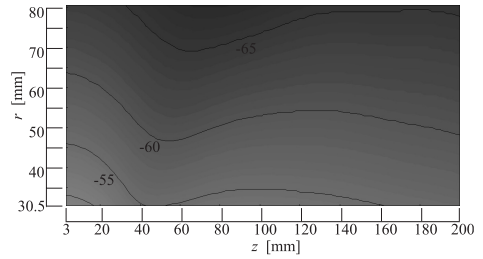
(a) 7 GHz, without cylinder



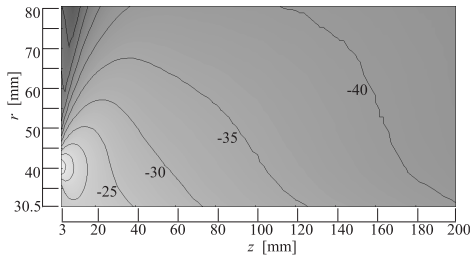
(a) 7 GHz, without cylinder



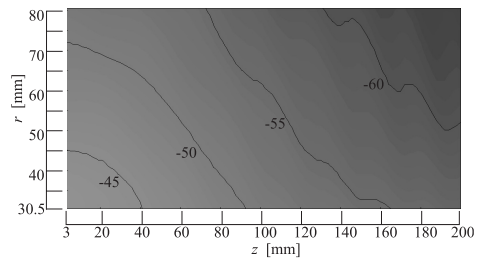
(b) 3 GHz



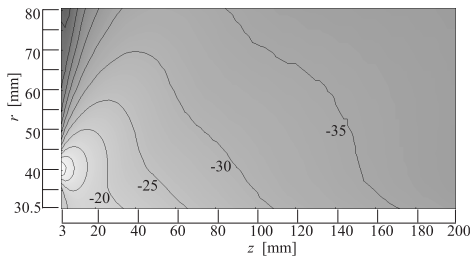
(b) 3 GHz



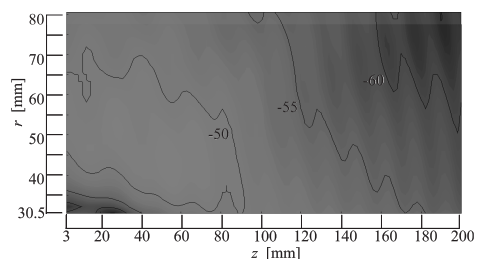
(c) 7 GHz



(c) 7 GHz



(d) 11 GHz



(d) 11 GHz

図3 $\phi = 0^\circ$ における誘電体円柱近傍の規格化電界分布
Fig.3 Distribution of normalized electric field in the vicinity of dielectric cylinder at $\phi = 0^\circ$ ($l_1 = 20$ mm, $r_1 = 40.5$ mm, $z_1 = 0$ mm, $a = 27.5$ mm).

図4 $\phi = 180^\circ$ における誘電体円柱近傍の規格化電界分布
Fig.4 Distribution of normalized electric field in the vicinity of dielectric cylinder at $\phi = 180^\circ$ ($l_1 = 20$ mm, $r_1 = 40.5$ mm, $z_1 = 0$ mm, $a = 27.5$ mm).

図5には、伝達係数を求めるための解析モデルと座標系を示す。半径 a の誘電体円柱の近傍に送信ダイポールアンテナと受信ダイポールアンテナが配置されており、それぞれの給電点座標は $Q(r_1, 0, 0)$, $P(r, \phi, z)$,

放射素子の全長は l_1, l である。また、両方のアンテナの放射素子は r 方向を向いている。

送信アンテナの給電点の電流 I_T と式(3)で与えられるアンテナの入力インピーダンスから、送信アンテナ

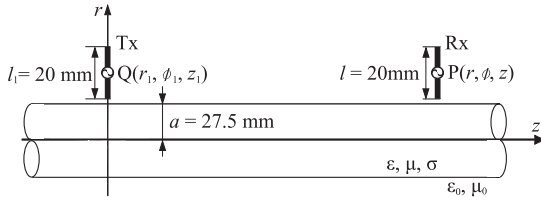


図 5 伝達係数の解析モデル

Fig. 5 Infinite cylinder, dipole antennas in free space and the coordinate system.

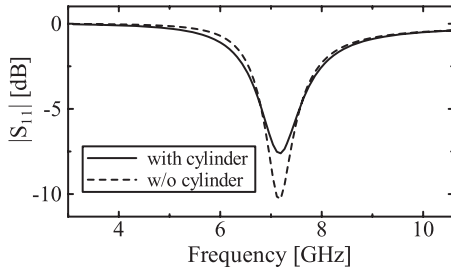


図 6 誘電体円柱近傍におけるダイポールアンテナの反射係数

Fig. 6 Reflection coefficient of dipole antenna in the vicinity of dielectric cylinder. ($l_1 = 20$ mm, $r_1 = 40.5$ mm, $a = 27.5$ mm, $Z_0 = 50 \Omega$)

ナの給電電圧は $V_T = I_T Z_{in}$ として求められる。

$$Z_{in} = Z_{in}^{MoM} - \iint_S \mathbf{E}^s(\mathbf{r}) / \mathbf{I}(\mathbf{r}) dS \quad (3)$$

ここで、 S は送信アンテナの表面であり、本論文ではアンテナ素子は極めて細いものとして r 方向のみについて積分する。右辺第 1 項の Z_{in}^{MoM} はモーメント法によって求めた自由空間中に置いたダイポールアンテナの入力インピーダンスである。右辺第 2 項はアンテナと誘電体円柱との相互インピーダンスを表し、 \mathbf{I} と \mathbf{E}^s はそれぞれ送信アンテナ上の電流と散乱電界である。

図 6 には、誘電体円柱近傍におけるダイポールアンテナの反射係数を示す。アンテナへの給電線路の特性インピーダンスは 50Ω とし、式 (3) で与えられる入力インピーダンスから反射係数を計算する。比較のために円柱がない場合の結果も示している。アンテナの素子長は $l_1 = 20$ mm とし、放射素子の先端と誘電体円柱との距離は 3 mm である。誘電体円柱の影響による共振周波数の変化はなく、共振周波数における反射係数は 3.1 dB 上がった。

一方、受信アンテナの受信電圧 V_R は式 (4) で求めることができる。

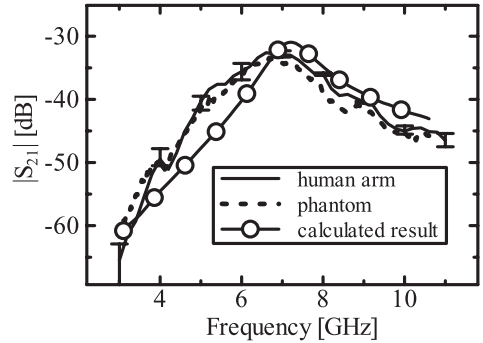


図 7 伝達係数の測定値と解析値の比較

Fig. 7 Comparison of measured results and calculated result of transmission coefficient S_{21} . ($\phi = 0^\circ$)

$$V_R = \iint_S \mathbf{w}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{E}^t(\mathbf{r}) dS \quad (4)$$

ここで、 \mathbf{w} と \mathbf{E}^t はそれぞれアンテナ上の電流分布の重み関数と全電界である。

伝達係数 S_{21} は送信アンテナと受信アンテナの給電点電圧の比であり、式 (5) で表される。

$$S_{21} = \frac{V_R}{V_T} = \frac{V_R}{I_T Z_{in}} \quad (5)$$

図 7 には、ダイポールアンテナ間の伝達係数について生体等価ファントムまたは実人体の近傍において測定した結果と解析結果の比較を示す。測定に使用したダイポールアンテナは、セミリジッドケーブルの内導体と外導体にそれぞれ直接放射素子を取り付けた構造である。ファントムは半径が 27.5 mm、全長が 850 mm の円柱であり、材料は脱イオン水、塩化ナトリウム、ポリエチレンパウダ、TX-151、デヒドロ酢酸ナトリウム、及び寒天である [14], [20]。ファントムの電気定数の測定値を図 2 に示す。伝達係数の測定は電波無響室内で行い、アンテナ間の中央をファントムの中央と一致するように配置した。一方、実人体による測定では、研究室において椅子に座った成人男性が腕を水平に伸ばした状態で、下腕（肘と手首の間）に二つのダイポールアンテナを配置した。人体がない場合の測定結果を電波無響室内で測定した場合と比較することにより、床や壁などからの影響がほとんど見られないことを確認している。人体の個体差による影響を示すために 3 人の男性について測定した。被験者の手首と肘の付近の外周から求めた半径の平均値は、それぞれ 26.5 mm と 40.9 mm である。図 7 において実

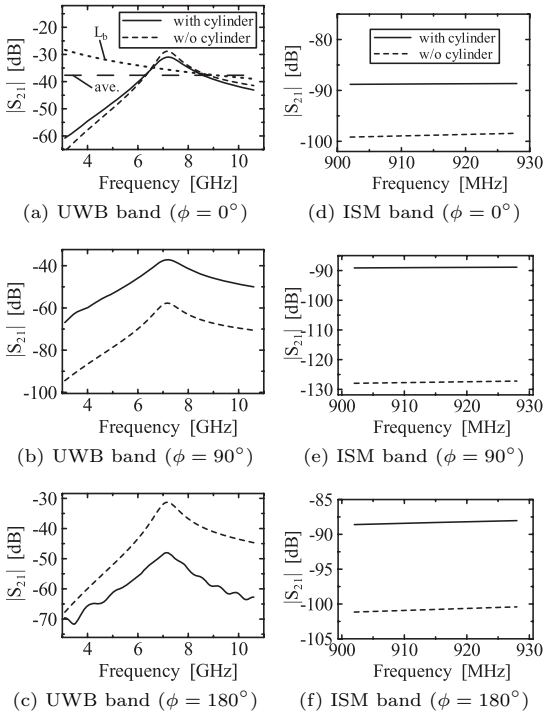


図 8 伝達係数の解析結果

Fig. 8 Calculated transmission coefficient. ($r_1 = r = 40.5$ mm, $\phi_1 = 0^\circ$, $z_1 = 0$ mm, $z = 200$ mm, $a = 27.5$ mm)

人体を用いた測定値は、3人の被験者の平均を実線で示し、それらの範囲をエラーバーで示している。伝達係数の個体差は最大で6.9 dBであった。また、ファントムを用いた測定値と実人体を用いた測定値はよく一致しており、その差は最大で3.1 dBであった。更に、これらの測定値と解析値はかなり一致していることから、無限長円柱を用いた解析は妥当であると考えられる。ここで測定値が解析値と十分には一致していない原因は、測定に使用したダイポールアンテナの2本の放射素子の不平衡と給電ケーブル上の漏えい電流に起因する放射指向性のひずみ、及び無限長円柱による解析モデルと実人体の腕の差異が原因であると思われる。

図 8 には、UWB バンド (3.1 ~ 10.6 GHz) と ISM バンド (902 ~ 928 MHz) における伝達係数の計算結果をそれぞれ示す。誘電体円柱と送信アンテナの計算条件は前章と同じであり、受信アンテナは給電点座標を $P(r, \phi, z) = (40.5 \text{ mm}, 0 \sim 180^\circ, 200 \text{ mm})$ 、素子全長を $l = 20 \text{ mm}$ とする。まず UWB バンドについては、 90° の場合について、円柱がある方がない場合よりも

表 1 周波数帯域の中心周波数における伝達係数の円柱の有無による差の比較

Table 1 Comparison of difference between transmission coefficient with and without cylinder at center frequency of each band.

ϕ	UWB band (6.85 GHz)	ISM band (915 MHz)
0°	-1.6 dB	10.1 dB
90°	21.3 dB	38.6 dB
180°	-16.3 dB	12.5 dB

伝達係数が大きい。一方、 $\phi = 0^\circ$ と $\phi = 180^\circ$ の場合には、伝達係数が最大となる周波数において円柱がない場合の方が伝達係数が大きいことが分かる。これらの結果は入射界と散乱界の干渉が原因である。特に 90° の場合には入射界は極めて小さく、円柱表面によるクレーピング波が主な寄与となるため、円柱があることにより伝達係数が大きくなると考えられる。また、どの角度においても 7 GHz 付近がピークとなっているのは、ダイポールアンテナの周波数特性によるものである。次に ISM バンドについては、すべての角度 ϕ について、円柱がある方が伝達係数が大きい。これは、UWB バンドよりも ISM バンドの波長の方が使用した円柱による影響が大きく、ISM バンドでは散乱界が主な寄与となったためである。また、UWB バンドよりも ISM バンドの方が伝達係数が小さいのは、波長に比べてダイポールアンテナの素子長が短く整合がとれていないためである。

表 1 には、UWB バンドと ISM バンドの中心周波数である 6.85 GHz と 915 MHz において誘電体円柱がある場合とない場合の伝達係数の差を示している。この結果から、ISM バンドの方が UWB バンドよりも誘電体円柱によって伝達係数が大きくなることが分かる。

4. BER シミュレーション

本章では、誘電体円柱がデジタル無線通信へ与える影響を定量的に調べるために BER シミュレーションを行う。通信方式として、UWB バンドでは UWB-IR 方式、ISM バンドでは BPSK (Binary Phase Shift Keying) 方式を用いる。

図 9 (a), (b) には UWB-IR 方式と BPSK 方式の BER シミュレーションのフローチャートをそれぞれ示す。伝達係数には前章で求めた複素数の伝達係数の周波数特性を使用する。本論文では BER を 1 ビット当りの信号エネルギー対雑音電力密度比 (E_b/N_0) の関

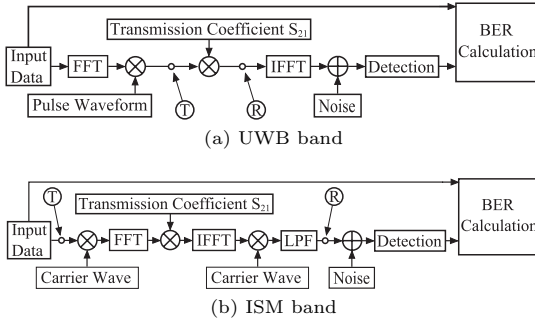


図 9 BER シミュレーションのブロック図
Fig. 9 Block diagram for BER simulation.

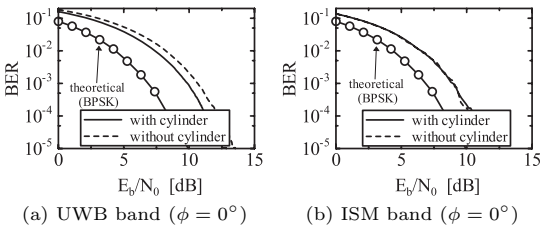


図 10 BER 特性 (受信 SNR)

Fig. 10 Influence of dielectric circular cylinder on BER performance (output SNR).

数として示す．その際の信号エネルギーとして，受信パルス 1 ビット当りの信号エネルギーを用いて定めた受信 SNR と，送信パルスのエネルギーから定めた送信 SNR の 2 種類の方法で BER を比較する [21]．図 9 において UWB バンドでは伝達係数を掛ける直前 (T) と掛けた直後 (R)，ISM バンドにおいては入力データの直後 (T) と低域通過フィルタの直後 (R) の信号エネルギーを用いて定める BER がそれぞれ送信 SNR と受信 SNR である．いずれの方法で BER を比較しても，伝達係数を 1 にすることにより BPSK の理論値に一致する [22]．また，本シミュレーションでは受信信号に対して位相補償は行っていない．これは，伝達係数には送受信アンテナ及び伝搬空間の特性のみが含まれているために位相変化は線形であり，検波における信号の同期によって，位相変化の影響は解消されているものと考えたためである．UWB バンドと ISM バンドにおける伝送レートをそれぞれ 500 Mbit/s と 5 Mbit/s とし，UWB バンドでは送信パルスの波形関数としてコサインロールオフパルスを使用する [21]．

図 10 (a)，(b) には，UWB バンドと ISM バンドにおける受信 SNR に対する BER シミュレーションの結果をそれぞれ示す．BPSK の理論値と比較して本シミュレーション結果の BER 特性が悪い原因は，送受信

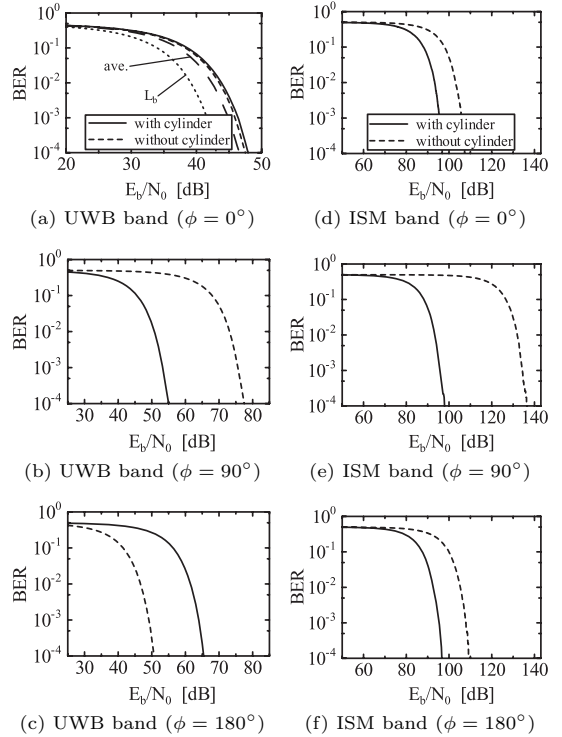


図 11 BER 特性 (送信 SNR)

Fig. 11 Influence of dielectric circular cylinder on BER performance (input SNR).

アンテナと伝搬の周波数特性による波形ひずみの影響であると考えられる．また，UWB バンドにおいては誘電体円柱があることによる影響で $BER = 10^{-2}$ のときに 0.8 dB 改善するが，ISM バンドではほとんど変化がないことが分かる．受信アンテナの位置 ϕ が 90° と 180° の場合にもほぼ同じ結果が得られることを確認している．UWB システムの規格では送信電力密度は -41.3 dB/MHz 以下に定められている．これより，バンド幅 B を 7.5 GHz とすると送信信号の平均電力の上限は $-41.3 \text{ dBm/MHz} + 10 \log_{10} B = -2.6 \text{ dBm}$ と求められる．雑音指数 NF を 6 dB としたときに雑音レベルは $N = kTB + NF \simeq -69 \text{ dBm}$ であり，図 10 (a) において例えば $BER = 10^{-4}$ のときに $E_b/N_0 \simeq 12 \text{ dB}$ となることから，送信信号電力は -57 dBm と求められる．したがって，本論文の結果は UWB システムで規定されている送信電力よりも十分に小さいことが分かる．

次に図 11 に $\phi = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ について UWB バンドと ISM バンドにおける送信 SNR に対する BER シミュレーションの結果を示す．図 11 (c) に示した

表 2 BER = 10^{-2} における E_b/N_0 の円柱の有無による差の比較 (送信 SNR)Table 2 Comparison of difference between E_b/N_0 with and without cylinder at BER = 10^{-2} (input SNR).

ϕ	UWB band	ISM band
0°	-0.4 dB	9.8 dB
90°	22.3 dB	38.6 dB
180°	-14.9 dB	12.5 dB

UWB バンドにおける $\phi = 0, 180^\circ$ の場合以外は誘電体円柱があることにより BER が小さくなるのが分かる。これは伝達係数の大きさが主な原因であり、伝達係数が大きい方が BER 特性が良くなっている。とりわけ図 11 (b), (e) に示した $\phi = 90^\circ$ の場合は、誘電体円柱によって散乱界が生じるので伝達係数が大幅に大きくなり、BER 特性が大きく改善する。また、図 11 (a) には参考のために、図 8 (a) に示す円柱があるときの伝達係数の周波数特性の平均電力 (ave.) 及び自由空間伝搬損 ($L_b = (\lambda/4\pi d)^2$) を伝達係数として用いた場合の BER シミュレーションの結果を併せて示している。伝達係数の平均電力と自由空間伝搬損を用いたときには、解析モデルを用いた結果よりも良い BER 特性が得られた。平均電力と自由空間伝搬損による BER 特性は円柱がある場合と比べて BER が 10^{-2} になる E_b/N_0 がそれぞれ 1.5 dB と 4.7 dB 小さい。この差はアンテナや伝搬路の周波数特性による影響である。

表 2 には、送信 SNR に対する BER が 10^{-2} になる E_b/N_0 について、円柱の有無による差を示す。全体的に UWB バンドよりも ISM バンドにおける差の方が大きい傾向がある。これは ISM バンドの方が波長が長いために、使用している誘電体円柱による散乱が起こりやすいことによるものと考えられる。また、両バンドともに $\phi = 90^\circ$ のときに、BER 特性が大きく改善していることが示されている。

5. む す び

本論文では、厳密解を用いた解析的な手法によって無限長誘電体円柱近傍に配置した送受信ダイポールアンテナ間の伝達係数を求め、UWB バンドと ISM バンドを用いたデジタル無線通信へ与える影響を定量的に明らかにした。まず、人体を模擬した無限長誘電体円柱の近傍に配置したダイポールアンテナから電磁波が入射する場合の散乱電界の厳密解を導出し、電界分布を計算した。その結果、円柱の表面近傍に沿って

強い電界が分布することを示した。次に、円柱近傍に置いた二つのアンテナ間の伝達係数を求め、生体等価ファントム及び実人体を用いた測定結果と比較することにより、解析結果の妥当性を示した。受信アンテナが $\phi = 90^\circ$ の位置にあるときには円柱によって散乱界の寄与が大きくなるために伝達係数が大幅に大きくなることを明らかにした。また、UWB バンドにおける UWB-IR 方式と ISM バンドの一つである 915 MHz 帯において BPSK 方式を用いたときの BER シミュレーションを行い、ほとんどの場合について円柱の存在によって BER 特性が改善することを示した。特に受信アンテナの位置が $\phi = 90^\circ$ の場合は、UWB バンドと ISM バンドにおいて BER = 10^{-2} となる送信 SNR がそれぞれ 22 dB と 39 dB 小さくなることが分かった。今後は、変調方式を変えて BER シミュレーションを行い、WBAN に適した変調方式について検討する予定である。

謝辞 本研究の一部は、大川情報通信基金 2009 年度研究助成及び平成 22 年度科研費 (22560385) の助成を受けて行われました。関係者各位に深く感謝致します。

文 献

- [1] T.G. Zimmerman, "Personal area networks: Near-field intra-body communication," IBM Syst. J., vol.35, no.3&4, pp.609-617, 1996.
- [2] M. Shinagawa, M. Fukumoto, K. Ochiai, and H. Kyuragi, "A near-field-sensing transceiver for intra-body communication based on the electrooptic effect," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol.53, no.12, pp.1533-1538, Dec. 2004.
- [3] A.W. Astrin, H.-B. Li, and R. Kohno, "Standardization for body area networks," IEICE Trans. Commun., vol.E92-B, no.2, pp.366-372, Feb. 2009.
- [4] A. Alomainy, Y. Hao, C.G. Parini, and P.S. Hall, "Comparison between two different antennas for UWB on-body propagation measurements," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol.4, pp.31-34, 2005.
- [5] Y.P. Zhang and Q. Li, "Performance of UWB impulse radio with planar monopoles over on-human-body propagation channel for wireless body area networks," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.55, no.10, pp.2907-2914, Oct. 2007.
- [6] 山田宇志, 小林貴志, 松田敬嗣, 山崎 宣, 大野光平, 井家上哲史, "UWB 通信における人体周辺の伝送路特性と補償に関する検討," 信学技報, WBS2006-60, April 2007.
- [7] 木村一平, 王 瓊, 王 建青, "UWB ボディエリア伝送路の測定及び通信特性の検討," 信学技報, EMCJ2009-42,

- Sept. 2009.
- [8] N. Katayama, K. Takizawa, T. Aoyagi, J. Takada, H.-B. Li, and R. Kohono, "Channel model on various frequency bands for wearable body area network," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E92-B, no.2, pp.418-424, Feb. 2009.
- [9] K. Fujii, M. Takahashi, and K. Ito, "Electric field distributions of wearable devices using the human body as a transmission channel," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.55, no.7, pp.2080-2087, July 2007.
- [10] Q. Wang, T. Tayamachi, I. Kimura, and J. Wang, "An On-body channel model for UWB body area communications for various postures," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.57, no.4, pp.991-998, April 2009.
- [11] T. Aoyagi, K. Takizawa, T. Kobayashi, J. Takada, K. Hamaguchi, and R. Kohono, "Development of an implantable WBAN path-loss model for capsule endoscopy," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E93-B, no.4, pp.846-849, April 2010.
- [12] A. Alomainy and Y. Hao, "Modeling and characterization of biotelemetric radio channel from ingested implants considering organ contents," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.57, no.4, pp.999-1005, April 2009.
- [13] J. Wang, Y. Nishikawa, and T. Shibata, "Analysis of on-body transmission mechanism and characteristic based on an electromagnetic field approach," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.57, no.10, pp.2464-2470, Oct. 2009.
- [14] T. Sasamori, M. Takahashi, and T. Uno, "Transmission mechanism of wearable device for on-body wireless communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.57, no.4, pp.936-942, April 2009.
- [15] 佐藤雄大, 笹森崇行, 戸花照雄, 磯田陽次, 高橋応明, 宇野亨, "UWB-WBAN システムにおける電波伝搬特性の符号誤り率による評価," *信学技報*, A-P2009-53, July 2009.
- [16] "Dielectric properties of body tissues," <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/>
- [17] L.B. Felsen and N. Marcuvitz, *Radiation and Scattering of Waves*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, USA, 1973.
- [18] C.T. Tai, *Dyadic Green Functions in Electromagnetic Theory*, 2nd ed., IEEE Press, New York, USA, 1993.
- [19] 安達三郎, *電磁波工学*, コロナ社, 1983.
- [20] 徐 暢庸, 藤井勝之, 齊藤一幸, 高橋応明, 伊藤公一, "2.4 GHz 帯インプラントアンテナ," *信学技報*, A-P2005-152, Jan. 2006.
- [21] 阿部伸也, 高橋直洋, 笹森崇行, 戸花照雄, 磯田陽次, "UWB-IR システムに使用するアンテナの BER 特性を用いた評価," *信学論 (B)*, vol.J92-B, no.8, pp.1298-1302, Aug. 2009.
- [22] 神谷幸宏, *MATLAB によるデジタル無線通信技術*, コロナ社, 2008.

(平成 22 年 5 月 26 日受付, 9 月 16 日再受付)



佐藤 雄大 (学生員)

平 21 秋田県立大・システム科学技術・電子情報システム卒。現在, 同大大学院博士前期課程在学中。主として, 人体と電磁波の相互作用等の研究に従事。



笹森 崇行 (正員)

平元東北大・工・電気卒。平 6 同大大学院博士課程了。同年同大・工・助手。平 8 仙台電波高専講師。平 11 秋田県立大・システム科学技術学部講師。平 15 同助教授, 平 18 同准教授。博士(工学)。電磁波の散乱・回折, 移動体通信用アンテナ, 広帯域アンテナ, 人体と電磁波の相互作用等の研究に従事。平 9 第一級陸上無線技術士, 本会学会奨励賞受賞。IEEE 会員。



戸花 照雄 (正員)

平 6 電通大・電気通信・電子情報卒。平 13 東北大学大学院博士後期課程了。平 11 秋田県立大システム科学技術学部助手。平 19 同准教授, 現在に至る。博士(工学)。プリント回路基板からの放射に関する研究に従事。IEEE 会員。



磯田 陽次 (正員; シニア会員)

昭 51 阪大・工・通信卒。昭 54 同大大学院修士課程了。同年三菱電機(株)入社。以来分波器などのマイクロ波給電回路, マイクロ波増幅器などの研究開発に従事。平 14-16 東北大学電気通信研究所 IT-21 センター教授。平 20 より秋田県立大学教授。博士(工学)。IEEE シニア会員。



高橋 応明 (正員; シニア会員)

平元東北大・工・電気卒。平 6 東工大大学院博士課程了。同年武蔵工大・工・電気・助手。同大講師を経て, 平 12 東京農工大・工・電気電子・助教授。平 16 千葉大・フロンティアメディカル工学研究開発センター・准教授。衛星放送受信アンテナ, 平面アンテナ, 小形アンテナ, RLSA, 環境電磁工学, 人体と電磁波との相互作用の研究に従事。工博。IEEE シニア会員。



宇野 亨 (正員; フェロー)

昭 60 東北大学大学院博士課程了。工博。同年同大工学部助手。平 3 同助教授, 平 10 東京農工大・工・教授。平 10-11 ペンシルベニア州立大学客員教授。この間, 電磁波における逆問題, 計算電磁気学, アンテナと人体との電磁相互作用等の研究に従事。平元本会篠原記念学術奨励賞。平 19 同通信ソサイエティ優秀論文賞。著書「FDTD 法による電磁界及びアンテナ解析」, 「電磁気学」(共にコロナ社)など。AGU, ACES, 日本シミュレーション学会各会員, IEEE シニア会員。