

## インピーダンス整合を考慮した人体通信用電極構造の検討

Design of Electrode Structure for a Human-Body Communication System  
Based on Impedance Matching○ 村松大陸<sup>1</sup>, 山本隆彦<sup>1</sup>, 越地福朗<sup>1</sup>, 越地耕二<sup>1</sup><sup>1</sup> 東京理科大学Dairoku MURAMATSU<sup>1</sup>, Takahiko YAMAMOTO<sup>1</sup>, Fukuro KOSHIJI<sup>1</sup>, Kohji KOSHIJI<sup>1</sup><sup>1</sup> Tokyo University of Science**Key Words:** Human-Body Communication System, Impedance Matching, FDTD, EMC

## 1. はじめに

人体を信号伝送路として通信を行う人体通信<sup>(1)</sup>は、信号伝送時に周辺の空間に電界がほとんど漏洩しないという特長をもち、密着型機器の秘匿性を有した通信方法として期待されている。具体的には、EMC(Electromagnetic Compatibility)など、電磁雑音に関する規制が厳格な医療現場などで、患者に触れるだけで電子カルテなどをシームレスに取得し、患者の取り違えや薬剤誤投与などの医療過誤を未然に防ぐシステムなどへの応用が考えられる。また、人体通信をドアの施錠・解錠に応用することで、セキュリティが必要な場所においても、ドアノブに触れて回すという自然な動作だけで入退室ができ、利便性向上および緊急時のストレスフリーな環境を実現することができる。その他には、携帯端末とヘッドセットやヘッドマウントディスプレイとの間の高速・大容量通信<sup>(2)</sup>などが考えられる。

人体通信における課題のひとつとして、ウェアラブル機器間で通信を行う際に、通信品質やバッテリー使用期間の向上が求められており、伝送特性の改善がきわめて重要である。インピーダンス変換回路を挿入することで伝送特性を改善可能であるが、変換回路の使用はウェアラブル機器の大型化を招くため問題となる。そこでインピーダンス整合を考慮した電極設計が必要不可欠となる。

これまでの研究では、人体通信送信機の電極構造に対する入力インピーダンス特性について報告されている<sup>(3)</sup>。しかしながら、電極設計に関する検討は十分とはいえない。

本研究では、特に人体通信における送信機に着目し、FDTD(Finite Difference Time Domain)法を用いた電磁界解析により、送信機および腕部モデルの各パラメータを変化させたときの入力インピーダンス特性、電界強度分布、通信に必要な消費電力とそのときのSAR(Specific Absorption Rate)について検討を行い、前腕部に装着可能なウェアラブル送信機における電極設計手法の確立を行うと同時に、本技術が十分に有用であることを明らかにしたので、報告する。

## 2. 電磁界解析

## 2-1 最適入力インピーダンス

高周波LSI(Large Scale Integration)の出力インピーダンスは、 $50\ \Omega$ や $75\ \Omega$ が一般的であり、入力インピーダンスを $Z_{in} = 50 + j0\ \Omega$ として整合をとることで、汎用LSIや既存デバイスが利用でき、低コスト化につながる。そのため、本研究では最適入力インピーダンスを $Z_{in} = 50 + j0\ \Omega$ として検討を行った。

## 2-2 解析周波数

人体は損失の大きな導体としての特性を有していることが知られており、周波数が高くなると、導電率が大きくなり、抵抗損が減少する一方、誘電正接が増加する<sup>(4)</sup>。そのため、過去の検討においても $10\ \text{MHz}$ 付近において伝送特性が最大

となることが報告されている<sup>(5),(6)</sup>。また、 $10.7\ \text{MHz}$ はFMラジオの中間周波数である。このため、既存のIC等を転用可能であり、低コスト化につながる。これらのことから、本研究では励振源信号周波数を $10\ \text{MHz}$ として検討を行った。

## 2-3 解析モデル

本研究では、Zimmermanらが考案したWaveguide-typeの人体通信<sup>(7)</sup>を参考に、Fig.1に示す、手首をはじめとする前腕部にウェアラブル送信機を装着し、手のひらに配置される携帯端末や、指先に接触する受信機との間の通信を想定した。

Fig.2はFig.1に示す伝送モデルにおける、送信機のみを電磁界解析モデルである。腕部は、半径 $r$ の円柱を表面から直径の10%の位置でカットしたモデルで構成した。たとえば、腕部半径を $r=30\ \text{mm}$ とすると、腕部表面から $6\ \text{mm}$ の位置でカットしたモデルとなり、電極接触面の幅は $w=36\ \text{mm}$ となる。腕の長さは $L_{\text{arm}}=70\ \text{cm}$ とした。

腕部モデルの比誘電率 $\epsilon_r$ 、導電率 $\sigma$ は、それぞれ $10\ \text{MHz}$ における筋肉の値<sup>(8)</sup>を採用し、 $\epsilon_r=170$ 、 $\sigma=0.62\ \text{S/m}$ とした。

送信機のモデルは、回路基板、信号電極、グラウンド電極、励振源およびワイヤで構成した。励振源の内部抵抗を $50\ \Omega$ 、送信機構成部品の材料はすべて完全導体とした。

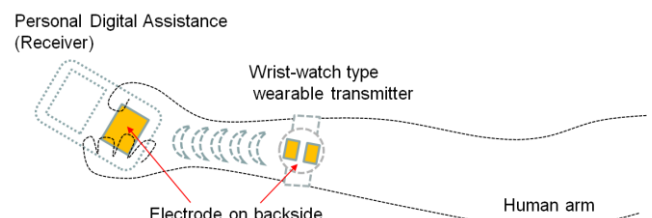


Fig. 1 Human-body communication system

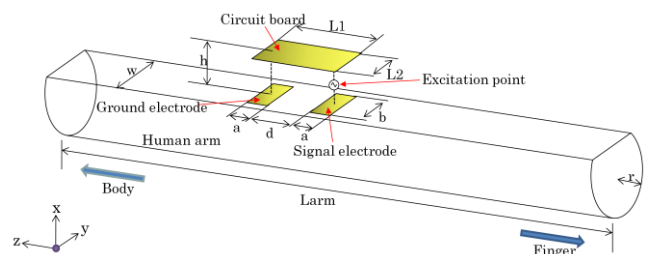


Fig. 2 An analysis model of transmitter electrode structure on human arm

Table 1 Dimensions of Wearable transmitter electrodes

r	a	b	d	h	L1	L2
30	20	30	40	10	80	30

Unit: [mm]

### 3. 送信機電極構造に対する入力インピーダンス特性の検討

入力インピーダンス  $Z_{in} = 50 + j0 \Omega$  となるような電極構造決定のため、Table 1 に示した値を基本寸法とし、Fig. 2 の送信機モデルにおける各パラメータ(電極長  $a$ , 電極幅  $b$ , 電極間隔  $d$ , 回路基板長  $L_1$ , 回路基板幅  $L_2$ , 回路基板と電極の間隔  $h$ )を順に変化させたときの入力インピーダンス  $Z_{in}$  をシミュレーションにより算出した。

#### 3-1 電極長 $a$ に対する入力インピーダンス特性

Fig. 3 に電極長  $a$  に対する入力インピーダンス特性を示す。入力インピーダンスの抵抗成分およびリアクタンス成分の絶対値は、電極長  $a$  の増加にほぼ反比例して減少した。これは電極長  $a$  が大きくなることで人体に接触する電極面積が大きくなり、人体を流れる電流が増加しインピーダンスが減少したためと考えられる。

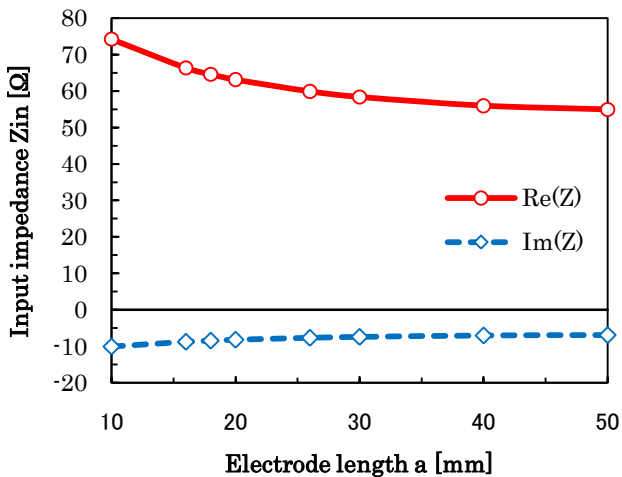


Fig. 3 Input impedance characteristics of transmitter electrodes as a function of electrode length  $a$

#### 3-2 電極幅 $b$ に対する入力インピーダンス特性

Fig. 4 に電極幅  $b$  に対する入力インピーダンス特性を示す。入力インピーダンスの抵抗成分およびリアクタンス成分の絶対値は、電極幅  $b$  の増加にほぼ反比例して減少した。これは電極長  $a$  の場合と同様に、電極幅  $b$  の増加にともない電極面積が大きくなり、人体を流れる電流が増加しインピーダンスが減少したためと考えられる。

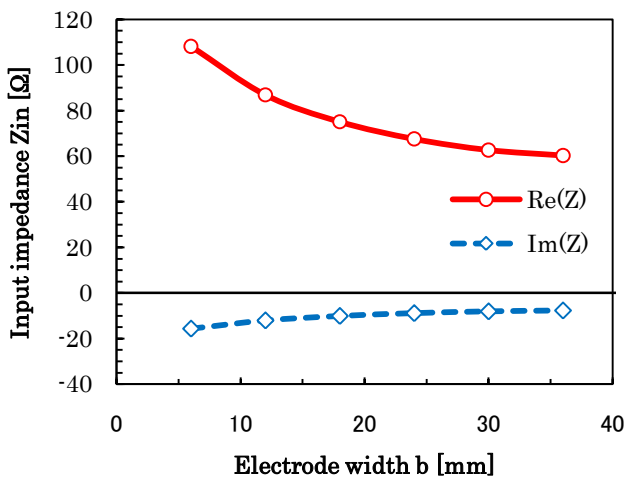


Fig. 4 Input impedance characteristics of transmitter electrodes as a function of electrode width  $b$

#### 3-3 電極間隔 $d$ に対する入力インピーダンス特性

Fig. 5 に電極幅間隔  $d$  に対する入力インピーダンス特性を示す。入力インピーダンスの抵抗成分およびリアクタンス成分の絶対値は、電極間隔  $d$  の増加に対して、ほぼ線形に増加した。これは電極間隔  $d$  が増加することで、信号電極から腕部を介してグラウンド電極へ流入する電流経路が長くなり、これにともない抵抗およびキャパシタンスの直列接続分が増加したためと考えられる。

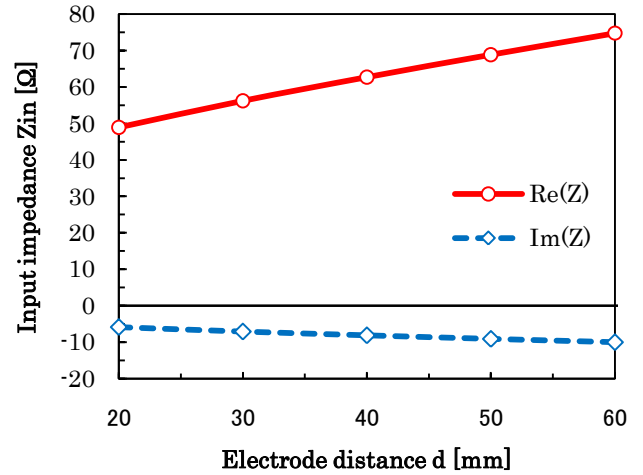


Fig. 5 Input impedance characteristics of transmitter electrodes as a function of electrode distance  $d$

#### 3-4 回路基板長 $L_1$ および回路基板幅 $L_2$ に対する入力インピーダンス特性

Fig.6 および7に回路基板長  $L_1$  および幅  $L_2$  に対する入力インピーダンス特性を示す。Fig. 6 および7から、回路基板長  $L_1$  および幅  $L_2$  の変化に対して入力インピーダンスはほとんど変化しないことがわかる。これは回路基板と腕部との間の浮遊容量や、回路基板の寄生インダクタンスが無視できるほど小さいためと考えられる。

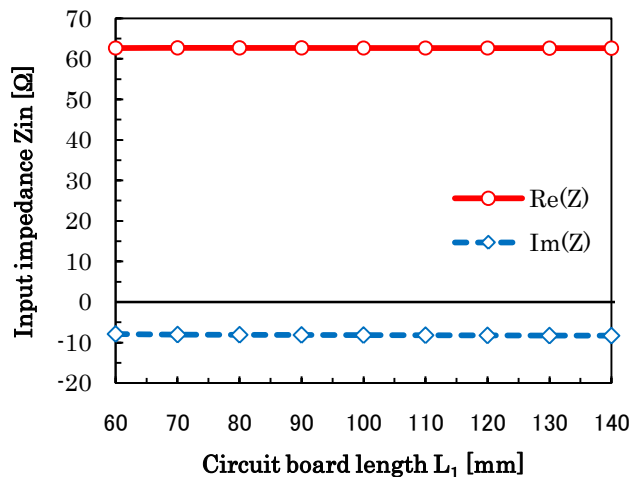


Fig. 6 Input impedance characteristics of transmitter electrodes as a function of circuit board length  $L_1$

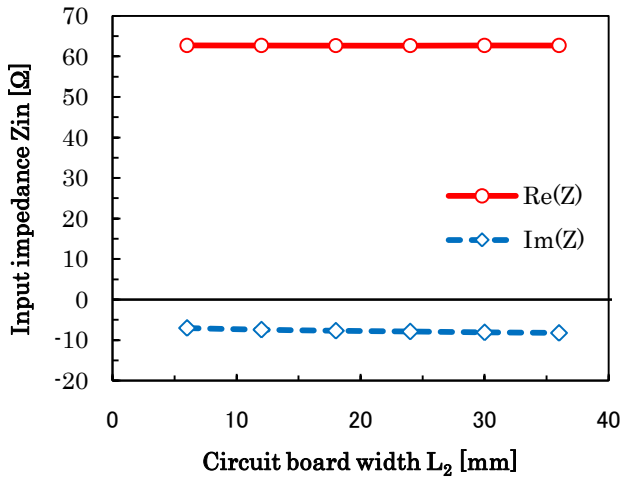


Fig. 7 Input impedance characteristics of transmitter electrodes as a function of circuit board width  $L_2$

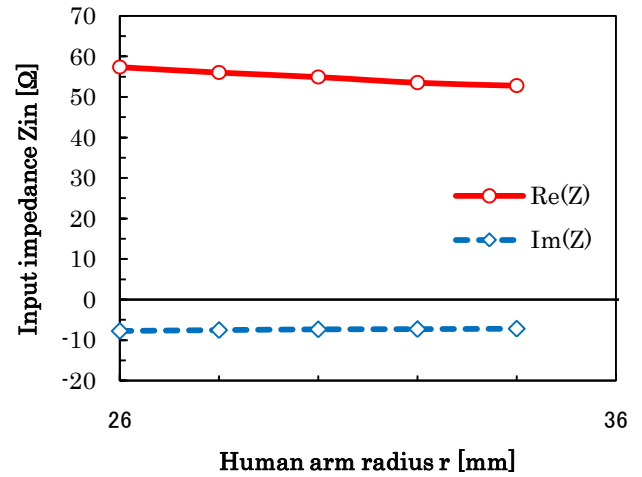


Fig. 9 Input impedance characteristics of transmitter electrodes as a function of human arm radius  $r$

### 3-5 回路基板と電極の間隔hに対する入力インピーダンス特性

Fig. 8に回路基板と電極の間隔  $h$  に対する入力インピーダンス特性を示す。回路基板と電極の間隔  $h$  の増加に対して、抵抗成分はほぼ一定であるが、リアクタンス成分の絶対値は減少した。これは回路基板と電極の間隔の増加にともない、ワイヤの寄生インダクタンスが増加したためと考えられる。

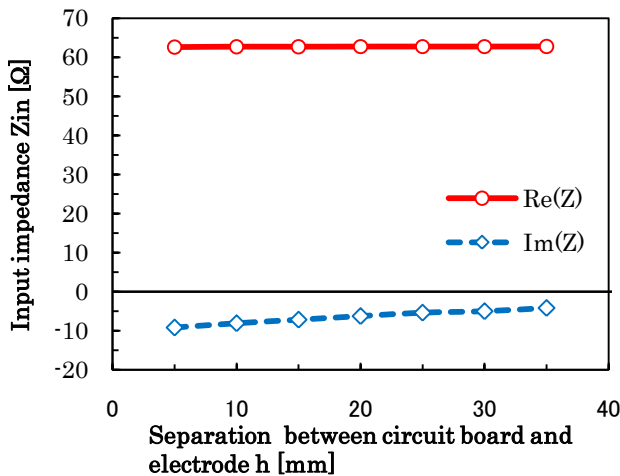


Fig. 8 Input impedance characteristics of transmitter electrodes as a function of separation between circuit board and electrode  $h$

### 4. 腕半径 r に対する入力インピーダンス特性の検討

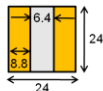
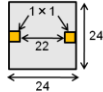
Fig. 9に腕半径  $r$  に対する入力インピーダンス特性を示す。入力インピーダンスの抵抗成分およびリアクタンス成分の絶対値は、腕半径  $r$  の増加に対して、ほぼ反比例して減少した。これは腕が太くなるにつれて、抵抗およびキャパシタンスの並列接続分が増加したためと考えられる。

### 5. 実用サイズの電極設計および電界強度分布の検討

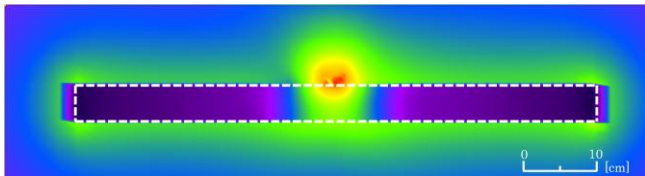
腕部の半径を 30 mm として、送信機モデルの各パラメータを変化させた際の傾向をもとに、実用的なウェアラブル送信機のサイズ(ここでは 24 mm × 24 mm)で入力インピーダンスが 50 Ωとなる電極構造を検討した。各部パラメータを Table 2 Structure (A)に示す。このとき、 $Z_{in} = 50.1 - j6.6 \Omega$ であった。しかしながら、機器の消費電力低減を考慮すると、さらなるインピーダンス整合状態を得ることが望ましい。そこで、グラウンド電極と回路基板の間にインダクタンスを挿入する工夫を施した。挿入したインダクタンスの値は、試行錯誤的に検討したところ、約0.1 μHとなった。このときの入力インピーダンスは  $Z_{in} = 50.2 - j0 \Omega$ となり、十分な整合状態とすることができた。なお、0.1 μH程度のインダクタンスであれば、チップ部品を用いずとも、ワイヤを数回巻くことで容易に得ることができる。このとき、VSWR(Voltage Standing Wave Ratio) : 1.004 と算出され、一般的なアンテナの指標である VSWR : 2 以下を十分に満足し、インピーダンス整合をとることにより、きわめて良好な特性が得られたといえる。

また、電界強度分布を比較するため、インピーダンス不整合電極構造の一例として、電極寸法を小さくとり、 $Z_{in} = 548 - j91.4 \Omega$ とした電極構造を Table 2 Structure (B)に示す。Fig. 10に送信機の励振源を含む  $zx$  面における電界強度を示す。点線は腕部の外周を示している。Fig. 10 (A)はインピーダンス整合を考慮した場合の電界強度分布であり、同図 (B)に示すインピーダンス不整合時の電界強度分布と比較すると、10 dB~20 dB 程度大きい電界強度を有しており、インピーダンス整合により効果的に電力が伝搬されていることが確認できる。また、インピーダンス整合時には、腕部を取り囲むように電界が分布している様子が確認できる。腕部から 5 cm の箇所と 10 cm の箇所の電界強度を比較すると、10~20 dB 程度減衰しており、体表面から離れた位置においては電界強度は大幅に低減されることがわかった。このため、秘匿性を有した通信が可能であることが確認された。

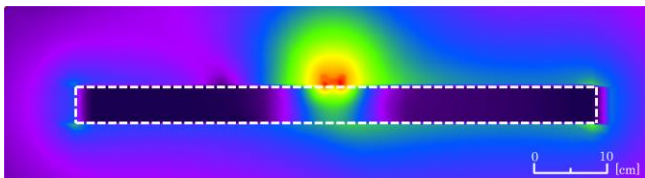
Table 2 Dimensions of Wearable transmitter electrodes

	r	a	b	d	h	L <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	Structure
(A) Impedance matched electrode structure	30	8.8	24	6.4	10	24	24	
(B) Impedance mismatched electrode structure	30	1	1	22	10	24	24	

Unit : [mm]



(A) Impedance matched electrode structure  
( $Z_{in} = 50.2 - j0 \Omega$ )



(B) Impedance mismatched electrode structure  
( $Z_{in} = 548 - j91.4 \Omega$ )

Normalized Electric Field [dB]



Fig. 10 Electric field distributions around and inside the human arm with wrist-watch sized wearable transmitter

## 6. インピーダンス整合時の消費電力および SAR の検討

インピーダンス整合時の送信機消費電力について検討を行った。一般的な無線通信においては、受信端における電界強度が 80 dB $\mu$ V/m(10 mV/m)程度あれば十分通信が可能であることが知られている。そこで、本研究においてもこの値を参考とし、腕部モデル周囲 5 cm の位置における電界強度が 80 dB $\mu$ V/m となるような励振源印加電圧を検討した。その結果、およそ 30 mV を印加することで所望の電界強度が得られることがわかった。このときの送信機の消費電力を、励振源内部抵抗 50  $\Omega$ 、 $Z_{in} = 50 + j0 \Omega$  として計算すると、およそ 10  $\mu$ W となった。これは Bluetooth の消費電力である数 mW よりも 2 桁程度低い値であり、人体通信は従来の無線通信技術と比較して、低消費電力で通信ができることを確認できた。

また、受信端での電界強度が 80 dB $\mu$ V/m となるように通信を行った場合、機器から 1 m 以上離れた位置における電界強度は 40 dB $\mu$ V/m 以下となる。参考として、医療現場における電磁妨害に関する限度値は、機器から 3 m 離れた地点において 40 dB $\mu$ V/m であり<sup>(9)</sup>、これを下回るため、このような場所での使用も十分に可能であることが確認できた。

さらに、人体通信により生じる電界が生体に与える影響を確認するため、30 mV 印加時の SAR を計算したところ、腕部組織 10 g あたりの局所 SAR の最大値は  $3.4 \times 10^{-3}$  W/kg となった。これは総務省の電波防護指針<sup>(10)</sup>に示される局所吸収制

限である、任意の組織 10 g 当たりの局所 SAR が 2 W/kg 以下であることを十分に満たしている。このことから、本技術は生体に対して十分に安全な通信技術であることが明らかとなった。

## 7. まとめ

本研究では、腕時計型のウェアラブル送信機を装着した腕部モデルについて電磁界解析を行い、送信機電極の入力インピーダンス、腕部周囲の電界強度分布、機器の消費電力および SAR について検討した。その結果、送信機電極の入力インピーダンスは電極構造を変化させることで調整可能であり、電極長、電極幅、電極間隔の影響が大きく、回路基板長や回路基板幅にはほとんど影響されないことを明らかにした。また、回路基板と電極の距離はリアクタンス成分にのみ影響を及ぼすことがわかった。これより、実用的なウェアラブル送信機サイズとして、24 mm  $\times$  24 mm の面積となる入力インピーダンス  $Z_{in} = 50.2 + j0 \Omega$  の電極構造を見だし、その電界強度分布から、人体通信が秘匿性を有した通信に適していることを明らかにした。

また、通信時の送信機消費電力が、従来の無線技術に比較し大幅に小さくできることがわかった。さらに、人体通信により体表面から離れた位置に生じる電界は微小であり、規制の厳しい医療現場での使用を考えても問題ないレベルであることを明らかにした。以上の検討から、人体通信技術が、電力消費や安全性の観点から十分に有用な通信技術であることが示唆された。

## 参考文献

- (1) T. G. Zimmerman : Personal Area Networks (PAN) : Near-Field Intra-Body Communication, M.S.thesis, MIT Media Laboratory, (1995)
- (2) 越地福朗, 竹中秀同, 前坂琢磨, 佐々木健, “人体通信における通信高速化と映像音声伝送システムへの応用”, 日本時計学会誌 Vol. 53, No. 200, pp.140-151, (2009)
- (3) 越地福朗, 佐々木健, “人体内通信におけるウェアラブル送信機の電極構造によるインピーダンス整合と電極設計”, エレクトロニクス実装学会誌, Vol.12, No.3, pp.221-232, (2009)
- (4) IFAC website (<http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/>)
- (5) Keisuke HACHISUKA, Teruhito TAKEDA, Yusuke TERAUCHI, Ken SASAKI, Hiroshi HOSAKA, Kiyoshi ITAO, “INTRA-BODY DIGITAL DATA TRANSMISSION FOR THE PERSONAL AREA NETWORK”, IIP/ISPS Joint MIPE '03 pp.139-140, (2003)
- (6) 蜂須賀啓介, 中田杏里, 武田輝, 柴建次, 佐々木健, 保坂寛, 板生清: “人体を伝送路とした情報通信デバイスの開発”, マイクロメカトロニクス, Vol. 46, No. 2, pp.53-64, 2002
- (7) T. G. Zimmerman : Personal Area Networks : Near-Field Intra-Body Communication, IBM Systems Journal, Vol.35 , No.3&4, pp.609-617, (1996)
- (8) Gabriel, R W Lau and C Gabriel: "The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz", Phys. Med. Biol. 41, pp.2251-2269 (1996)
- (9) 国際無線障害特別委員会: CISPR 11, 国際電気標準会議 (1999)
- (10) 総務省 電波防護指針 (<http://www.tele.soumu.go.jp/>)