

博士論文

人体通信の伝送特性の解析手法および
機器設計に関する研究

村松 大陸

目次

第1章 序論.....	1
1.1 無線通信と情報機器の歴史.....	2
1.2 人体周辺における通信技術.....	4
1.3 人体通信の基本原理.....	6
1.4 通信方式による分類.....	10
1.4.1 接触方式.....	12
1.4.2 非接触方式.....	13
1.4.3 その他の方式.....	14
1.5 機器の利用形態による分類.....	15
1.6 人体通信の研究開発動向.....	18
1.6.1 産業界における開発動向.....	18
1.6.2 学術界における研究動向.....	19
1.6.3 WBANに関連する規格動向.....	21
1.7 普及に向けた課題.....	22
1.8 本論文の目的と構成.....	23
第2章 人体の電気的特性と電磁界解析.....	27
2.1 各生体組織の電気的特性.....	29
2.2 詳細人体モデル.....	36
2.3 電磁界解析手法.....	38
2.4 FDTD法による解析に必要な計算機資源.....	39
2.5 数値人体モデルの比較.....	40
2.6 本章のまとめ.....	46

第3章 筋肉モデルによる電極構造検討	47
3.1 想定する人体通信システム	49
3.1.1 信号周波数	51
3.1.2 送信機の出カインピーダンス	51
3.2 電磁界解析モデル諸元	51
3.3 送信機と受信機の独立性	53
3.4 送信機電極構造の検討	54
3.5 送信機電極寸法と腕太さに対する入力インピーダンス特性	60
3.5.1 電極長 a_1 に対する入力インピーダンス特性	61
3.5.2 電極幅 b_1 に対する入力インピーダンス特性	62
3.5.3 電極間隔 d に対する入力インピーダンス特性	63
3.5.4 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	64
3.5.5 回路基板と電極の間隔 h_1 に対する入力インピーダンス特性	66
3.5.6 腕半径 r に対する入力インピーダンス特性	67
3.6 送信機および腕部の等価回路簡略化	68
3.7 送信機電極の入カインピーダンスの定式化	70
3.7.1 電極長および幅方向の異方性	70
3.7.2 非線形重回帰分析	72
3.8 実用サイズの送信機電極設計	75
3.9 周波数変動の入力特性への影響	79
3.10 設計した送信機電極による S_{21} 特性改善	80
3.11 受信機電極構造の検討	81
3.11.1 受信機の電極配置	81
3.11.2 受信機の下部電極数	84
3.12 受信機電極寸法と受信抵抗に対する S_{21} 特性	85
3.12.1 下部電極長 a_2 および幅 b_2 に対する S_{21} 特性	86
3.12.2 上部電極長 L_3 および幅 L_4 に対する S_{21} 特性	87

3.12.3	上部電極と下部電極の間隔 h_2 に対する S_{21} 特性	88
3.12.4	受信抵抗 R_r に対する S_{21} 特性	89
3.13	実用サイズの受信機電極設計	91
3.14	送受信機の位置関係が S_{21} 特性に与える影響	91
3.15	送受信機電極の試作およびファントムによる実測	93
3.15.1	送受信機電極の試作	93
3.15.2	生体等価ファントムの試作	95
3.15.3	入力インピーダンスおよび S_{21} 特性の測定	98
3.16	生体および機器に対する安全性の評価	101
3.17	本章のまとめ	102
第4章	詳細モデルによる解析と多層簡略化	103
4.1	電磁界解析モデル諸元	105
4.2	送信機電極の入力インピーダンス特性	107
4.2.1	均質円柱モデルと詳細腕部モデルの比較	107
4.2.2	皮膚の水分状態が入力インピーダンスに与える影響	108
4.2.3	各組織が入力インピーダンスに与える影響	109
4.3	組織置換による電界分布の変化	112
4.4	組織置換による S_{21} 特性の変化	115
4.5	多層円柱モデルの提案	117
4.5.1	多層簡略化を施した電磁界解析モデル	117
4.5.2	多層円柱モデルの組織厚決定	120
4.6	各モデルによる入力インピーダンス特性の比較	122
4.6.1	均質円柱モデルと詳細腕部モデルの比較	122
4.6.2	詳細腕部モデルと多層円柱モデルの比較	123
4.7	積層角柱構造によるさらなる簡略化	124
4.8	異なる電極形状による簡略化モデルの検証	126
4.9	各モデルによる電界分布と S_{21} 特性の比較	130

4.10	本章のまとめ	133
第5章	人体通信用ファントムの開発	135
5.1	人体と電磁波の相互作用	136
5.2	電磁ファントム	137
5.3	従来ファントムの問題点	139
5.4	実人体による入力インピーダンス特性測定	140
5.4.1	電極入力インピーダンスの個人差	140
5.4.2	実験構成と被験者	140
5.4.3	各被験者によるインピーダンス測定結果	142
5.5	ファントム各層の電気的特性と入力インピーダンス特性	144
5.5.1	想定するファントムの構造	144
5.5.2	ファントム各層の電気的特性の許容誤差	144
5.5.3	筋肉層の電気的特性変動に対する入力インピーダンス特性	146
5.5.4	脂肪層の電気的特性変動に対する入力インピーダンス特性	149
5.5.5	皮膚層の電気的特性変動に対する入力インピーダンス特性	151
5.6	三層固体ファントムの開発	153
5.7	三層固体ファントムによる実験	155
5.7.1	測定に用いる送信治具	155
5.7.2	測定に用いる受信治具	157
5.7.3	ファントムによる電極入力インピーダンスの測定	158
5.7.4	ファントムによる送受信伝送効率の測定	160
5.8	本章のまとめ	164
第6章	結論	167
6.1	本研究で明らかになった学術的知見	168
6.2	今後の展望	170
	参考文献	172
	研究業績一覧	182

付録.....	193
謝辞.....	201

第 1 章

序論

第1章 序論

1.1 無線通信と情報機器の歴史

電磁波を利用した通信の歴史は、1864年のJ.C.Maxwellによる電磁波の存在の予言に始まる。1888年にはH.R.Hertzが火花ギャップを用いた実験によりその存在を証明し、1895年にはG.Marconiが1~2 kmの無線伝送を、さらに1901年には大西洋横断実験(4300 km)を成功させて本格的な長距離無線通信の実用化が始まった [1]。その後、ワイヤレス通信は諸技術の進歩とともに、長距離化、高周波化の発展の一途をたどった。

第二次世界大戦後、電磁波を用いた通信は移動体通信へと応用されるようになり、短距離・近距離の小エリア通信を対象とする自動車電話、ページャー、携帯電話などが普及して通信のパーソナル化が始まった。今日までに Bluetooth [2]や ZigBee [3], UWB (Ultra Wideband) [4]など種々の短距離・近距離のワイヤレス通信技術が個人周辺の通信ネットワークを構築するために実用化され、世の中に普及してきた。さらに、半導体技術、バッテリー技術、高密度実装技術などに代表されるエレクトロニクス技術の進歩にもなって、機器の軽薄短小化が進み、スマートフォンやタブレット端末など小型でありながら、高い処理能力を有する様々な電子情報機器が次々に開発されてきた。こうした新たな情報通信機器の普及は、無線通信技術の高速大容量化をもたらしただけでなく、低消費電力の通信技術の発展にも大きく寄与した。

2000年代半ばには、「ユビキタス」という言葉がITに替わる次世代のキーワードとして掲げられるようになった。「ユビキタス (Ubiquitous)」とはラテン語で「いたるところに存在している」という意味であり、情報通信の世界をあらゆる場所、人、物へ拡張することを意味する [5][6]。同時期に、小型軽量でありユーザが身につけることが容易なウェアラブル情報通信機器 [7][8]も、ユビキタスネットワーク社会の実現に向けて欠くことのできない技術として脚光を浴びた。以来10年ほどの時を経て、情報通信機器は身につけていても気にならないほど小さく、そして軽くなり、「ウェアラブル」は

未来の技術ではなくなり、「あらゆる場所であらゆるモノが通信ネットワークにつながる」というユビキタスネットワーク社会の実現は間近に迫っている。さらに、各種生体信号や周囲環境の状態を計測可能なウェアラブルセンサの開発も進んでおり [9] [10], 単なる情報通信ではなく、ユーザの状況や行動にあわせて能動的に情報を提供するシステムまで考えられるようになった [11].

一方で、このようなウェアラブル機器やセンサの利便性をさらに高めるため、人体のごく近傍における通信ネットワークに関する研究が盛んに行われ、次世代の無線通信技術として大きな注目を集めている。我々は将来、これらの多くの携帯情報機器、ウェアラブル情報機器、生体情報センサ等を身につけ、人体周辺に構築されたネットワークを利用して様々な情報のやりとりをしながら、個別適合されたサービスを享受することができるようになるだろう。こうした生活を送るなかで、身の回りに偏在するあらゆる情報機器やセンサは、人間の環境の一部としてとらえられるようになり、このとき、いかにして人間の行動を制限することなく情報のやりとりをするか、ユーザの直感に基づいて周囲の人や機器と通信するか、といったことが重要な課題となる。つまり、マンマシンインターフェースあるいはヒューマンインターフェースという観点から情報通信を考える必要が生じる。

1.2 人体周辺における通信技術

人体周囲に存在する近距離通信ネットワークは PAN (Personal Area Network) [12] [13] あるいは BAN (Body Area Network) [14] と呼ばれる。BAN は PAN に比較してより人体に近い範囲での通信ネットワークとして捉えられることが多く、明確な通信範囲の定義は存在しないが、BAN の方がより限定された概念であると捉えられることが多いため、本論文でもその考えに従う。身近な例としては、パーソナルコンピュータと周辺機器(マウス、キーボード、あるいは携帯電話などのモバイル機器)の接続や、携帯音楽プレーヤーとヘッドホンの接続が PAN に該当する。もう少し広い範囲では、携帯電話と家電を接続して、リモコンとして使用するような場合も PAN に含まれる。

PAN の接続方法としては、有線接続と無線接続が考えられる。有線接続では機器同士をケーブルによって接続するため、安定した通信が可能となる。しかしながら、機器の数が増えると配線が複雑化するうえ、PAN のように人体周囲で形成するネットワークにおいては機器使用者の行動を大きく制限する要因となる。このため、人体周囲におけるネットワークの接続には、電磁波等を用いた無線接続が必須となる。現在 PAN に用いられている代表的な無線通信技術として、Bluetooth や ZigBee があげられる。

Bluetooth は 1994 年に、スウェーデンのエリクソン社が小型情報機器向けに開発を開始した 2.4 GHz 帯を利用する通信規格であり、低消費電力かつ比較的長距離(送信出力 100 mW の Class 1 で 100 m, 送信出力 1 mW の Class 3 で 1 m) の通信が可能という特長がある。Bluetooth で用いられる周波数ホッピング方式は、耐障害性が高く、周囲の無線機器への影響も小さいことから、様々な無線通信機器が混在する環境での利用で優位性を発揮する。Bluetooth の仕様は複数存在し、例えば IEEE 802.15.1 として規格化されており、ヘッドセットと携帯端末との間の通信等に利用されている。Bluetooth の大きな特徴は、アプリケーションにあわせて、高速大容量で通信できるバージョンと、低消費電力化に焦点をあわせたバージョンが存在することである。例えばバージョン 3.0 において通信速度は最大 24 Mbps となっており、動画像など大容量のデータ伝送を目的とした仕様となっている。一方で、最新バージョン 4.0 である BLE (Bluetooth Low Energy) においては、通信速度が 1 Mbps と低速化したのが、消費電力は以前のバージョンに比較して大幅に低減されている [15]。

ZigBee は家電向けの短距離無線通信規格のひとつである。ZigBee の通信速度は 2.4

GHz 帯利用の場合 250 kbps と低速なものの、スリープ時の待機電力が Bluetooth より小さく、さらに復帰からデータ送信までに要する時間も数十 msec 程度と短い。このため、「待機状態が長く、データ伝送中の短時間のみスリープから復帰する」といった特殊な使用条件下においては、ZigBee は Bluetooth に比べて低消費電力で通信が可能である。また、ひとつの ZigBee ネットワークには最大で 65,535 台の ZigBee 端末を接続することが可能であり、ルータを使用することで、メッシュ構造のネットワークも容易に構築できる。これらの特長から、ZigBee は今後、家庭内のセンサネットワークシステム [16] などに利用されていくと考えられている。ZigBee の仕様は IEEE 802.15.4 として規格化されている。

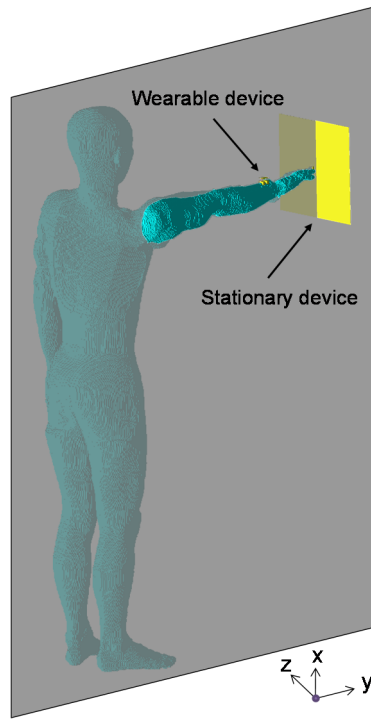
これらの無線通信技術に加え、無線 LAN (Local Area Network), RFID (Radio Frequency Identification) [17], UWB (Ultra Wideband) [4]などが、人体周囲にある機器やパーソナルコンピュータを相互に接続するために盛んに研究開発されてきた。

現在では、情報通信機器やセンサの小型化はさらに加速され、身につけていても気にならないほど小型軽量な、本当の意味での「ウェアラブル」機器が実現しつつある。例えば、指輪サイズの筐体に光電脈波センサ、Bluetooth モジュール、小型二次電池モジュールが搭載された指輪型パルスメータも開発されている [18]。このような機器の小型化と多機能化にともなって、通信の秘匿性や消費電力の観点からも、通信範囲をさらに狭くすることが望まれるようになってきた。このため、前述したように、PAN よりもさらに人体に近い範囲における通信を想定したネットワークである BAN, 特に WBAN (Wireless Body Area Network) [14]が考えられるようになった。

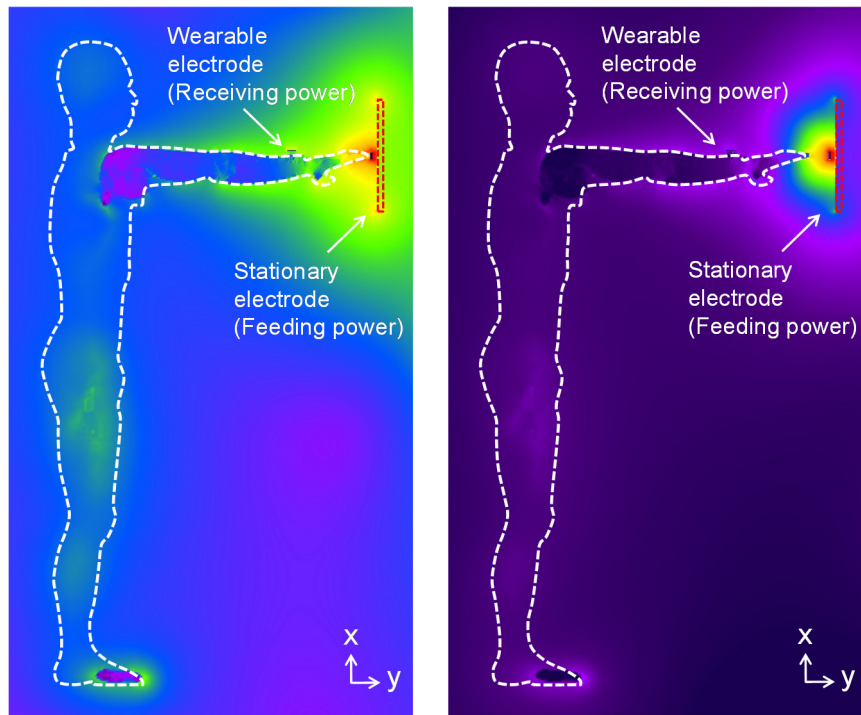
人体周辺数 m 以内の近距離無線通信規格としては、前述した 2.4 GHz 帯を用いる BLE や ZigBee, また、日本では特に 315 MHz 帯の微弱無線や、400 MHz 帯の特定省電力無線の利用が多い [19]。一般に周波数が高いほど人体に吸収される電磁波のエネルギーは大きくなることが知られており、これらの周波数帯 (315 MHz~2.4 GHz)において人体の存在は障害として作用する [20]。このように、無線通信において人体は電磁波を減衰させ通信を妨害する厄介な存在であるが、その人体を高周波信号の伝送路としてとらえ、有効活用しようという発想がある [21]。これは一般に人体通信 (電界通信とも) と呼ばれる技術で、人体に接触または近接させた電極 (アンテナ) を介して高周波信号を入出力し通信する、一種の無線通信方式である。次節では、人体通信に関して詳細に述べる。

1.3 人体通信の基本原理

人体通信では、人体に接触または近接させた電極（アンテナ）を介して高周波信号を入力することによって生じる人体表面を流れる電流と、周囲に形成される近接場電界が通信に寄与する。人体は電氣的にみると導電性誘電体であるので、電極を介して人体に高周波信号が励振された場合、人体表面には高周波電流パスが形成される。また、数十 MHz 以下の周波数では人体と空間（空気）の界面には近接場電界（準静電界）が生じ、遠方への放射電磁界に比べて支配的となる [22][23][24]。近接場電界は距離に応じて指数関数的に減衰する性質をもつため、信号伝送時に周辺空間に電磁界がほとんど漏洩せず、秘匿性に優れ、電磁雑音を発生しない通信が可能となる。また、通信距離が限定されるため、空中の電磁波を利用する既存の無線通信技術より低消費電力で通信が行える可能性がある。さらに、通信対象となる人や物に「触れる」ことで伝送路が確立するため、ユーザの動作を利用した直感的なヒューマンインターフェースに利用できるといった特長もある。図 1.1 および図 1.2 に、人体通信における人体周囲の電界分布を解析した例を示す。図 1.1 は、全身人体モデル [25]を用いて電磁界解析によって人体周辺の電界分布を計算した例である。この例では、ウェアラブル機器の電極が人体モデルの右手首に配置され、右手の指先で設置型機器の電極に触れる状況を想定し、指先の設置型機器側で 10 MHz の信号を励振した場合におけるモデル周囲の電界分布について、(a) 指先と電極が接触している状態、(b) 指先と電極の間に 50 mm のギャップがある状態を示している。指先と電極が接触している場合には、設置型機器（送信機）から人体側へ強い電界が伝わっている様子が確認できる。一方で、ギャップが存在する場合には、電界はほとんど伝搬していない。これらの電界分布からも、指先と電極の接触が信号伝搬において重要な要素となることが明らかである。また、図 1.2 に、人体通信における人体周囲の電界分布を、二体の全身人体モデル [25]を用いた電磁界解析によって計算した例を示す。この例では、向かって右側の男性モデル手首部分に装着された電極から 10 MHz の信号を励振している。人体の周囲のみに電界が分布し、かつ、手をつないだ女性モデル周囲にも強い電界が伝搬している様子が観察される。一方で、人体から離れた位置では電界強度は急激に小さくなっていることが確認できる。



電界分布の観察面



(a) ギャップ 0 mm (接触)

(b) ギャップ 50 mm (非接触)

規格化された電界強度 [dB]

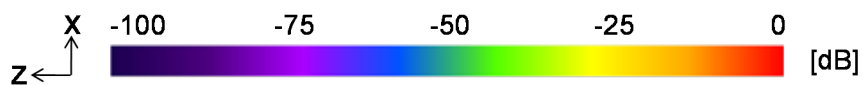


図 1.1 人体通信において人体周辺に分布する電界の計算例 (指先側機器で励振)

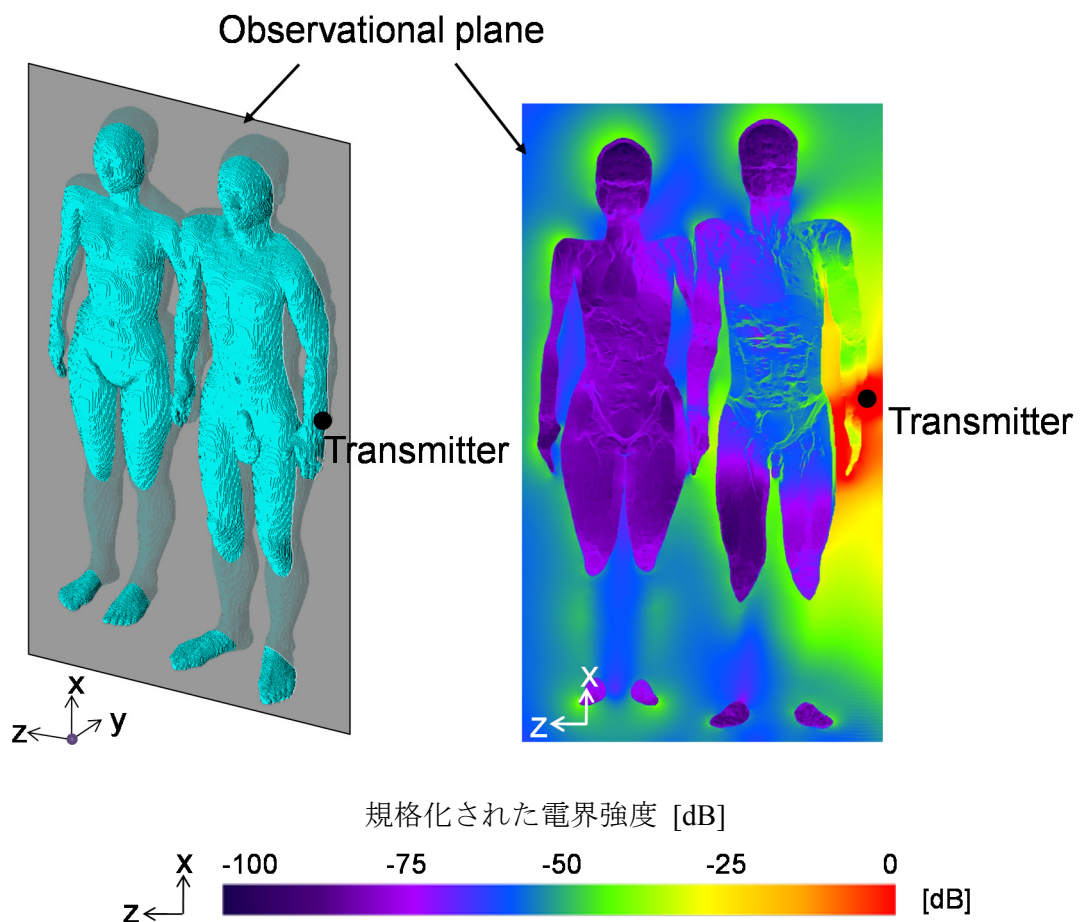


図 1.2 人体通信において人体周辺に分布する電界の計算例（二者間）

前節であげた従来の無線技術および人体通信について、横軸を消費電力、縦軸を伝送距離として分類したものを図 1.3 に示す [26]. 同様に、横軸を消費電力、縦軸を伝送速度として分類したものを図 1.4 に示す [26]. 人体通信は他の無線通信技術に比べ伝送距離が限定され、低消費電力かつ比較的高い伝送速度を有すると考えられている. さらに、「触れる」や「踏む」といった動作をトリガーにして通信が開始されるため、使用者の意思に従いつつも、自然な動きの中でスムーズな通信を行うことが可能であり、BAN における優れたヒューマンインターフェースとして期待されている.

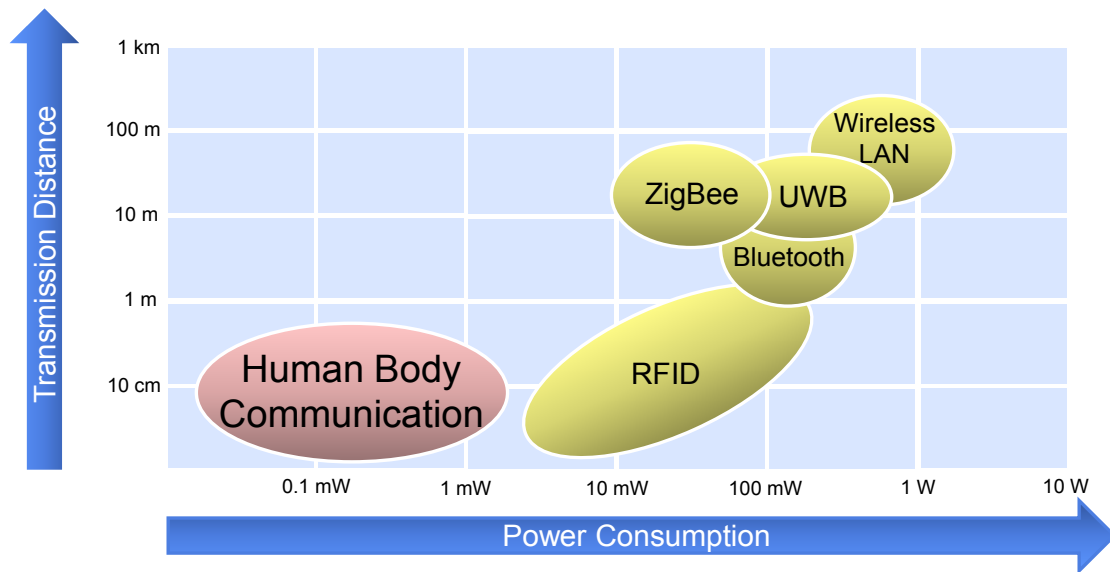


図 1.3 人体通信とその他の無線通信技術の比較（消費電力－伝送距離） [26]

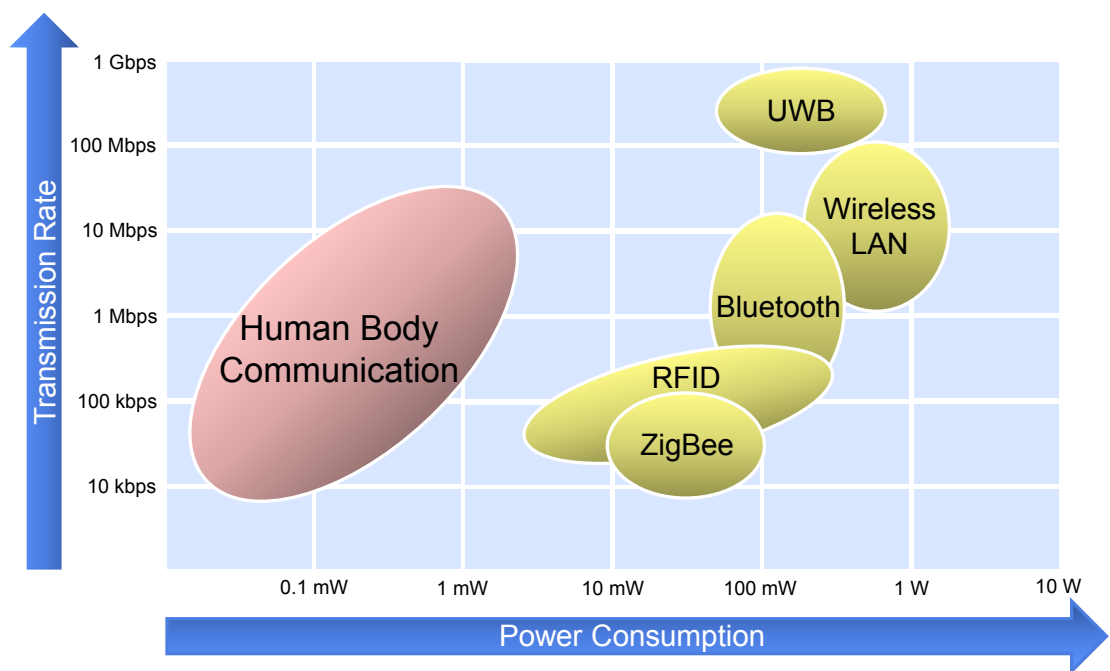


図 1.4 人体通信とその他の無線通信技術の比較（消費電力－伝送速度） [26]

1.4 通信方式による分類

従来、人体通信の通信方式としては電流方式と電界方式という分類がなされてきた [27]. 電流方式は、送受信機に接続された電極を介して人体の皮膚表面に微弱な交流電流を入出力し通信を行うものであると説明されている [28]. 一方で、電界方式は同様に電極を介して人体に交流信号を入力するが、体表面の電流ではなく人体近傍の電界の変化により信号を伝達するため、人体と電極は絶縁されていてよいとされている [29]. 筆者は主に、この分類によるところの「電流方式」人体通信の研究を行っているが、信号の伝搬メカニズムについて電磁界解析等からの結果より考察すると、人体通信における信号伝達には体表面を流れる電流および人体近傍に生じている近接場電界の両方が寄与していることが推測され、これらを別個に考えることはできないと思われる. このため、本論文では人体通信の方式について、機器と人体のインターフェースとなる電極が、人体に直接接触する「接触方式」と直接接触しない「非接触方式」に分類し説明する. さらに、これらの分類に含めることができない通信方式については、その他の方式として示す. 詳細は次項で述べるが、まず表 1.1 に接触方式と非接触方式を比較したものを示す.

表 1.1 人体通信方式の比較

項目	接触方式	非接触方式
通信手段	純電氣的な通信.	電気光学結晶などの電界検出手段を用いた通信.
通信方式	高周波信号に変調して通信.	変調を用いないベースバンド信号による通信が中心.
通信速度	数kbps～数十Mbps.	数百kbps～10 Mbps.
電極接触条件	皮膚に接触していることが望ましい.	皮膚に接触している必要は無く，衣服等の絶縁体を介しても通信可能.
受信感度	純電氣的通信のため高感度.	E/Oセンサの感度に依存する，電流方式よりは低感度.
通信モード	送信機と受信機で電極を共用でき，双方向通信が可能.	双方向通信は可能であるが，送受信機双方にE/Oセンサが必要となり，機器が大型化する.
消費電力	純電氣的通信のため低消費電力.	電界検出手段として電気光学結晶やレーザなどの光学部材を利用するため消費電力は大きい.
機器サイズ	機器の構成が簡素化可能であり，LSI化が容易.	電界検出手段として電気光学結晶やレーザなどの光学部材を利用するためサイズは大きい.
製造コスト	従来 of 無線通信システムの回路を流用可能であり，低コスト.	気光学結晶やレーザなどが必要となり高コスト.
研究開発機関	NTT，KDDI，パナソニック，ソニー，東芝，東京大学，東京工芸大学，千葉大学，東京理科大学，名古屋工業大学，京都工芸繊維大学，法政大学，群馬大学，拓殖大学，国土館大学，電気通信大学，首都大学東京，高知工科大学等多数.	NTT，アルプス電気，日立製作所，カイザーテクノロジー，アドソル日進，京都工芸繊維大学，法政大学.

1.4.1 接触方式

図 1.5 に示すように、接触方式人体通信では、送信機の励振源に接続された電極を介して、人体に直接電流を流すことで人体表面に電流を、人体近傍の空間に近接場電界をそれぞれ分布させる。人体通信では一般に、電磁波の波長が電極（アンテナ）や人体の寸法に対して十分大きくなるように搬送波周波数が決定されるため、人体近傍にはエネルギーを放射しない近接場電界（準静電界）が分布する。また、送受信機の各電極と大地グラウンドの間は容量結合的に接続されるため、電気的な閉回路が構成される。受信側においても送信側と同様に、純電気的な方法で電極を用いて電流および電界信号をセンシングする。接触方式人体通信では、人体表面に接触した電極を介して入出力される高周波電流が通信に比較的大きく寄与するため、周囲の電磁環境の変化やノイズに強く、S/N の高い安定した通信が可能であるとされている。また、人体通信用に最適化は必要であるものの、部分的には従来の無線通信システムの回路を流用することも可能であり、低コスト化につながると考えられる。

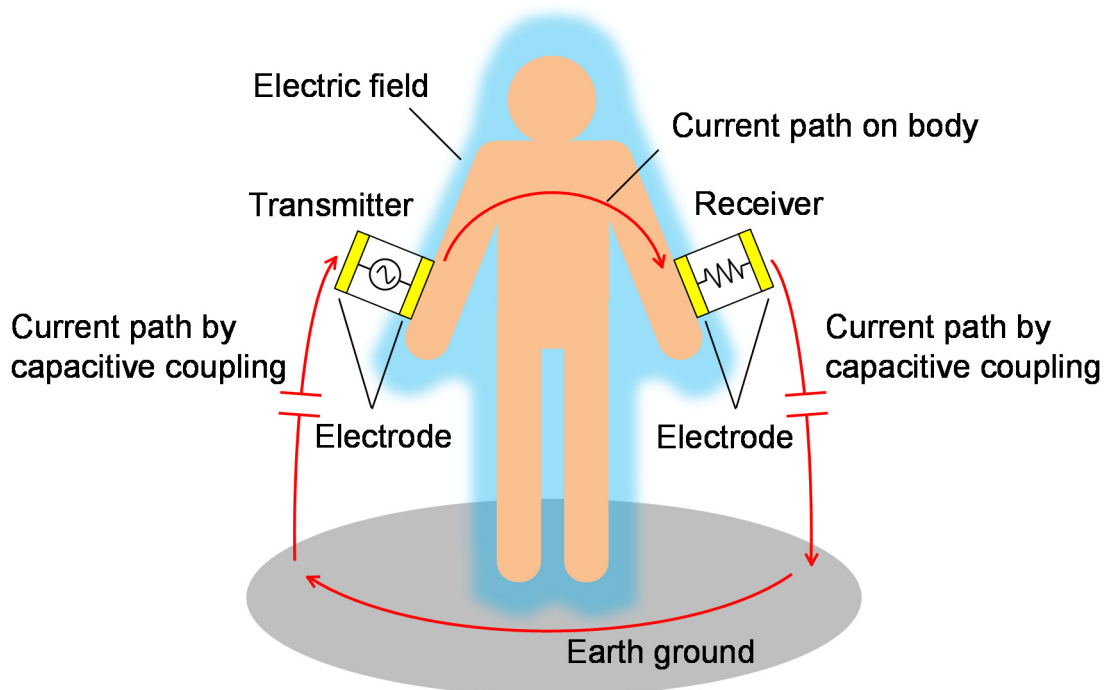


図 1.5 接触方式の人体通信

1.4.2 非接触方式

非接触方式人体通信の伝送原理を図 1.6 に示す。送信機から電極を介して高周波信号を励振すると、誘電体である人体が誘電分極を生じ、人体近傍に電界をまとったような状態になり、接触方式の場合と同様に人体周囲には近接場電界が生じる。この近接場電界に信号を重畳させて通信を行う。接触方式と異なり、電極が直接人体に触れないため人体表面にはほとんど電流が流れない。人体に直接電極が触れる必要が無いため、衣服や靴などの絶縁体を介した状態で通信を行うアプリケーションへの適用が可能である。しかしながら、人体周囲に誘起される電界は非常に微弱であり、電極や一般的な無線通信で用いられるアンテナでは信号の検出が困難である。そこで、一般に電気光学結晶などの電気光学変換素子（EO 変換素子）などのフォトニクス技術を用いたセンサによって電界を検出する方式がとられる。詳細は 1.6 節で後述するが、電気光学変換素子を用いた非接触方式の研究は NTT が中心となり行っている。衣服等の存在を気にせず通信できる利便性が得られる一方で、EO 変換素子の搭載は、機器の大型化やコストの増大を招くため大きな問題となる。

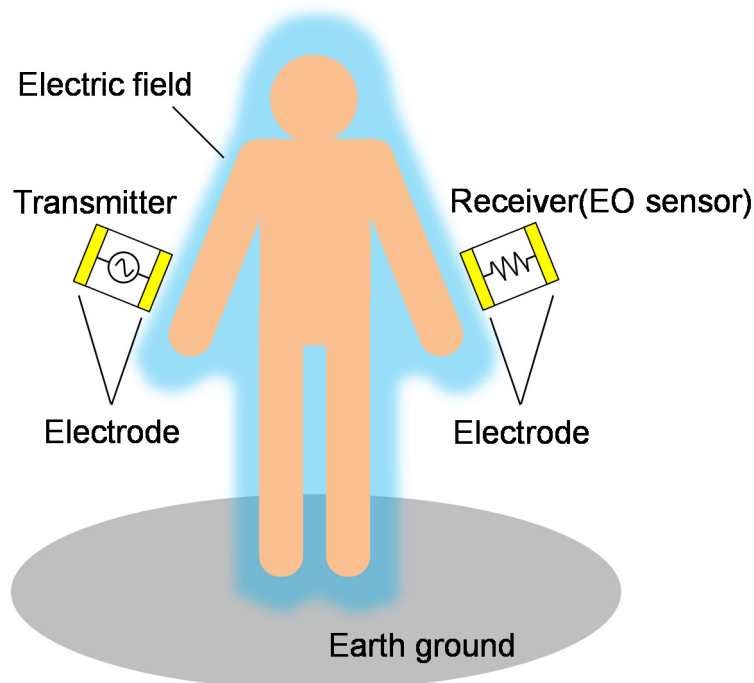


図 1.6 非接触方式の人体通信

1.4.3 その他の方式

他の人体通信の方式として、低姿勢の側面放射型アンテナを用いて UHF 帯 (300 MHz~3 GHz)の電磁波を人体表面に伝搬させる方式が検討されている [30]. また, 2.45 GHz において, 人体表面を這うように伝搬する体表回折波の研究も行われている [31]. これらは一般的な無線通信と同様に遠方界の電磁波を利用するものであるが, 広い意味での人体通信といえる. 電磁波を用いない方式も存在し, たとえば図 1.7 に示すように, 人体に接触させた圧電素子により超音波表面弾性波を発生させ, 短距離ではあるが人体通信が可能であることが確認されている [32].

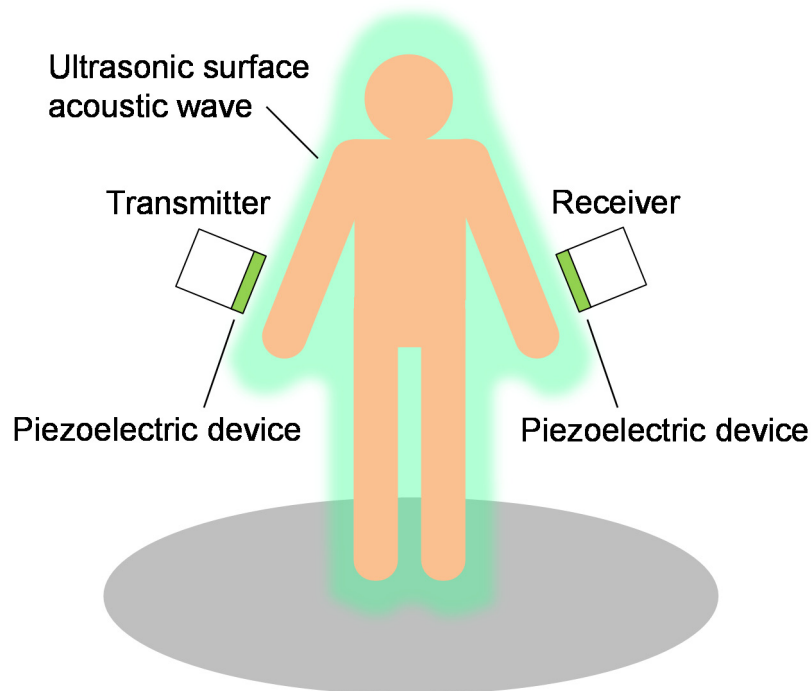


図 1.7 超音波表面弾性波方式の人体通信

1.5 機器の利用形態による分類

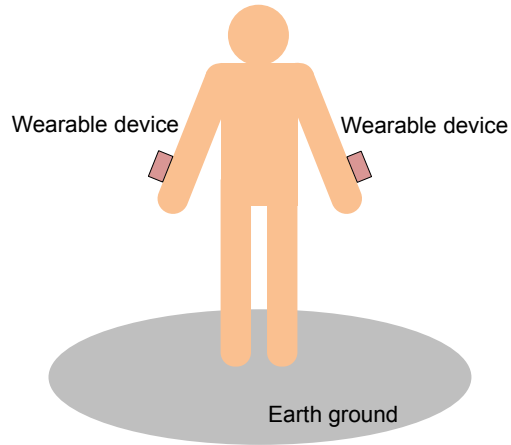
Hallらは人体通信の医療応用における利用形態を、同一人体上の機器間の「On-Body 通信」、人体上の機器と人体から分離された機器の「Off-Body 通信」、人体内部に埋め込まれた機器と人体外部の機器の「In-Body 通信」の三種類に分類した [33]。これをふまえると、一般的なウェアラブル機器や情報通信端末を想定した場合の利用形態は、(a)ウェアラブル機器を装着した個人内での通信、(b)個人のウェアラブル機器と設置型機器との間の通信、(c)ウェアラブル機器を装着した複数人間の通信、に大別される。各利用形態(a)~(c)を図 1.8 に、対応するアプリケーション例を表 1.2 に示す。(a)ではウェアラブル生体信号センサのネットワークや各種ウェアラブル機器とスマートフォンの通信、(b)では電子定期券や電子マネーにおける非接触 IC カードの代替、(c)では握手による名刺データ交換や災害時の電子トリアージへの応用 [34]などがアプリケーションとして期待されている。人体上に配置される機器としては、例えば腕時計タイプ等のウェアラブル機器（スマートウォッチ） [35]やスマートフォンが考えられる。

一般に、(a)や(c)では人体上のウェアラブル機器はバッテリーで駆動され、回路グラウンドは接地されず電氣的には浮いた状態となるため、各機器が独自のグラウンド電位を持つ。このような条件では、送受信機と大地グラウンドの距離や周囲の電磁的な環境の影響を大きく受けるため、利用者の動作等により通信は不安定となる。また、基礎研究段階の問題として、人体通信の伝送特性を測定する際にネットワークアナライザ等を使用した場合、回路のグラウンド電位が商用電源のアースに接続されることで安定し、実際の機器利用状況とは異なった測定条件となることが知られている。このため、送受信機ともに無接地であるような人体通信システムの実現には課題が多く、様々な検討が行われている [36][37][38]。また、人工的な基準電位を生成することで、安定した通信を実現する試みなどもある [39]。

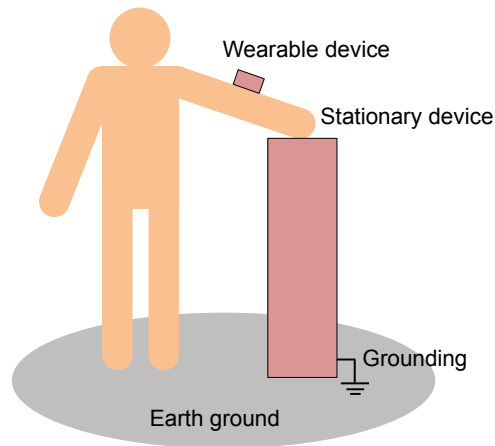
一方、(b)ではウェアラブル機器は無接地であるのに対して、設置型機器（改札機、自動販売機、構造物に埋め込まれたセンサ等）は接地されており、(a)や(c)に比較すると比較的安定した動作が可能である。また、接地型機器は一般に大型であり、電極の大型化によって人体－電極間の容量結合を強くすることも比較的容易である。加えて、伝送特性を測定する際にも、受信側に接地された測定器が使用できることは大きな利点である。

さらに、送受信機の両方が接地され、大地グラウンドを基準にして安定動作が可能な

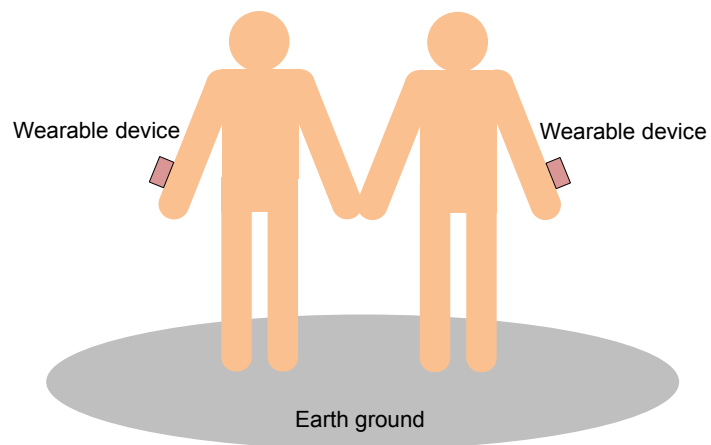
両接地型の人体通信も存在する。両接地型の人体通信において、人体は電氣的な閉回路を構成するためのケーブルとして機能していると考えられることができる。この方式は安定して通信が可能のため、簡単なデモ等に用いられることが多い。一方で、現実的なアプリケーションを考えた場合には用途が限定されるため、研究開発はほとんど行われていない。



(a) ウェアラブル機器を装着した個人内での通信



(b) 個人のウェアラブル機器と設置型機器との間の通信



(c) ウェアラブル機器を装着した複数人間の通信

図 1.8 人体通信機器の利用形態による分類

表 1.2 人体通信機器の利用形態とアプリケーション例

利用形態	アプリケーション例
(a) ウェアラブル機器を装着した個人内での通信	ヘルスケアセンサネットワーク(体温, 脈拍, 発汗, 血流センサ等), フィットネストラッカー, スマートフォンとウェアラブル機器(スマートウォッチ, ヘッドセット, ヘッドマウントディスプレイ)間通信
(b) 個人のウェアラブル機器と設置型機器との間の通信	入退室や施錠管理(キーレスエントリ), 行動・位置管理, 自動改札での認証, 電子マネー, デジタルサイネージ, POSシステム, 運転支援システム
(c) ウェアラブル機器を装着した複数人間の通信	握手による名刺データの交換, 音楽データシェア, 接触コミュニケーションを利用したゲーム応用, 傷病者と医師の間の電子トリアージシステム, 患者と医師の間の電子カルテ情報通信

1.6 人体通信の研究開発動向

人体通信の概念が初めて登場したのは1990年代中ごろであり, 現在までに20年ほど研究開発が継続されている。その間, 多くの大学や企業により基礎研究および試作機の開発がなされ, アプリケーションも開拓されてきた。本節では, 人体通信の研究開発の動向について, 産業界と学術界それぞれに注目し, 時系列でまとめた。さらに, 人体通信(電界通信)を含むWBANの標準規格であるIEEE 802.15.6の内容について述べる。

1.6.1 産業界における開発動向

産業界における人体通信を利用したデバイスとしては, 1997年にNTTの福本らが指輪型キーボード「FingeRing」[40], 2000年にSony CSLの松下らがセキュリティ用途の腕時計型デバイス「Wearable Key」[41], 2004年に松下電工(現パナソニック電工)の土井らが電流方式人体通信を利用する「タッチ通信システム」[28]をそれぞれ発表した。続いて, 2005年にはNTTの品川らが, 受信部に電気光学変換素子による光センサを導入し最大10 Mbpsの通信が可能な「RedTacton」を発表し, 大規模なプロジェクトが開始された[42]。2007年にはIT・エレクトロニクス総合展CEATEC JAPANにおいて, NTTドコモやアルプス電気による試作機器を用いた人体通信のデモンストレーシ

オンが行われ、人体通信が日本国内で大きく注目されるきっかけとなった。そして 2008 年には NTT エレクトロニクスによる電界通信システム開発キット「Firmo」が発表 [43]、2009 年にはアルプス電気による人体通信モジュールの供給が開始され [44]、はじめて技術開発のプラットフォームが提供されることとなった。その後も、2012 年にはエリクソンが人体を伝送路としてスマートフォンとデバイスの間で 6~10Mbps の高速通信を行う「Connected Me」を、世界最大級の携帯電話関連展示会である MWC (Mobile World Congress)にて発表した [45]。また、同年にアドソル日進が、人体通信による床パネル認証システムを藤田保健衛生大学病院と共同開発し、同病院の放射線センターの MRI 検査室にて稼動開始している [46]。ごく最近の製品開発例としては、2013 年に米 Microchip Technology 社が、非接触の容量結合を前提として 125 kHz と 8 MHz を利用する人体通信評価キット「BodyCom」の提供を開始した [47]。その他にも、東芝など多数の企業により人体通信に関する製品開発や基礎研究が行われている [48]。このように、人体通信の概念が登場して以来、絶えず技術開発がすすみ、製品化および商用利用に向けて前進していることがわかる。一方で、これまでは各企業が独自の仕様で製品化を行ってきたため、機器間の互換性や他のシステムとの整合性に欠けるという問題があったが、後述する WBAN 標準規格である IEEE 802.15.6 の発行にともない、徐々に統一がなされていくと考えられる。

1.6.2 学術界における研究動向

人体通信に関する研究は、1990 年代に MIT の Zimmerman によって提唱された Near-Field Intra-Body Communication の概念に端を発する。これは、ウェアラブルコンピューティングのための新たな通信方法として、人体を利用した電界の容量結合により携帯端末同士を接続するというものであった。具体的には、 $80 \times 50 \times 10$ mm の管体サイズを有する送受信機を試作し、搬送周波数 330kHz で OOK (On-Off Keying)方式およびスペクトラム拡散方式を利用して、人体を介し最大 2400 bps でデータを伝送することを実証した [21]。1997 年には、Post らが Zimmerman の試作した機器を改良し、搬送周波数 225 kHz で FSK (Frequency Shift Keying)方式のデジタル変調を利用し、人体を介して 9600 bps でデータ伝送を試みた。さらに、人体に対して 1 MHz、30 V の交流電圧を印加し、人体を利用した電力伝送の検討も行っている [49]。続いて 2001 年~2002 年に Partridge

らが、搬送周波数 160 kHz の FSK 変調を利用し、ベルト、腕時計、靴に送信機と電極を取り付け、人体を介して受信機である PDA との間の通信を試みた [50]. 以上の報告は、主に人体通信におけるデータ伝送の可否について述べたものである. いずれの検討においても人体と機器のインターフェースに電極が用いられており、単一の電極を人体に接触させる単電極構造が採用されているが、電極構造の決定にいたるまでの詳細については特に説明されていない. 2003 年～2005 年には、NTT の品川らによって電気光学変換素子 (EO 変換素子) を用いた電界方式人体通信に関する研究報告がなされている [51]. 一連の報告では、電気光学変換素子を用いることで高感度に電界信号をセンシングすることが可能であり、約 10 Mbps の高速通信が実現できることが示された. 2006 年には、KDDI の前山らにより、電気光学変換素子を使用せず、1~6 MHz の周波数帯で OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 変調を利用して、17 Mbps で動作する映像伝送システムを実現したことが報告された [52]. これは受信側が純電氣的なセンシング方法を採用していても、変調方式の工夫により高い通信品質や安定性が得られることを示したものである. 他には、人体通信技術を生体信号センサへ応用した例として、根日屋らが簡易心電計の開発を、名古屋工業大学の王らが健康情報のリアルタイム伝送システムの開発をすすめている [53][54]. これらは人体通信の通信用電極を、生体信号をピックアップするための測定電極として共用することで、回路の簡素化やリアルタイムの心電信検出と伝送を目指したものである. また、人体通信はその特有の通信方法から、生体への安全性の配慮が必要となる. 人体通信機器による生体曝露の評価としては、首都大学東京の多氣らが、人体内の誘導電流および比吸収率について解析的に評価している [55]. さらに、王らが、埋込型医療機器に対する EMC 評価に関する検討を行っている [56].

一方で、人体通信の伝送メカニズムに関する報告が東京大学の蜂須賀、千葉大学の藤井らによってなされている [36][57][58]. 蜂須賀らは、10 MHz~30 MHz の搬送波を利用した人体通信において、人体外部に伝送路を持たない均質インピーダンスモデル、四端子回路網モデル、人体を良導性誘電体ととらえたモデル等を仮定し、実験的な検証を行っている [36][57]. さらに藤井らは、筋肉の電氣的特性を有する四角柱を人体腕部にみたくて電磁界解析を行い、送信機によって人体周囲に励振される電界分布を確認するなど、基礎的な検討を行った [58]. 結果として、送信機 2 電極、受信機 1 電極とした場

合に最も良好な伝送特性が得られることが示された。しかしながら、これらの報告については実験的な検討が中心であり、電極の構造についても、人体通信の伝送メカニズムに基づいて十分に説明されているわけではない。その後 2007 年から、東京大学の越地らによって人体通信機器の電極設計を目的とした諸特性の解析が行われており、送信機電極の設計方法を中心にして、多くの重要な知見が得られている。越地らは 2~28 MHz 帯域を利用した OFDM 変調送受信システムにおいて、人体各部位を通信箇所とした場合の伝送特性について詳細な検討を行った [59]。また、人体通信における送信機電極を無線通信システムのアンテナとみなし、インピーダンス整合などの一般的な通信品質・伝送特性改善手段を人体通信にも適用可能であることを示した [60]。しかしながら、電極設計に関する議論は送信機のみにとどまり、また送信機電極の設計指針についても改善の余地がある。さらに、以上の検討中で用いられている人体モデルは、筋肉均質媒質の円柱によって構成された均質モデルである。人体通信における電極が人体と通信機を接続するインターフェースであることを考慮すると、モデルの皮膚の有無等は重要な問題であり、より実人体に近い人体モデルを用いた検討の必要があると考えられる。

1.6.3 WBAN に関連する規格動向

ここでは人体通信を含む、最近の WBAN の規格動向について述べる。人体周辺数 m 以内の近距離無線通信規格としては、前述した 2.4 GHz 帯を用いる BLE (Bluetooth Low Energy) や ZigBee に加え、日本では特に 300~400 MHz 帯の無線通信システムの利用が多い。WBAN の標準規格をめぐる重要な動向として、2012 年 2 月、人体周辺における近距離無線ネットワークの標準規格である IEEE 802.15.6 が承認・発行された [61]。標準化に向けた議論は 2007 年より開始されており、約 5 年を経ての正式発行である。IEEE 802.15.6 は、主に医療とヘルスケア分野への応用を想定した規格であり、共通の MAC 層に対して、400 MHz 帯から 2.4 GHz 帯を利用する UHF 帯狭帯域通信、IR-UWB (Impulse Radio-Ultra Wideband) 方式の広帯域通信、そして人体通信 (HBC: Human Body Communication) の異なる三種類の物理層から構成されている。IEEE 802.15.6 において、人体通信は Electric Field Communication (電界通信) 技術を用いた方式として説明されており、搬送波周波数は 21 MHz、伝送速度は 164 kbps~1.3 Mbps と規定されている。当初は搬送波周波数として 21 MHz と 32 MHz の 2 つの周波数帯が提案されていたが、最終

的には 21 MHz のみが標準仕様となっている。電極から遠方界としての電磁界が放射することを抑制するため、数十 MHz 以下が採用されていると考えられる。

また、近傍磁界を用いた近距離無線通信技術として、ソニーとフィリップス（現 NXP セミコンダクターズ）が共同開発した NFC (Near Field Communication) が知られている [62]。NFC は RFID 規格 14443 や FeliCa と同様に、コイル間の誘導結合を利用した通信技術であり、13.56 MHz を利用している。これは主に非接触 IC カードやスマートフォンの近接通信などを想定したものであり、人体を通信路とするアプリケーションに応用される技術とは異なる。

1.7 普及に向けた課題

人体通信は研究開発が始まって以来 20 年ほどが経過する技術であるが、認知度はそれほど高くなく、大規模な実用化も行われていない。これは人体通信が未だ発展途上の技術であり、具体的な機器設計手法が明確になっていないことがひとつの原因といえるだろう。1.6.1 項および 1.6.2 項で述べたように、従来の人体通信に関する研究は個々の事例（特定の機器サイズ、接地状態、搬送波周波数等）に特化した試作機器の開発やそれによるデータ伝送の試みが多数を占めており、人体通信機器開発や設計における一般論として扱うことはできない。したがって、これまでに報告されている人体通信システムに関する知見のみでは、新たな人体通信機器を開発する際の設計指針として活用することは難しい。新たな人体通信システムの開発に際しては、事例ごとに電磁界解析に用いる数値人体モデルや測定システムの妥当性確認から検討を開始し、試行錯誤的に機器を開発していくしかないのが現状といえる。これは人体通信の機器開発を妨げる大きな原因となっている。このような状況を打開するには、数値人体モデルを駆使したシミュレーションベースでの効率的な機器設計や、機器使用時の周囲電磁環境の影響評価を通して、機器設計に必要な情報を蓄積し体系的にまとめていくことが必要である。

1.8 本論文の目的と構成

人体通信システムの実現と普及を目指す上で必要なことは、人体通信機器の設計条件として、利用形態、装着箇所、サイズ、周波数帯などが与えられたとき、人体へ効率よく信号を入出力できる電極構造、回路の出力インピーダンス、フロントエンド回路構成、生体安全性、電磁雑音対策などが明確に示されることである。すなわち、設計に必要な理論式や実験式といった基礎データが存在し、技術者が電磁界解析や予備実験を繰り返すことなく人体通信機器の基本設計を行うことができる状態が最終的な目標となる。

人体通信においては数十 MHz 以下の搬送波周波数が用いられるため、人体通信機器同士は波長に比較して非常に近い距離に配置されることになり、一般的な無線通信システムで考慮する遠方界のみならず近傍界の影響も大きくなる。さらには、人体は異なる電気特性を有する複数の生体組織から構成されるため、人体内および周囲の信号伝送の状況は複雑なものとなる。このため、現段階においては人体通信システムの伝送状況の検討や機器設計において電磁界解析を利用することは必要不可欠である。また、電磁界解析によって限定された条件下（例えば大地 GND の存在しない自由空間中の解析）での特性を明らかにした上で、実験的に周囲の電磁環境の影響を検討するためには、測定システムや生体等価電磁ファントムが必要となる。本論文では、数値電磁界解析を中心として、詳細な伝送状況の検討、解析結果に基づく実験式提案、簡略化人体モデルおよびファントムの開発などの、機器設計に必要な基礎データの蓄積やツールの開発と評価を行う。本論文は以下のように全 6 章で構成されている。

第 1 章では、人体周辺の無線通信技術の必要性について説明し、既存技術と人体通信の比較から、人体通信の優れた特性を示した。さらに、人体通信の方式別に長所、短所をあげ、想定するアプリケーションによって適切な方式を選択できるように配慮した。ついで、これまでの研究開発の経緯について述べ、残った課題と、今後の人体通信機器の開発に必要な設計指針について言及し、本論文の目的と構成について述べた。

第 2 章においては、人体通信における電磁波と人体の相互作用の影響を正確に電磁界解析へ反映するために、複数の異なる人体組織の電気的特性についてまとめる。さらに生体組織の細胞レベルでの電気的特性について示し、次章以降における検討に必要な情

報を網羅する。また、電磁界解析において利用する数値人体モデルの諸元について述べ、実人体再現度が異なる複数のモデルを用いて解析結果を比較し、人体通信における電界分布の定性的な特性を計算する上で、簡略化モデルが有用であることを示す。

第3章では、手首などの前腕部に装着されたウェアラブル送信機と、手に持った携帯端末との間の人体通信システムを想定し、電磁界解析における人体および送受信機のモデル化について述べる。次に筋肉媒質で構成される円柱状腕モデルを用いて、送受信機の電極構造について検討を行う。電極の構造寸法を検討する際には、「電界分布からみたシステムの電磁両立性」、「電極の入力インピーダンス特性」、「送受信機間の伝送特性」といった事柄に焦点をあて、解析および電極の設計を行う。特に送信機に関しては、電極寸法に対する入力インピーダンスの定式化を行い、電極設計におけるひとつの指針を示す。さらに、設計した最適構造・寸法を有する送受信機電極と筋肉ファントムを試作し、実験によって解析結果の妥当性および想定する実装条件における提案電極の有用性を確認する。

第4章では、従来の筋肉均質媒質の腕モデルにかわって、多数の生体組織および厳密な形状を再現した詳細人体モデルを用いて、「送信機電極の入力インピーダンス特性」と「送受信機間の伝送特性」について解析を行う。ここでは、従来の簡易モデルと詳細モデルで、大きく異なる解析結果が得られることと、詳細モデルの必要性を述べる。同時に、正確な人体通信の諸特性算出のために必要な生体組織と不要な生体組織を明らかにする。

得られた知見にもとづき、簡略な構造を有しているが、詳細人体モデルと同等の正確さで人体通信の諸特性が算出できるモデルを提案する。この簡略化モデルは、モデルの変形や解析に、特殊な変換ツールや大規模な計算機資源が不要であり、かつ実人体に近い人体通信の解析が可能である。また、簡略化されたモデルは単純な形状を層状化しただけであるため、電磁ファントムの作製を行う場合にも優れた構造であるといえる。

5章においては、人体通信の実験を行う際に必要となる生体等価電磁ファントムの開発を行う。ファントム開発にあたり、まず複数人の被験者による電極入力インピーダン

ス測定実験から、個人差によるインピーダンスばらつきの範囲を確認する。次に、積層角柱構造の腕モデル各層の電気的特性において許容される誤差範囲を電磁界解析により求める。その結果を受けて、積層角柱モデルと同様の構造を有する三層構造固体ファントムを開発する。最後に、実際に開発したファントムを用いて、送信機電極の入力インピーダンス特性および送受信機間の伝送効率について評価し、被験者による実験や解析データと比較することで、開発したファントムの有用性を示す。

第6章では、得られた知見についてまとめ、それらが人体通信機器の開発過程においてどのように役立つのかを述べる。さらに、今後の展望について述べる。

本論文は、以上のような内容で構成されている。

第 2 章

人体の電気的特性と電磁界解析

第2章 人体の電気的特性と電磁界解析

人体周囲や内部に配置されたアンテナの諸特性は、人体の存在によって影響を受けることが知られている [63] [64] [65] [66] [67] [68] [69]. このため、WBAN (Wireless Body Area Network)などの人体周辺における通信システムについて検討する場合には、人体の存在を考慮した数値解析や実験が必要となる. 本論文で検討を行う接触方式の人体通信は、電極を人体に接触させ積極的に信号伝送に活用する技術であるため、電氣的にみた人体、さらには異なる生体組織の特性を知ることがきわめて重要である. 本章ではまず、後の検討で中心的に用いる人体腕部に注目して、各組織の誘電率、導電率、誘電正接などの電気的特性を調査してまとめる. また、それらの組織および実人体の厳密な形状を再現した詳細人体モデルについて示す. ここでまとめられた各組織の電気的特性は、以降に検討を行う詳細人体モデルを用いた電磁界解析や人体通信用電磁ファントムの開発において、人体の電気的特性を再現するための有用な情報となる.

次に、アンテナ設計や電波伝搬などの電磁気学的現象の解析に用いられる、一般的な数値電磁界解析手法の概要について述べ、本研究で用いる手法の選定理由を示す.

さらに、詳細人体モデルと簡略化モデルを用いた電磁界解析を行い両者を比較し、人体通信における電界分布の定性的な分布を計算する上で、簡略化モデルが有用であることを示す.

2.1 各生体組織の電気的特性

人体の電気的特性，すなわち誘電率，導電率，誘電正接などについては，これまでに様々な研究機関により検討が行われている．たとえば，人体の各生体組織の電気的特性や，その周波数依存性についてまとめられた文献があり [70][71][72][73][74][75]，これらは生体の電磁的曝露に関する研究や，体内埋込型医療機器の開発などにおいて，数多く引用されている．本節では，これらの文献で示される組織のうち，人体上に配置する電極から近い位置にある，皮膚，脂肪，筋肉，腱，血液，骨（皮質骨および海綿骨）に注目して，その電気的特性についてまとめる．

図 2.1～図 2.8 および表 2.1～表 2.8 に，皮膚，脂肪，筋肉，腱，血液，皮質骨および海綿骨の，周波数に対する電気的特性をそれぞれ示す [75]．図 2.1～図 2.8 および表 2.1～表 2.8 は，本研究で検討を行う 1 kHz～1 GHz の電気的特性を文献 [75]より抜粋し，再構成したものである．皮膚については，電極が直に接触する組織であることに加え，発汗や乾燥による水分状態の変動も考えられることから，乾燥状態と湿潤状態の 2 種類を示す．

図 2.1～図 2.8 および表 2.1～表 2.8 に示すように，定性的には導電率は周波数とともに増加し，比誘電率は減少する．つまり，人体は低周波数帯域においては誘電体として，高周波数帯域においては導電体として考えられる．また，各生体組織の誘電正接の値を見ると，皮膚を除き，1 GHz において他の周波数に比較してきわめて小さな値をとっている．高い導電率，小さな誘電正接の値を考慮すれば，人体通信における伝送信号の周波数は高い方が望ましいと考えられる．しかしながら数 10 MHz を超えるような周波数においては，電極からの放射損が大きくなってしまうため，人体の伝送特性は数 MHz～数 10 MHz 程度の帯域で極大をとると予想される．過去の検討においても，10 MHz 付近において送受信機間の伝送特性が最大となることが報告されている [76]が，これも上述した生体組織特有の電気的特性の周波数依存性と，電極からの放射損に起因するものと考えられる．本節でまとめられた各組織の電気的特性は，以降に検討を行う電磁界解析や電磁ファントムの作製において利用される．

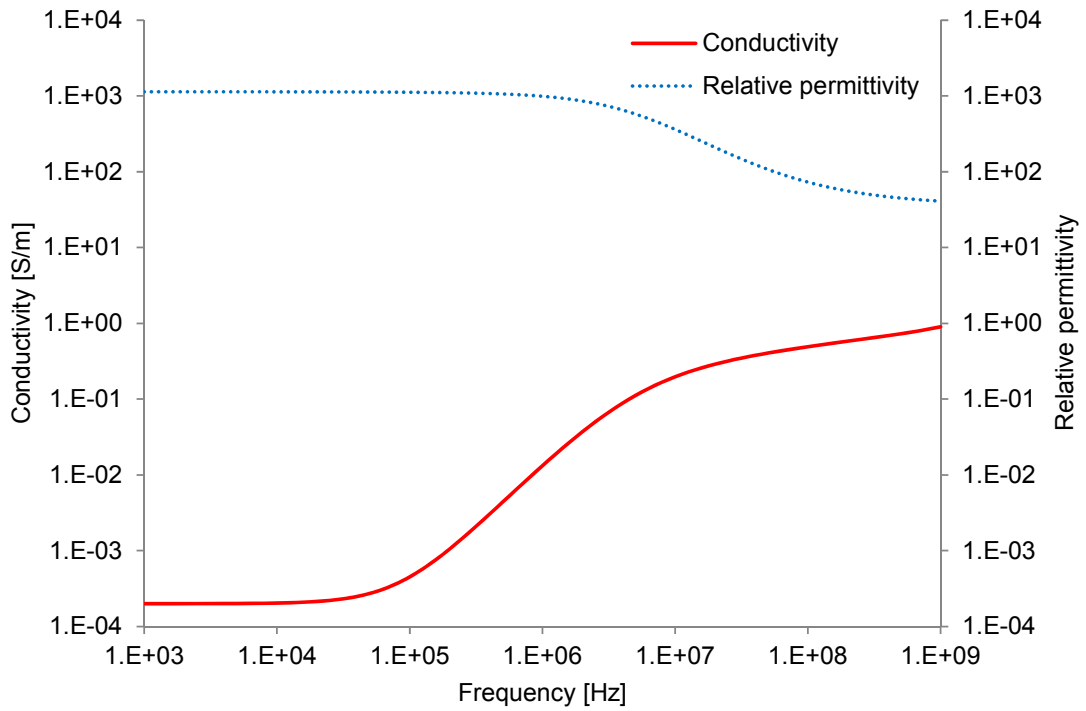


図 2.1 皮膚（乾燥状態）の比誘電率および導電率 [75]

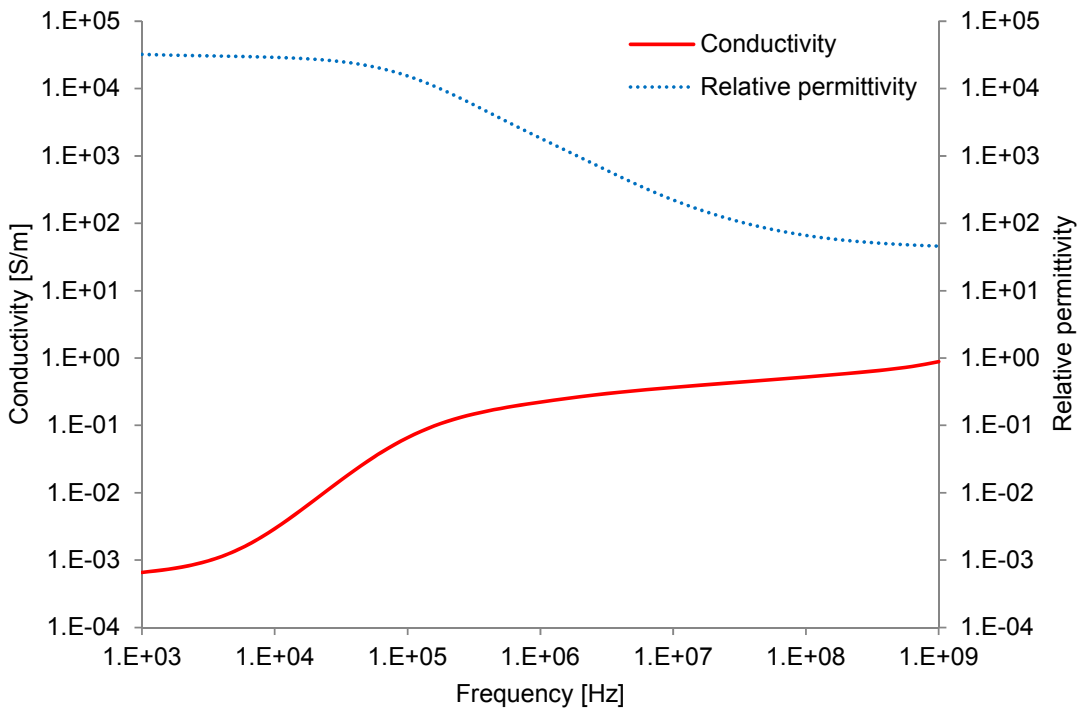


図 2.2 皮膚（湿潤状態）の比誘電率および導電率 [75]

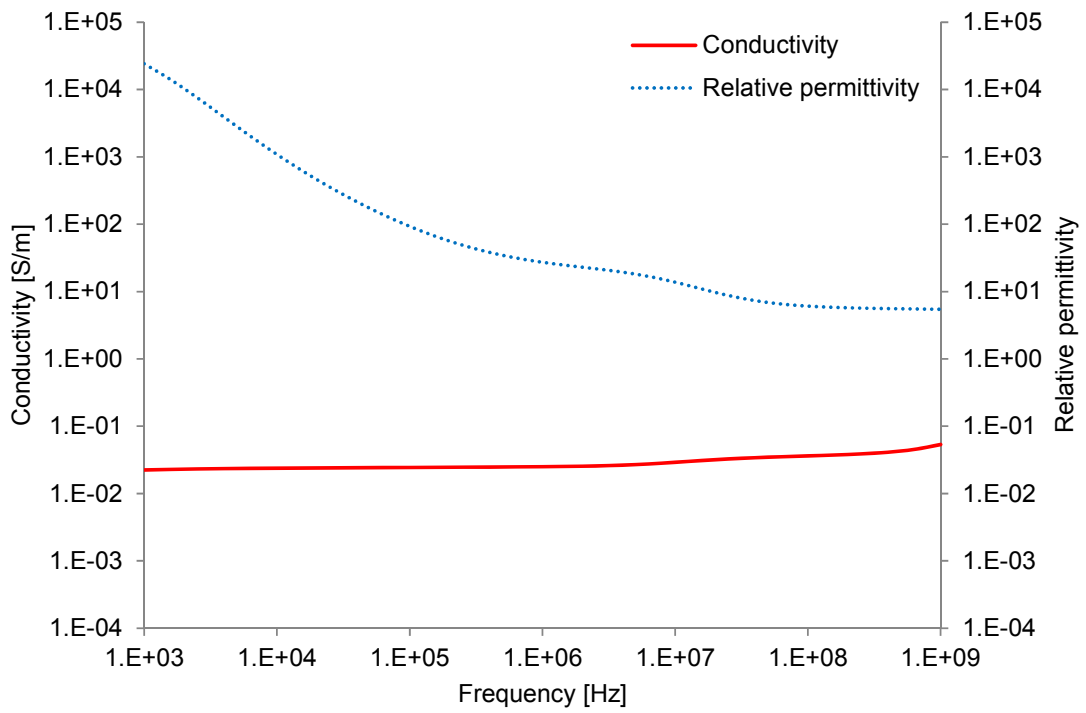


図 2.3 脂肪の比誘電率および導電率 [75]

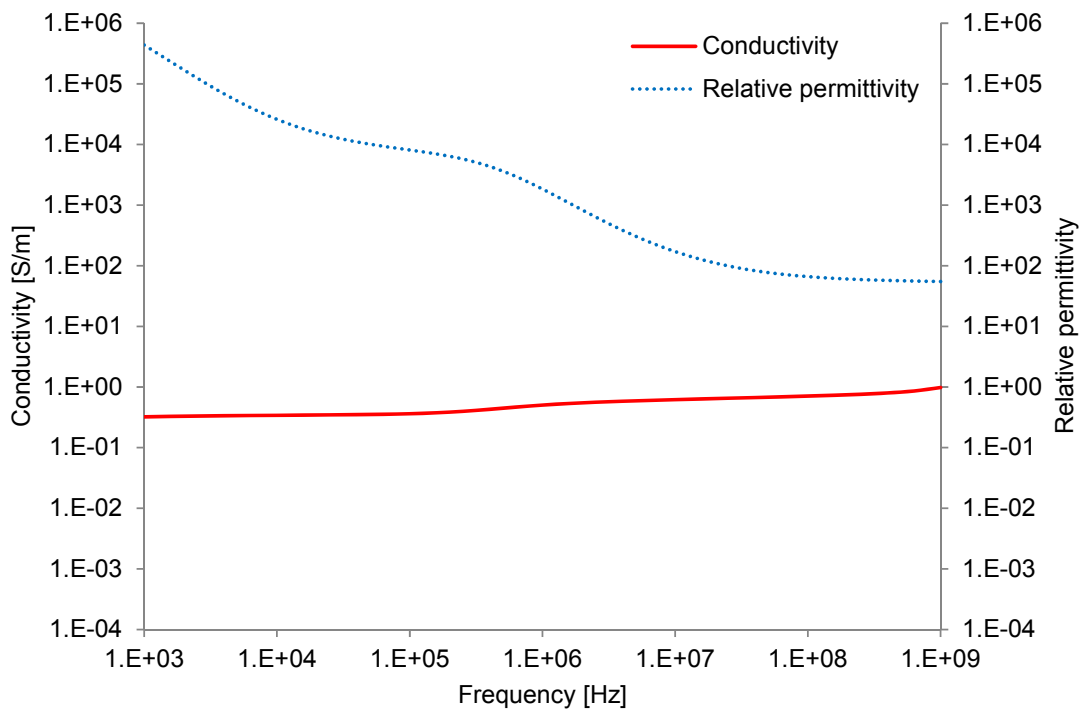


図 2.4 筋肉の比誘電率および導電率 [75]

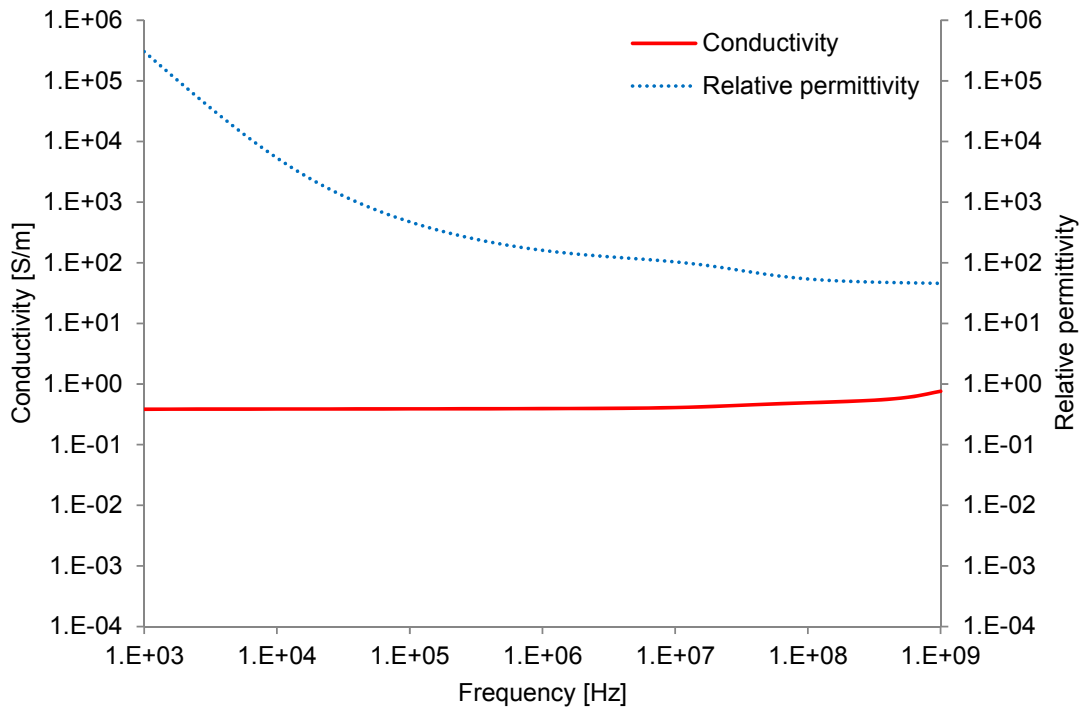


図 2.5 腱の比誘電率および導電率 [75]

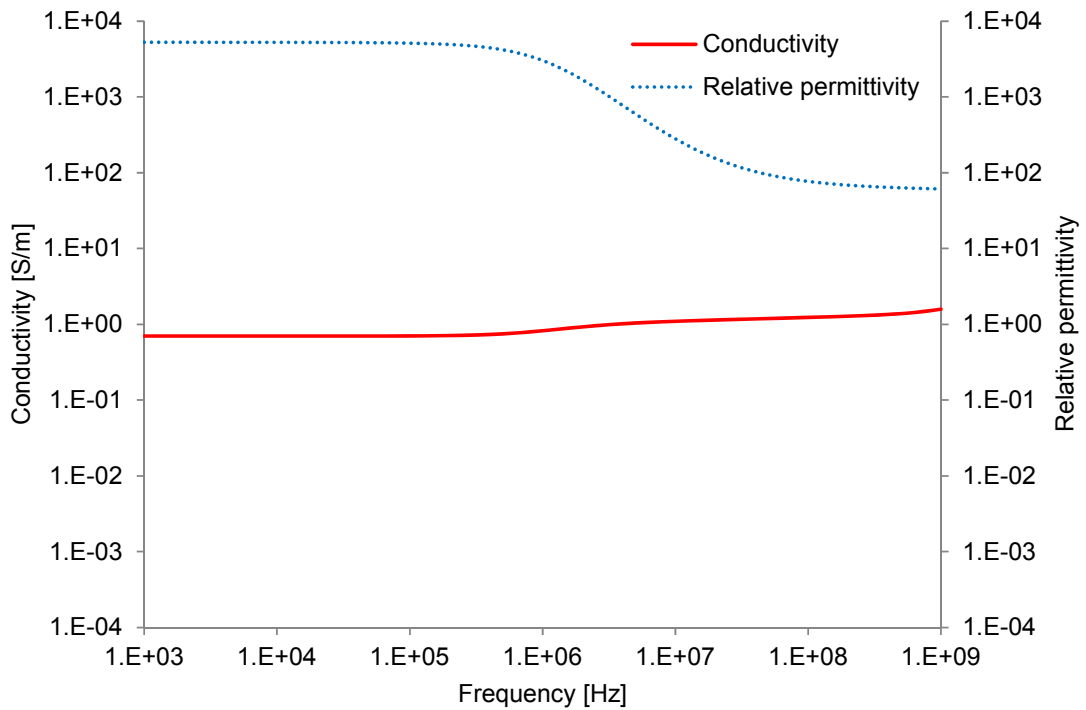


図 2.6 血液の比誘電率および導電率 [75]

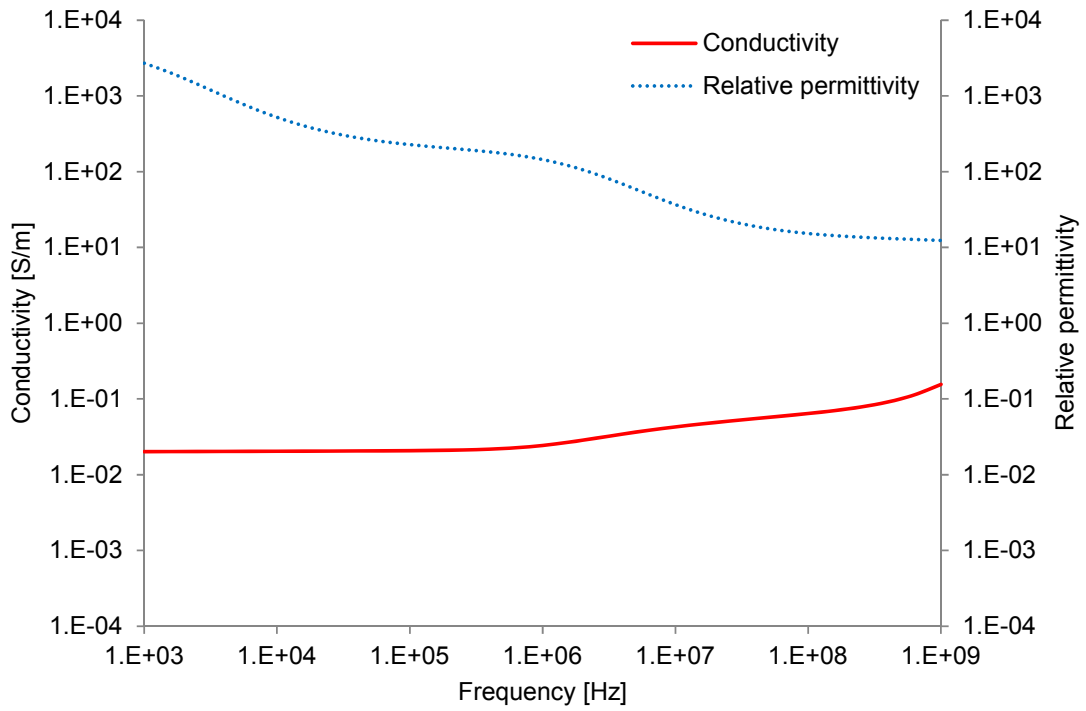


図 2.7 皮質骨の比誘電率および導電率 [75]

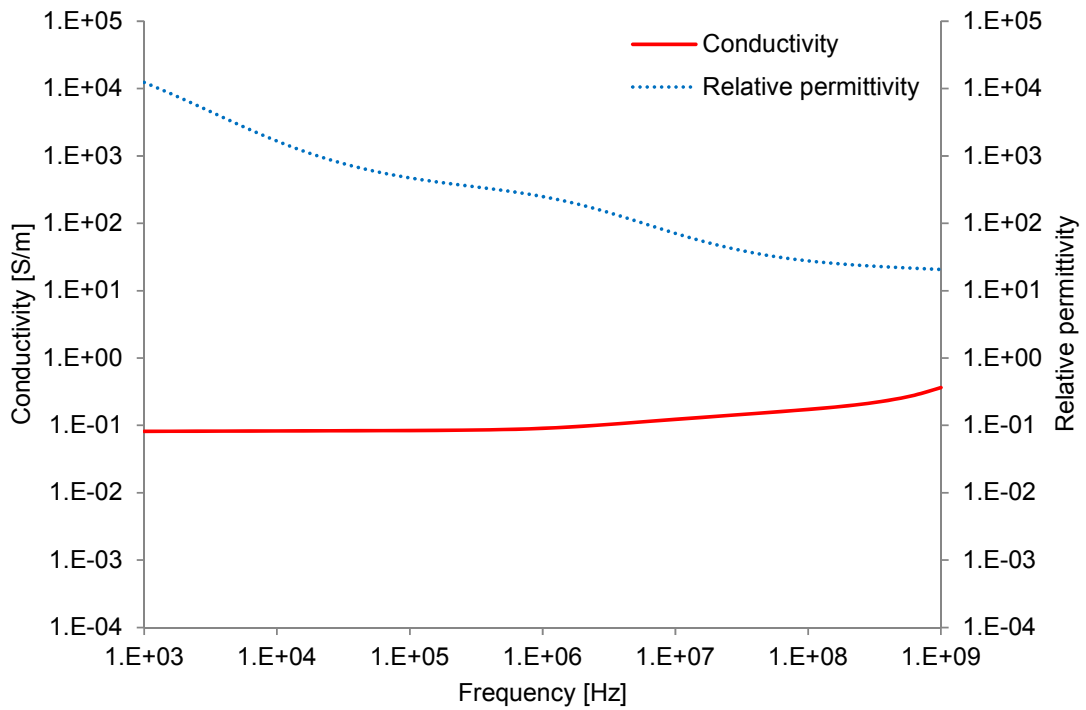


図 2.8 海綿骨の比誘電率および導電率 [75]

表 2.1 皮膚（乾燥状態）の電気的特性 [75]

Frequency [MHz]	Conductivity [S/m]	Relative permittivity	Loss tangent
0.001	0.00020006	1135.6	3.1668
0.01	0.00020408	1133.6	0.32362
0.1	0.00045128	1119.2	0.07248
1	0.013237	990.76	0.24016
10	0.19732	361.66	0.98071
100	0.49122	72.929	1.2108
1000	0.89977	40.936	0.3951

表 2.2 皮膚（湿潤状態）の電気的特性 [75]

Frequency [MHz]	Conductivity [S/m]	Relative permittivity	Loss tangent
0.001	0.00065738	32135	0.36773
0.01	0.0029317	29010	0.18166
0.1	0.065836	15357	0.77063
1	0.2214	1832.8	2.1715
10	0.366	221.81	2.9661
100	0.5232	65.969	1.4256
1000	0.88181	45.711	0.34676

表 2.3 脂肪の電気的特性 [75]

Frequency [MHz]	Conductivity [S/m]	Relative permittivity	Loss tangent
0.001	0.022404	24104	16.708
0.01	0.02383	1085.3	39.469
0.1	0.024414	92.885	47.247
1	0.025079	27.222	16.56
10	0.029152	13.767	3.8063
100	0.036295	6.0741	1.0741
1000	0.053502	5.447	0.17656

表 2.4 筋肉の電気的特性 [75]

Frequency [MHz]	Conductivity [S/m]	Relative permittivity	Loss tangent
0.001	0.32115	434930	13.273
0.01	0.34083	25909	23.647
0.1	0.36185	8089.2	8.0408
1	0.50268	1836.4	4.9204
10	0.61683	170.73	6.4943
100	0.70759	65.972	1.928
1000	0.97819	54.811	0.3208

表 2.5 腱の電気的特性 [75]

Frequency [MHz]	Conductivity [S/m]	Relative permittivity	Loss tangent
0.001	0.3827	302710	22.726
0.01	0.38635	5335.9	130.15
0.1	0.38853	472.42	147.83
1	0.39207	160.03	44.04
10	0.40832	103.21	7.1114
100	0.49021	53.922	1.6341
1000	0.75986	45.634	0.29932

表 2.6 血液の電気的特性 [75]

Frequency [MHz]	Conductivity [S/m]	Relative permittivity	Loss tangent
0.001	0.7	5258.6	2392.8
0.01	0.70004	5248.2	239.77
0.1	0.70292	5120	24.678
1	0.82211	3026.3	4.8831
10	1.0967	280.03	7.04
100	1.233	76.818	2.8853
1000	1.5829	61.065	0.46596

表 2.7 皮質骨の電気的特性 [75]

Frequency [MHz]	Conductivity [S/m]	Relative permittivity	Loss tangent
0.001	0.020157	2702.4	134.08
0.01	0.02043	521.64	70.402
0.1	0.020791	227.64	16.417
1	0.024353	144.51	3.0293
10	0.042822	36.772	2.0933
100	0.064313	15.283	0.75646
1000	0.15566	12.363	0.22632

表 2.8 海綿骨の電気的特性 [75]

Frequency [MHz]	Conductivity [S/m]	Relative permittivity	Loss tangent
0.001	0.08153	12320	118.96
0.01	0.082623	1657.8	89.589
0.1	0.083892	471.71	31.969
1	0.090399	248.97	6.5267
10	0.12282	70.779	3.1191
100	0.1725	27.629	1.1223
1000	0.36395	20.584	0.31783

2.2 詳細人体モデル

電磁波利用技術の発展により、私達の身の回りには携帯電話や無線 LAN などの様々な電波応用機器が使われるようになった。現在はエレクトロニクス技術のさらなる発展により情報機器の小型化が進んでおり、身につけられるウェアラブル機器が市場にも登場してきている。このような人体上に配置されるウェアラブル機器同士や、人体周囲に配置される機器とウェアラブル機器の間の通信方法として、Bluetooth, ZigBee, NFC (Near Field Communication), そして人体通信などの近距離無線が注目を集めている。このような状況の中、無線通信における人体の影響をできる限り小さくすることや、通信路として人体を積極的に利用し、通信効率を向上させることが必要とされており、人体と電磁波の相互作用が重要な検討課題となっている。こうした人体と電磁波の相互的な作用を解明するため、あるいは電磁波が生体に及ぼす健康影響などの評価のために、コンピュータを用いた電磁界解析に利用する数値人体モデルが開発されている。例えば、独立行政法人 情報通信研究機構 EMC グループ [77]において、電磁界解析等に利用可能な、日本人成人男女の数値人体モデルが開発されており、非営利目的であれば、無償でモデルの提供を受けることができる [78] [79] [80]。

独立行政法人 情報通信研究機構 EMC グループより提供を受けた、日本人の成人男性モデル TARO および成人女性モデル HANAKO を図 2.9 に示す [77]。表 2.9 に示すように、これらのモデルはそれぞれ、日本人成人男女の平均的な体型を有している。加えて、MRI 等の解剖データを用いることで、不均一に分布する多数の生体組織が詳細に再現されている。男女各モデルはそれぞれ、表 2.10 に示す 51 種類の生体組織および臓器（男性固有組織 4 種類、女性固有組織 4 種類）で構成されている。モデルは $2 \times 2 \times 2$ mm の立方体セルの集合で表現されており、各立方体セルそれぞれに、上述した生体組織のうち 1 種類が割り当てられている。

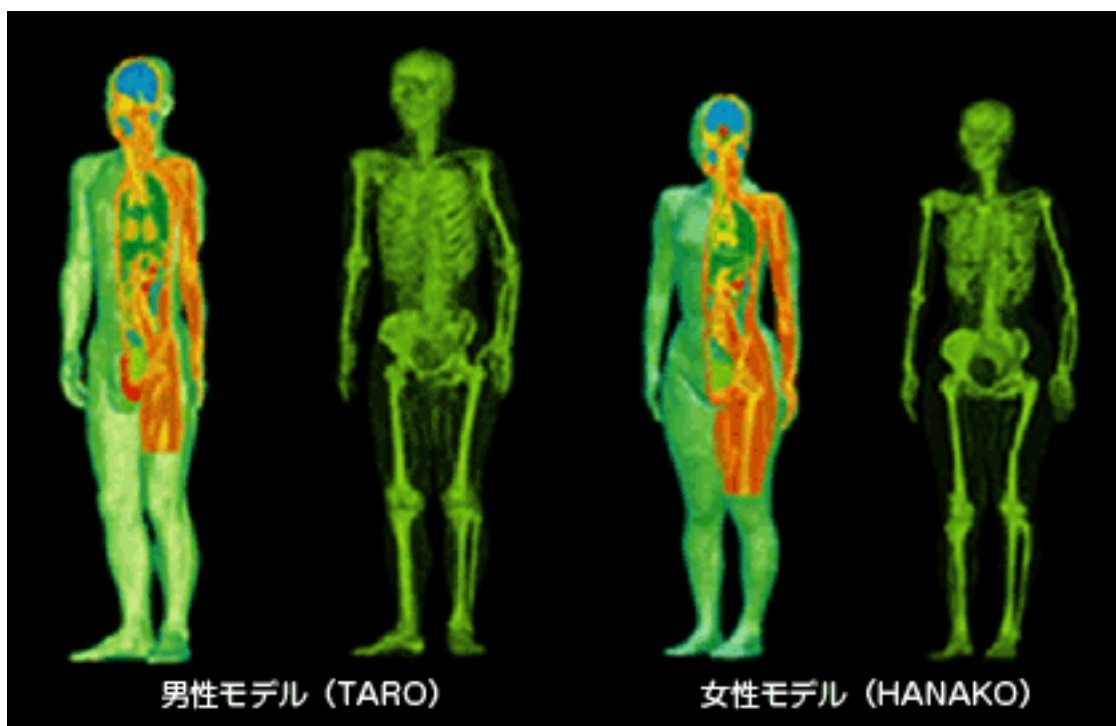


図 2.9 詳細人体モデル [77]

表 2.9 平均体型とモデル体型の比較 [77]

		平均	モデル	誤差(%)
男性	身長(cm)	171.4	172.8	+0.82
	体重(kg)	63.3	65.0	+2.69
女性	身長(cm)	159.1	160	+0.57
	体重(kg)	52.6	53.0	+0.76

表 2.10 同定組織・臓器リスト [77]

小脳	食道	子宮*1	脳脊髄液	胆汁
空気(体内空間)	角膜	胆嚢	血液	眼球
心臓	皮質骨	灰白質	腎臓	骨髄-海綿骨
視床下部	肝臓	軟骨	水晶体	肺
脂肪	松果体	卵巣*1	筋肉	下垂体
膵臓	神経(脊髄)	唾液腺	前立腺*2	皮膚
視床	小腸	歯	舌	脾臓
靭帯	白質	胃	小腸の内容物	副腎
胃の内容物	横隔膜	膀胱	腱	精嚢*2
乳房脂肪*1	睾丸*2	海綿体*2	大腸	甲状腺
腔*1	大腸の内容物	気管	十二指腸	尿、膀胱の中

*1: 女性固有組織

*2: 男性固有組織

2.3 電磁界解析手法

人体通信に利用される周波数帯は、数十 MHz 程度以下が一般的であり、電磁波の波長は数十メートル以上になる。例えば 10 MHz の電磁波の波長は 30 m であり、人体上に配置された機器間の距離に比較してきわめて大きくなる。このため、人体通信は近距離通信と考えなければならず、一般的な電波通信で考慮される遠方電磁界に加え、準近傍界や近傍界も考慮する必要が生じる。このように複雑な伝送系のメカニズムを明らかにするためには、コンピュータを用いた数値解析が有用である。電磁界解析を用いることで、電極の入力インピーダンスや人体の伝送特性を計算することが可能であり、さらに人体と機器周辺の電磁界分布を可視化することもできる。このように、人体通信における伝送メカニズムの解明等の基礎的な検討から具体的な機器設計に至るまで、電磁界解析は必要不可欠な手段である。

現在までに、アンテナや電波伝搬の問題を解決するために多くの電磁界解析手法が開発され、目覚ましい進歩を遂げてきた [81]。例えば時間領域における電磁界解析手法は、主なものだけでも FDTD 法 (Finite Difference Time Domain method) [82] [83]、TLM 法 (Transmission Line Matrix method)、FIT 法 (Finite Integration Technique) [84] の 3 つが知られている。FDTD 法は Maxwell 方程式を時間、空間で差分化し、解析空間の電磁界を Leap-frog (蛙飛び) によって時間的に更新し出力点の時間応答を得る方法である。FDTD 法はアンテナシステムの解析法として、解析時間がかかるという問題を有していたが、近年の計算機の進化にともなってこの問題は解決された。また、FDTD 法の特長として、簡単なアルゴリズム、高い精度、複雑な物質や材料定数の異なる物質の解析にも適していることなどがある。特に誘電体解析では、誘電率やタイムステップ数などの定数を変えるだけで比較的簡単に解析可能であり、誘電体である人体を含む解析には有利である。また、人体組織の電気特性を容易に解析モデルに組み込むことができ、曲面形状を優れたメモリ効率で近似できる手法も開発されている [85]。

これらの理由から FDTD 法は、人体と機器を一体として考える人体通信システム的设计に最適と考えられるため、本論文では電磁界解析手法として FDTD 法を用いる。本論文における電磁界解析には、米 Remcom 社が開発する、FDTD 法に基づいた電磁界解析ソフトウェア「XFDTD」 [86] [87] を用いる。なお、FDTD 法の詳細については付録の (A) において示す。

2.4 FDTD 法による解析に必要な計算機資源

前節で述べたとおり，FDTD 法による電磁界解析においては，モデルを Yee セル [88] と呼ばれる微小立方体セルに分割して，各セルにおける電磁界の値を経時的に計算していく．セルの総数を $N = NX \times NY \times NZ$ とした場合，電磁界 6 成分の 4 バイト配列と 1 バイトの ID 配列が必要であるから，解析時には以下のメモリを確保しなければならない [86]．

$$\text{必要メモリ} = N \times \left(\frac{\text{電磁界6成分}}{\text{セル}} \times \frac{4 \text{バイト}}{\text{成分}} + 6 \times 1 \text{バイト} \right) \quad (2.1)$$

その他にも，吸収境界条件等でさらにメモリが必要となる．これは単精度を前提としているが，倍精度にすれば約 2 倍のメモリが必要となる．

また，時間ステップの総数を NT とし，仮に 1 成分あたり 10 回の演算が必要であるとすると，演算回数（計算時間に相当）はおよそ以下のようなになる [83]．

$$\text{演算回数} = N \times \left(\frac{\text{電磁界6成分}}{\text{セル}} \times \frac{10 \text{回演算}}{\text{成分}} + NT \right) \quad (2.2)$$

式(2.2)から，演算回数はセル数に比例して増加することがわかる．以上のことから，FDTD 法を用いて大規模なモデルを解析する際には，計算機資源（メモリ，CPU 性能）の確保が非常に重要となる．

電磁界解析を用いた人体通信の諸特性の評価には，人体の形状や組織を再現した数値人体モデルが必要不可欠となる．数値人体モデルの一例として，NICT（独立行政法人情報通信研究機構）生体 EMC グループ [77]において，MRI 等の解剖データ等をもとにした，日本人成人男女の詳細な人体モデルが開発されている [78] [79] [80]．

しかしながら，このように各部位の形状や組織を厳密に再現した詳細数値人体モデルは，莫大なメモリと解析時間を必要とする．したがって，伝送メカニズムの解明や電極設計指針の確認等，人体通信におけるごく基礎的な検討段階においては，詳細人体モデ

ルと解析結果が大きく異なる範囲で、簡略化された人体モデルを利用し、少ない計算機資源で解析を行うことが望ましい。

2.5 数値人体モデルの比較

前節で述べたように、FDTD 法ではモデルの複雑さや規模によって必要となる計算機資源が飛躍的に増加する。このため、人体通信におけるごく初期の検討段階、例えば定性的な電界分布や、電極の構造決定においては、簡略化された人体モデルが使用できれば非常に有用である。ここでは、人体左手首部に送信機を装着し、10~30 MHz の信号を励振した場合に人体周囲および内部に生じる電界分布について、NICT より提供を受けた日本人の成人女性詳細人体モデル HANAKO を用いて検討した。詳細人体モデルは、(a) 完全な状態の詳細人体モデル、(b) 全組織を筋肉に置換した均質全身モデル、の異なる状態で図 2.10 のように用いた。さらに比較のため、図 2.11 に示すように、(c) 腕部だけを筋肉媒質の円柱で模擬した均質円柱モデルによる解析も行った。FDTD 法の解析領域は解析モデルから吸収境界までの自由空間距離が 20 セルとなるように決定しており、(a)および(b)の全身モデルで $720 \times 400 \times 1688$ mm、(c)の均質円柱モデルで $145 \times 140 \times 780$ mm である。いずれのモデルも解析領域は不均一セルで表現しており、送受信電極周囲を最小の 1 mm、電極部から離れるにしたがって徐々に粗くし、最大で 5 mm とした。メッシュサイズは解析周波数 10 MHz における波長 30 m より十分に小さく、解析モデルの形状を十分に再現できることを基準に決定した。吸収境界としては PML (Perfectly Matched Layer)境界を使用し、その層数は 7 層とした。また、励振源における入力波形はブロードバンドパルスとし、回路基板と信号電極の間にギャップ給電を行った。各周波数における解析結果を図 2.12~図 2.14 に示す。いずれの周波数においても、詳細人体モデル、均質全身モデル、均質円柱モデルの各場合で、送信機が配置されている左手首周辺部分および全身における電界分布は、人体近傍では強く離れるに従って急激に減衰し、定性的には一致することが明らかになった。このため、次章の検討では、人体腕部を均質な媒質として扱うモデルを用いて、人体通信の基本的な伝送メカニズムおよび送受信機の電極構造について検討することとする。また、信号周波数が高くなるにしたがって、人体周囲および内部での電界の分布状況は変化するものの、定性的には

ほとんど同様と考えられる。これは、数十 MHz 以下の周波数では電極（アンテナ）のサイズが電磁波長に比べてきわめて小さく、人体周囲に生じる電界は準静的な成分が支配的であることが理由であると考えられる。

一方で、人体内部の電界分布を各モデルで比較すると、詳細人体モデルは組織構造に起因して、全身にわたって複雑な分布をしていることがわかる。送信機電極直下は電界強度が大きいため、三種類のモデルであまり差が生じていないように見えるが、実際には組織構造の有無で電界の分布が異なっている。人体内部の電界分布が異なるということは、流れる電流の分布や電極の入力インピーダンス特性、送受信機が配置される場合には送受信機間の伝送特性などにも影響が生じる可能性を示している。このため、第4章、第5章では、実際の人体通信機器開発に適用することを目指し、人体の組織構造を考慮した簡略化モデルの開発や、生体等価電磁ファントムの開発を行う。

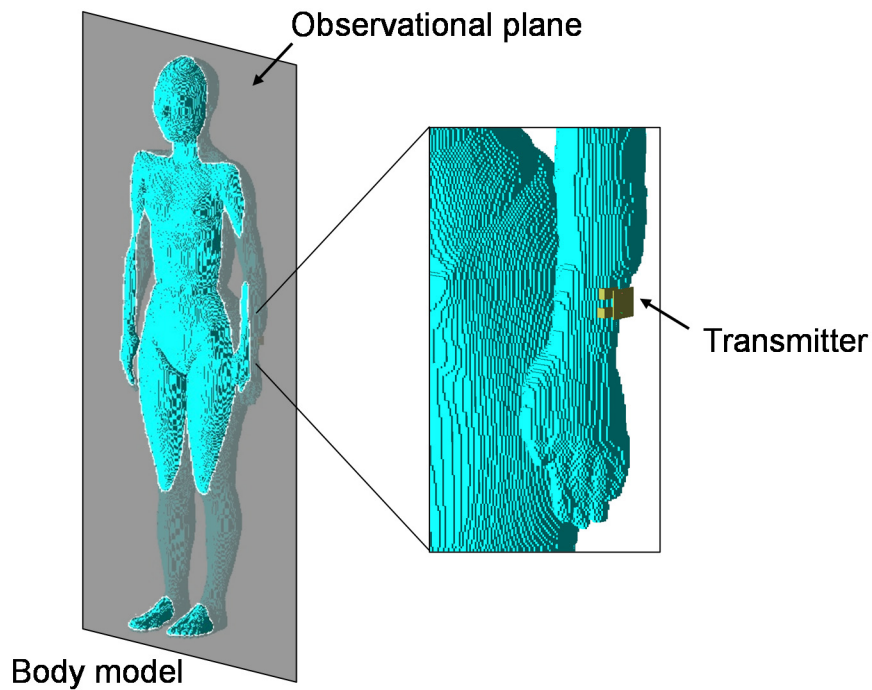


図 2.10 詳細人体モデルと送信機の配置および電界分布観察面

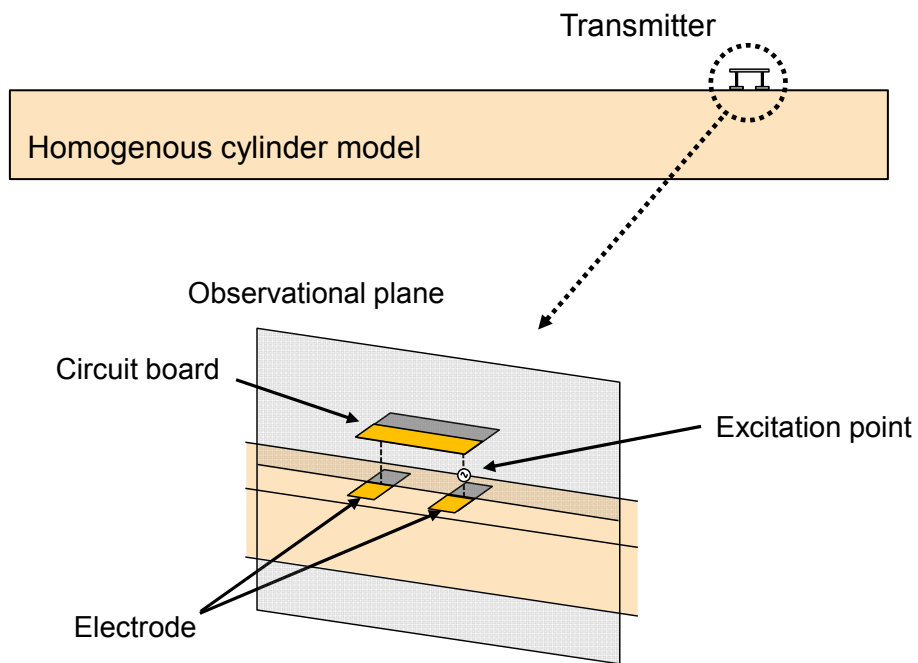


図 2.11 均質円柱モデルと送信機の配置および電界分布観察面

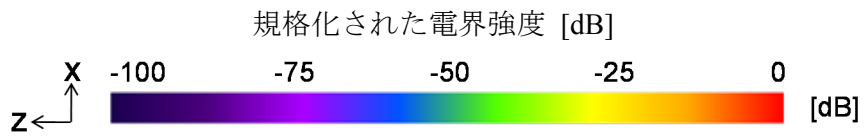
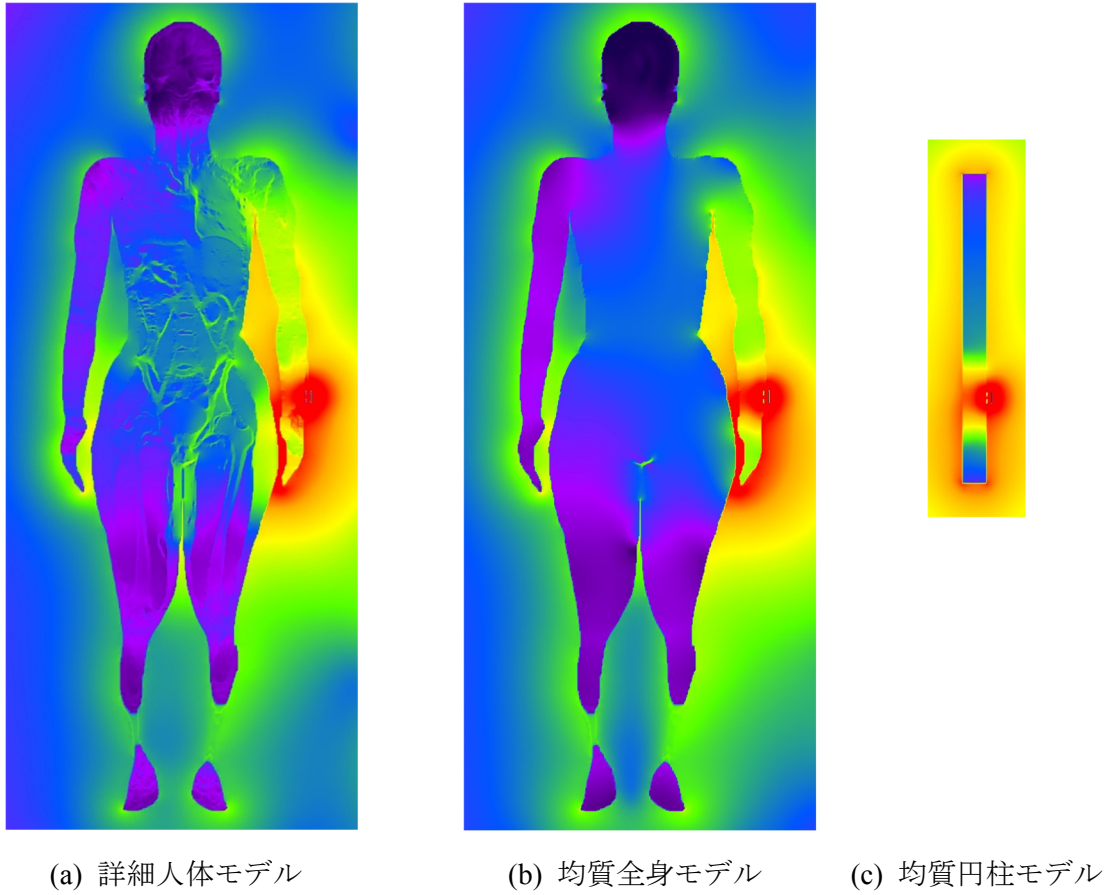


図 2.12 詳細人体モデル，均質全身モデル，均質円柱モデルの周囲および内部における電界分布の比較（10 MHz）

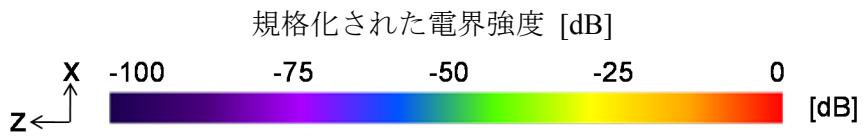
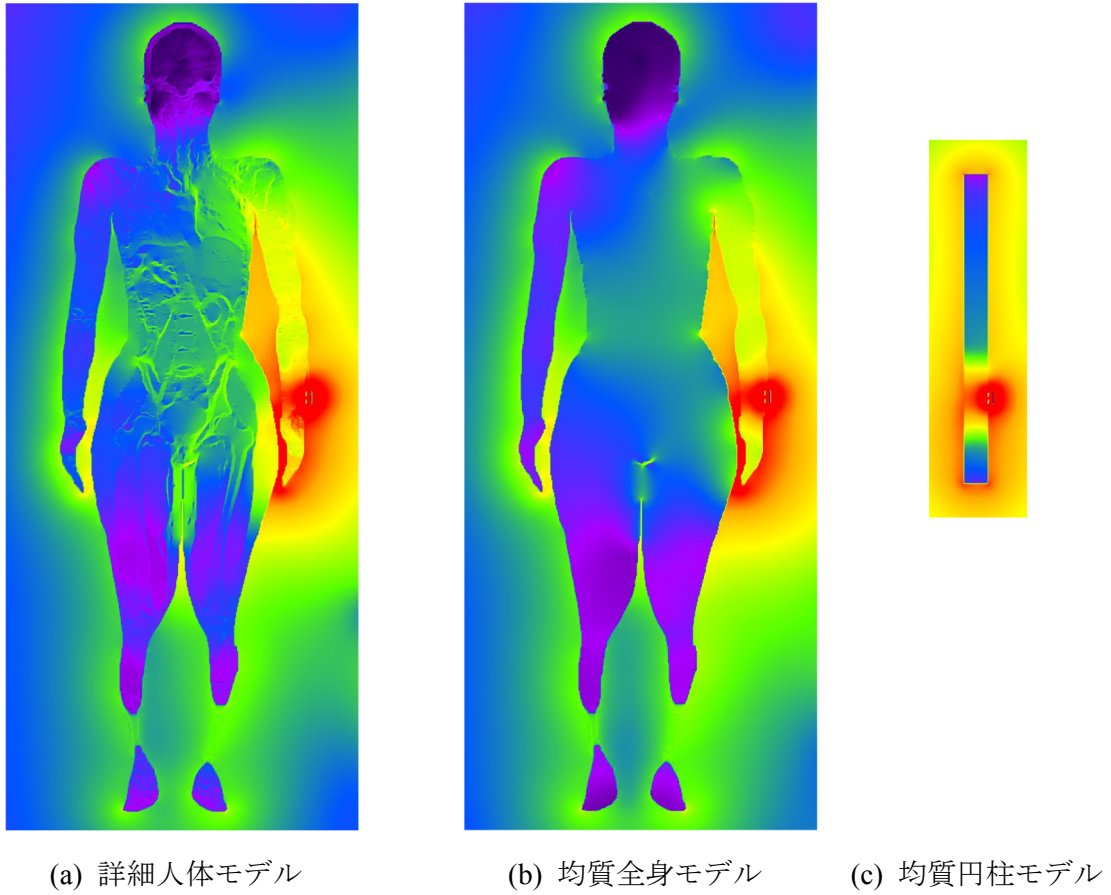


図 2.13 詳細人体モデル，均質全身モデル，均質円柱モデルの周囲および内部における電界分布の比較（20 MHz）

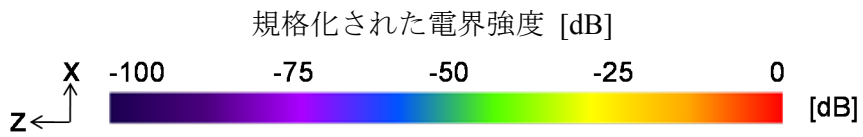
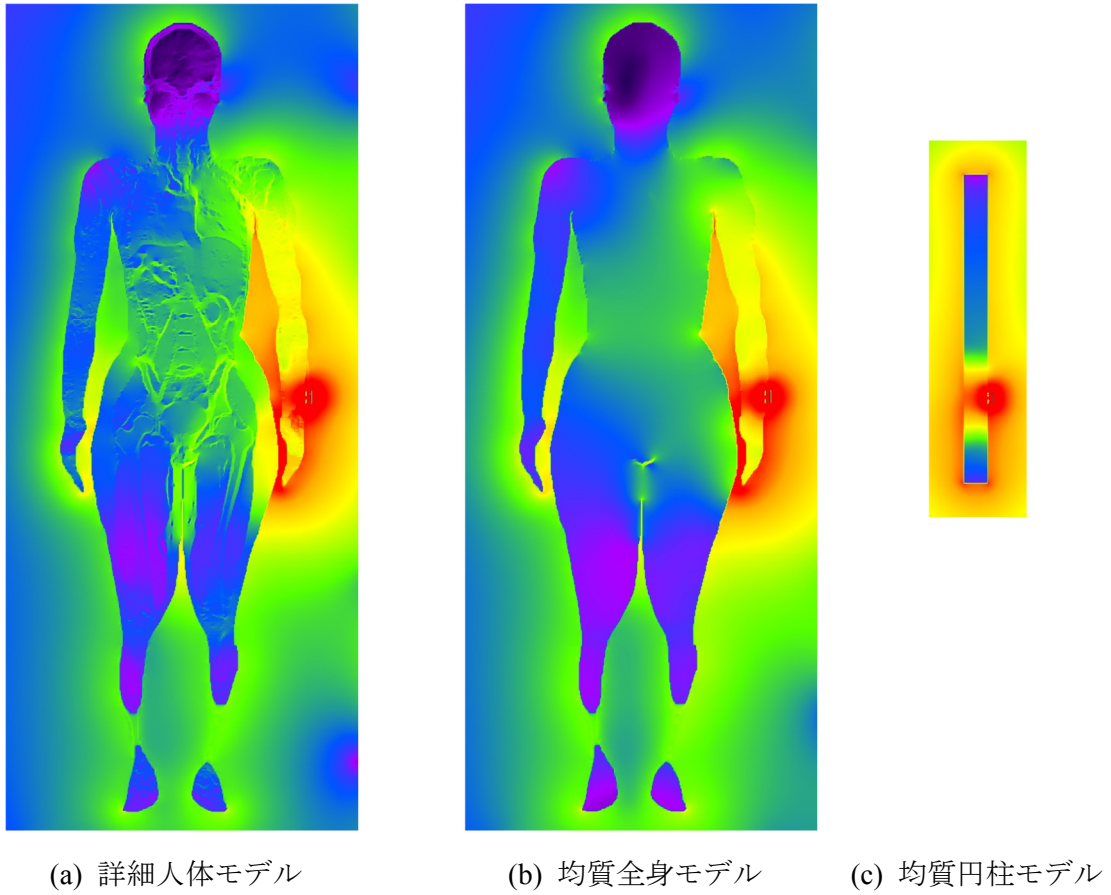


図 2.14 詳細人体モデル，均質全身モデル，均質円柱モデルの周囲および内部における電界分布の比較（30 MHz）

2.6 本章のまとめ

人体通信システムで利用が多い数百 kHz から数十 MHz の周波数では、波長に対して機器同士が近接して配置されることになるため、遠方界だけでなく近傍界の寄与が増大する。また、自由空間とは異なる電気的特性と複雑な構造を有する人体の存在も、電極の入力インピーダンスや機器間の伝送特性に多大な影響を与え、人体内および周囲の信号伝送の状況も複雑になる。このため、数値人体モデルを導入した電磁界解析を駆使して、生体と電磁波の相互作用を考慮した伝送特性解析や機器設計を行うことが必要不可欠となる。本章においては、人体通信における電磁波と生体の相互作用の影響を電磁界解析に反映するために、複数の異なる生体組織の電気的特性についてまとめた。さらに、生体組織の細胞レベルでの電気的特性について示し、次章以降における解析および実験に必要な人体の電気的特性に関する基礎情報を網羅した。また、電磁界解析において利用する数値人体モデルの種類、体格、組織構成、空間分解能等について述べた。さらに、FDTD 法による数値電磁界解析について説明し、解析に必要な計算機資源について述べた。計算機資源の有効利用やモデル設計加工の容易さという観点から、ごく基礎的な検討段階では小規模かつ簡略なモデルの利用が望ましいと考え、実人体再現度の異なる三種類の人体モデル（詳細人体モデル、均質全身モデル、均質円柱モデル）を用いてモデル周囲の電界分布を計算し比較を行った。その結果、モデル周囲の電界分布の傾向は各モデルで一致し、基礎的な信号伝送状況や定性的な電界分布の確認については、最も簡略化された均質円柱モデルが適用可能であることが示された。一方で、人体内部に励振される電界は、組織構造に起因して複雑な分布をとることが確認され、電極の入力インピーダンス特性、送受信機器間の伝送特性などにも影響が生じる可能性が示された。このため、人体通信機器の設計開発における定量的な評価には、人体の組織構造を考慮した簡略化モデルや電磁ファントムの開発が必要であることが明らかとなった。

第3章

筋肉モデルによる電極構造検討

第3章 筋肉モデルによる電極構造検討

第2章で示したようなウェアラブル機器は、常に身につけ動作させておく必要があり、電池交換や充電といった使用者の負担が大きくなる。このため、バッテリー使用時間の向上が求められていると同時に、SN比の改善による通信特性の向上と、データ誤り率の低減が重要な課題である。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することは可能であるが、変換回路は大型であり、身につけることを目的としたウェアラブル機器に組み込むことは望ましくない。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。これまでに、送信機周囲の電界分布や受信機の受信電圧に関する報告や、電極形状に対するインピーダンス特性についての報告[60]がある。しかしながら、インピーダンス整合を考慮した電極設計に関する検討は十分とはいえず、放射電界が生体や機器へ与える影響も詳細に評価はされていない。

本章では、まず人体通信における送受信機に着目し、FDTD (Finite Difference Time Domain)法を用いた電磁界解析により、送信機と受信機の独立設計が可能であるかを検討した。次に、送信機および腕部モデルの各部寸法を変化させたときの入力インピーダンス特性を算出した。得られた入力インピーダンス特性から、非線形重回帰分析を用いて、電極設計指標となるインピーダンス近似式を求めた。これは電極設計論の立場から見ても、きわめて重要な定式化である。さらに、求めた近似式から、これまでの検討[60]より小型で、腕時計サイズの機器にも実装可能な電極設計を行った。

また、受信機の電極構造に関する検討はこれまで十分には行われていないが、送信機により出力された電界を効率よく受信するための受信機の設計が必要不可欠である。

本章では電磁界解析によって、受信機電極構造に対する送受信機間伝送特性を算出し、もっとも適した受信機の電極構造は電極を腕に対し垂直方向に二つ配置したものであることを明らかにした。また、受信機モデルの各パラメータを変化させたときの伝送特性 S_{21} についての検討から、手のひらに配置される特定の筐体を想定した場合の、受信

機として最適な構造を提案した。

最後に、解析によって得られた知見をもとにして、インピーダンス整合を考慮した送信機電極および高受信感度の受信機電極を設計した。さらに、試作機器と生体等価ファントムによる実測から、電極構造調整により伝送特性が改善されることを確認した。最後に、本技術が人体を伝送路として通信を行うことを考慮し、送信機により誘起される電界が機器および生体に与える影響について検討を行った。

3.1 想定する人体通信システム

WBAN は人体上に配置された機器や人体周囲に配置された機器を接続するネットワークである。人体上に配置される機器としては、例えばスマートウォッチなど腕時計タイプのウェアラブル機器 [35] やスマートフォンが、人体周囲に配置される機器として考えられる。本章では、人体通信のアプリケーションとして体に装着したウェアラブル機器のセンサによって心電、脈波、血圧といった種々の生体信号を取得し、これを既存の無線技術と比較して低消費電力で通信可能であると期待される人体通信により携帯端末に伝送し管理する、図 3.1 に示すような健康管理システムなどを想定している。このため、本論文では、図 3.2 に示すようなウェアラブル機器と手に持った携帯端末の間の通信を行うシステムについて検討を行う。

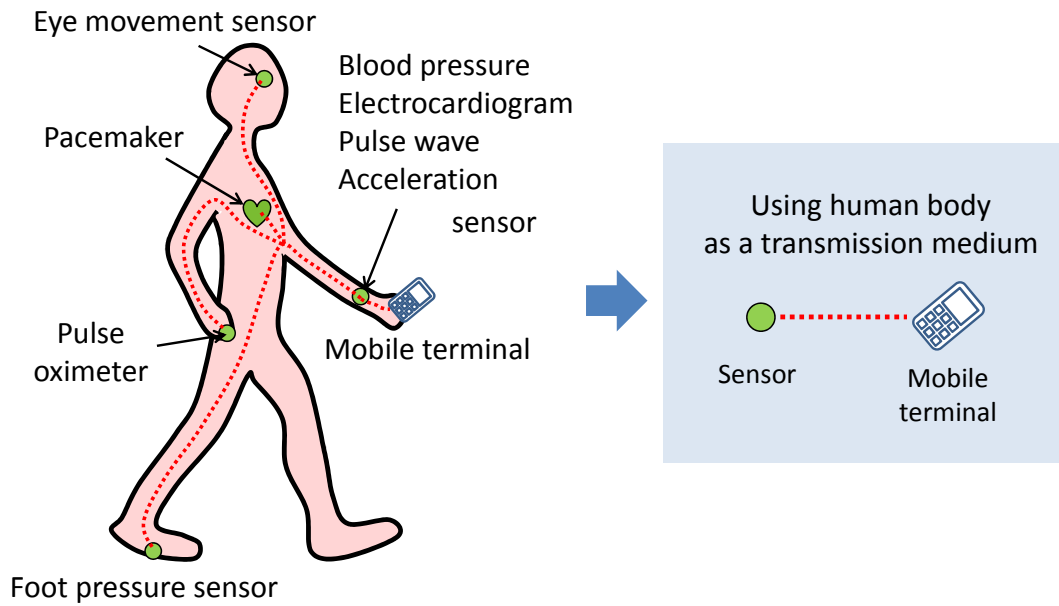


図 3.1 ウェアラブルセンサと人体通信によるヘルスケアシステム

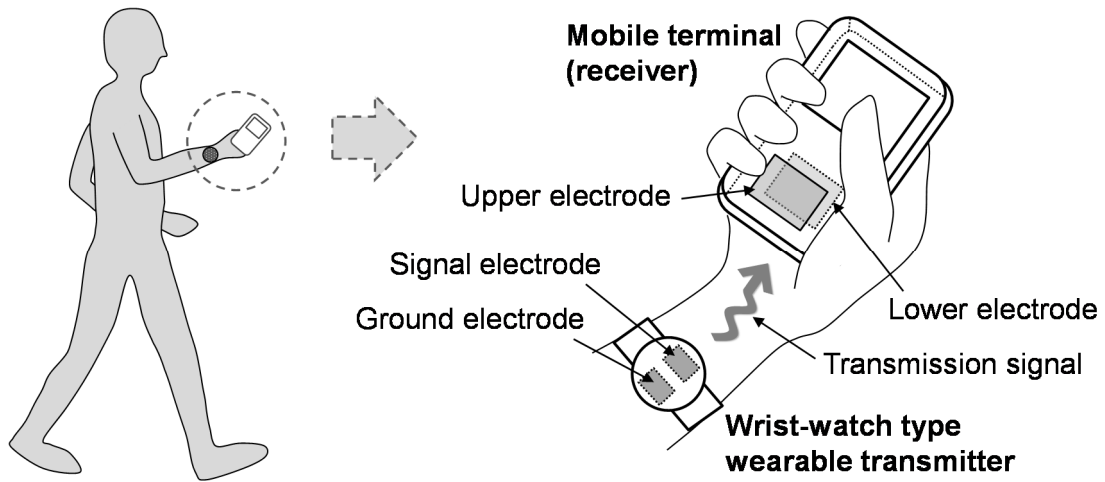


図 3.2 想定する人体通信システム

3.1.1 信号周波数

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、誘電正接は増加する。このため、過去の検討においても 10 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 [76]。これらのことから、本研究では励振源信号周波数を 10 MHz として検討を行った。

3.1.2 送信機出力インピーダンス

アンテナシステムや高周波 LSI(Large Scale Integration)の出力インピーダンスとしては、 $50\ \Omega$ や $75\ \Omega$ が一般的であり、入力インピーダンスを $Z_{in} = 50 + j0\ \Omega$ (実部 $50\ \Omega$, 虚部 $0\ \Omega$) として整合させることで、信号の反射を避け効率よく伝送を行う。人体通信における最適な出力インピーダンスは未だ明らかにされていないが、本節では従来の電波通信システムに倣い、送信機励振源の出力インピーダンスとして $50\ \Omega$ を想定し、入力インピーダンスを $Z_{in} = 50 + j0\ \Omega$ とすることを電極設計におけるひとつの目標とする。

3.2 電磁界解析モデル諸元

本稿では、Zimmerman らが考案した静電結合型の人体通信方式 [21]を参考とし、通信箇所としては、一般的な人体通信システムとして、藤井 [58], 土井 [28]などにより検討が行われてきた、手首をはじめとする前腕部に装着されたウェアラブル送信機と、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。図 3.3 にその伝送モデル、図 3.4 に電磁界解析モデルを示す。腕部は実形状に近く、電界のエッジ効果が生じにくい円柱によりモデル化し、電極を接触させるためモデル表面から直径の 10%の位置をカットした。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。日本人の成人男性の平均的な体型を考慮し [89], 腕の長さは $L_{arm} = 700\ \text{mm}$ とした。

腕部モデルの比誘電率 ϵ_r , 導電率 σ は、それぞれ 10 MHz における筋肉の値 [70]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。励振源の内部抵抗は $50\ \Omega$, 送信機構成部品の材料はすべて完全導体とした。FDTD 法の解析領域は解析モデルから吸収境界までの自

由空間距離が 20 セルとなるように決定しており，人体モデル上に送信機電極のみが配置される場合は $265 \times 260 \times 900$ mm，受信機電極も配置される場合は $265 \times 260 \times 950$ mm である．いずれの場合も解析領域は不均一セルで表現しており，送受信電極周囲を最小の 1 mm，電極部から離れるにしたがって徐々に粗くし，最大で 5 mm とした．吸収境界としては PML 境界を使用し，その層数は 7 層とした．また，励振源における入力波形はブロードバンドパルスとし，回路基板と信号電極の間にギャップ給電を行った．

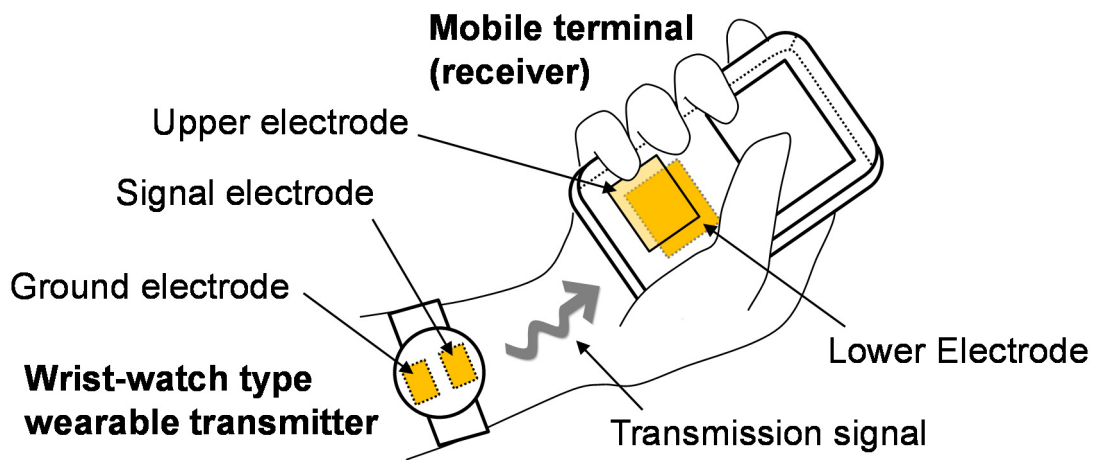


図 3.3 想定する人体通信システム

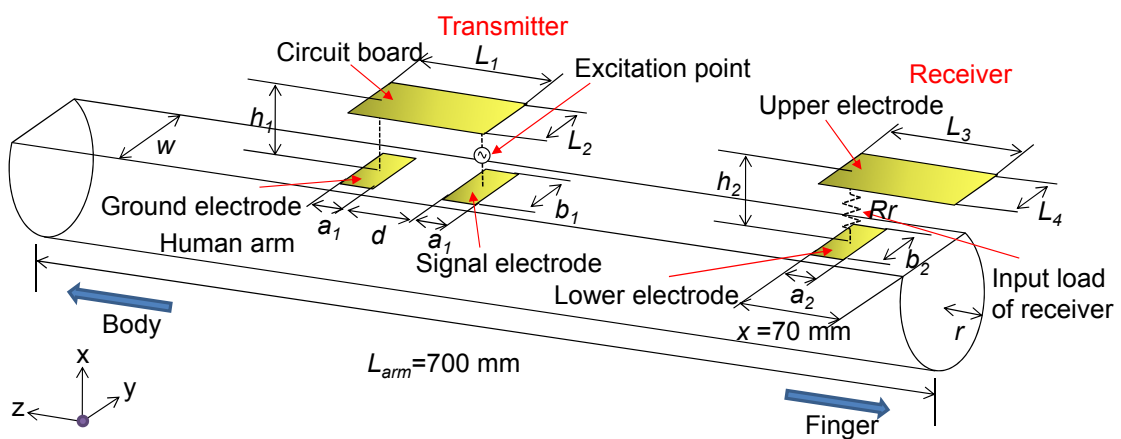


図 3.4 想定する人体通信システムの電磁界解析モデル

3.3 送信機と受信機の独立性

一般的な電波通信システムにおいては、送信機と受信機は十分距離を隔てており、送信アンテナ間の結合は無視できるため、送信機と受信機をそれぞれ独立に設計することが可能である。人体通信システムにおいても、送信機と受信機が互いに影響を及ぼしあうことがなければ、送信機と受信機は独立に設計可能であり、機器設計を大幅に単純化することができる。

本節では、前腕部に装着されたウェアラブル機器の入力インピーダンス特性が、腕部先端に配置された受信機の有無によって変化するかを解析により検討した。本検討では、送信機および受信機を含む電磁界解析にあたって、図 3.4 に示したモデルを用いた。送信機の寸法を表 3.1 に、受信機の寸法を表 3.2 に示す。なお、腕部モデルの半径は $r = 30 \text{ mm}$ 、受信抵抗は $2 \text{ k}\Omega$ とした。

解析結果を表 3.3 に示す。送信機の入力インピーダンスは、受信機の有無によらず一定となった。このことから、送信機側からみた受信機側への影響は小さく、人体通信システムにおいても一般的な電波通信システム同様、送信機と受信機を別々に設計可能であると考えられる。以上の検討から、本研究においては、送信機と受信機について別々に検討を行うこととする。

表 3.1 送信機各部の基本寸法

a_1	b_1	d	L_1	L_2	h_1
20	30	40	80	30	10

Unit : [mm]

表 3.2 受信機各部の基本寸法

a_2	b_2	L_3	L_4	h_2
20	30	60	30	10

Unit : [mm]

表 3.3 受信機が送信機電極の入力インピーダンスに与える影響

	With receiver	Without receiver
Impedance	62.7-j8.11	62.7-j8.11

Unit : [Ω]

3.4 送信機電極構造の検討

現在までに、送信機を二電極としたモデルと単電極としたモデルについて検討が行われている。しかしながら、いずれのモデルについても電極个数に関する議論はなされておらず、二電極、あるいは単電極構造を前提として検討がなされ、良好な伝送特性が得られたことが報告されているのみである。本節では、グラウンド電極のない単電極構造を有する送信機と、二電極構造を有する送信機について解析による検討を行った。

図 3.5 に二電極構造の送信機を用いた場合の電磁界解析モデルを、図 3.6 に単電極構造の送信機を用いた場合の電磁界解析モデルをそれぞれ示す。送信機の各部寸法は表 3.1 に示した値とする。いずれのモデルにおいても受信機を省略している。

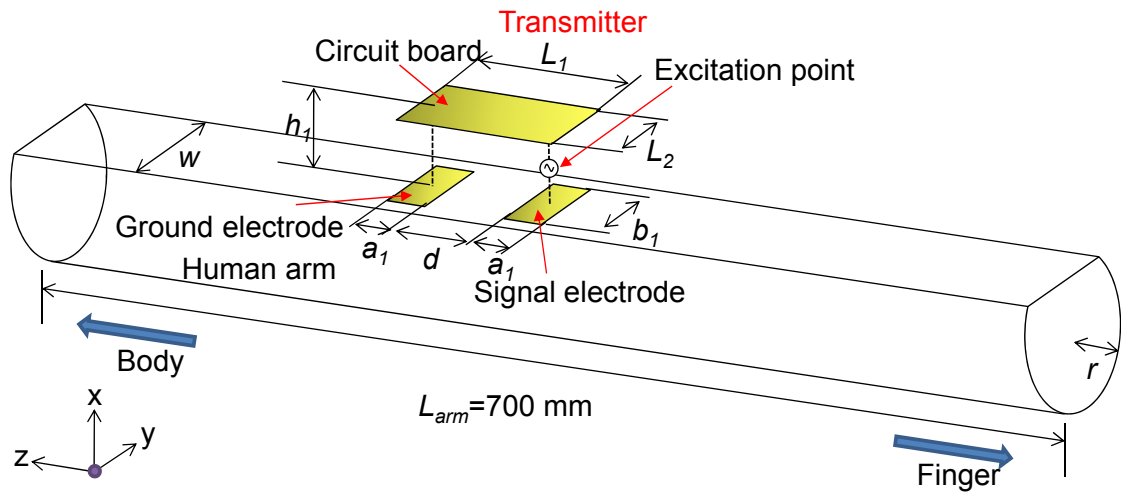


図 3.5 二電極送信機を配置した電磁界解析モデル

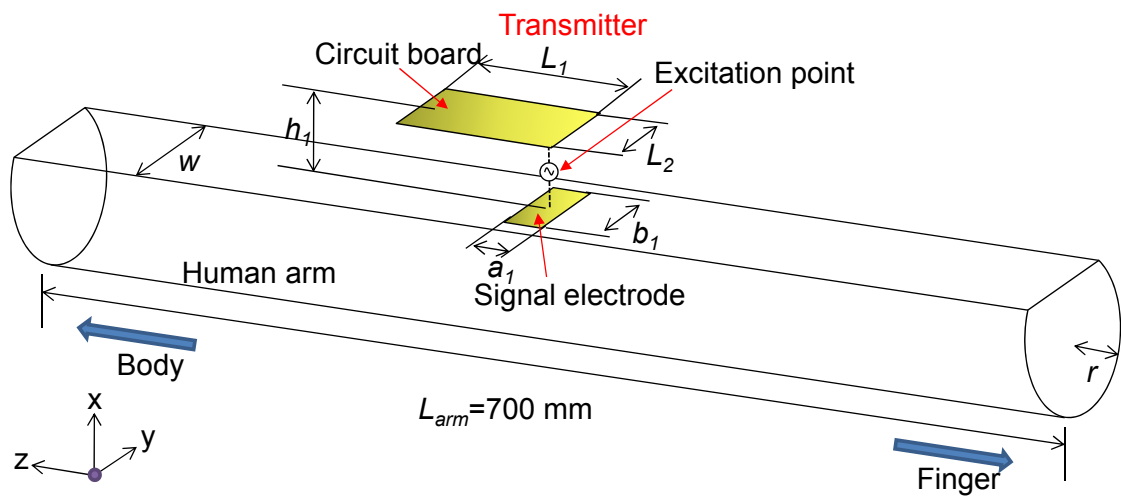


図 3.6 単電極送信機を配置した電磁界解析モデル

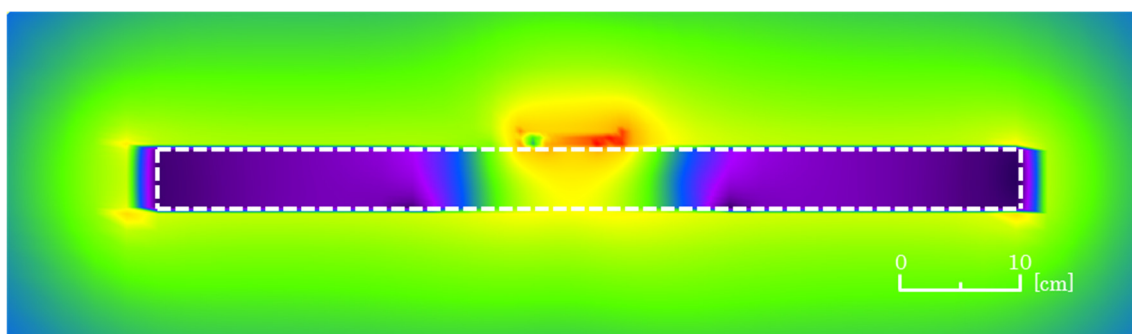
二電極構造および単電極構造の送信機の入力インピーダンスを表 3.4 に示す。また、図 3.7 (A)および(B)に、二電極構造および単電極構造を採用したときの、腕部内および腕部周囲の電界分布を示す。図 3.7 (B)に示すように、単電極構造を採用した場合には、腕部上方へ強い電界が生じていることが確認できる。単電極構造の場合、図 3.8 (B)に示すように、腕部と回路基板の間のインピーダンスがきわめて大きく、ほぼ開放とみなせるため、信号電極と回路基板の間、腕部と回路基板の間にはそれぞれ等しい電位差が生じることとなる。この電位差により発生する電界 E_1' 、 E_2' はともに x 軸方向、すなわち腕部上方向に生じ、このような電界分布をとったと考えられる。

一方、二電極構造を採用した場合には、図 3.7 (A)に示すように、腕部周辺に強く電界が分布している様子が確認できる。二電極構造の場合、図 3.8 (A)に示すように、信号電極と回路基板の間、および両電極間に生じる電位差は同程度となる。これにより、信号電極と回路基板の間で生じる x 軸方向の電界 E_1 に加えて、両電極間で z 軸方向、すなわち腕の長さ方向の電界 E_2 が生じ、このように腕部周辺を取り巻く電界分布をとったと考えられる。

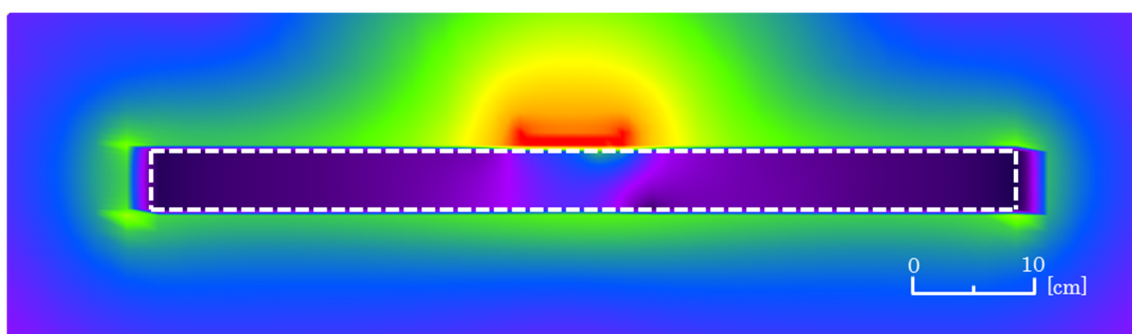
表 3.4 電極数と送信機電極の入力インピーダンス特性

	(a) Two electrode structure	(b) Single electrode structure
Impedance	62.7-j8.11	32.3-j3372

Unit : [Ω]



(A) 二電極送信機を配置した場合



(B) 単電極送信機を配置した場合

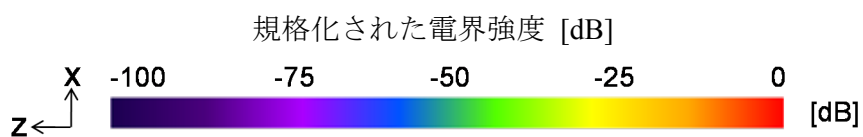
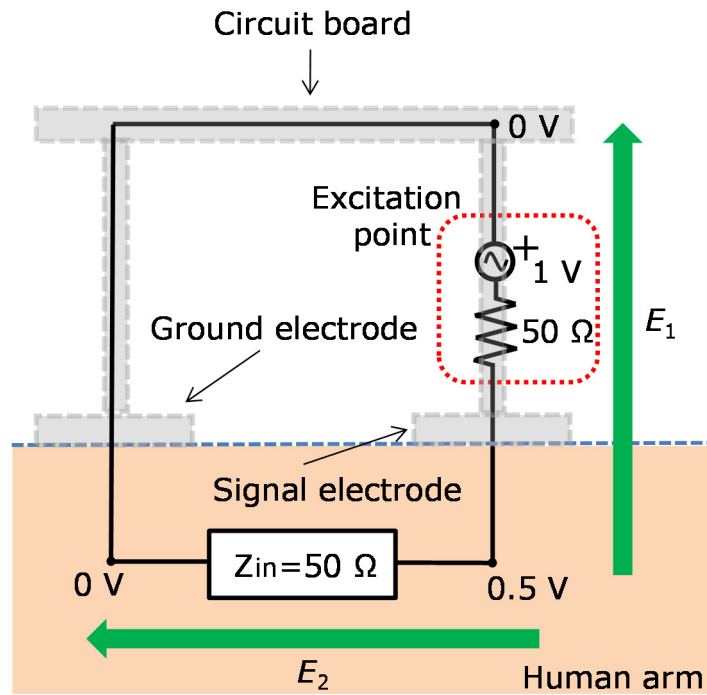
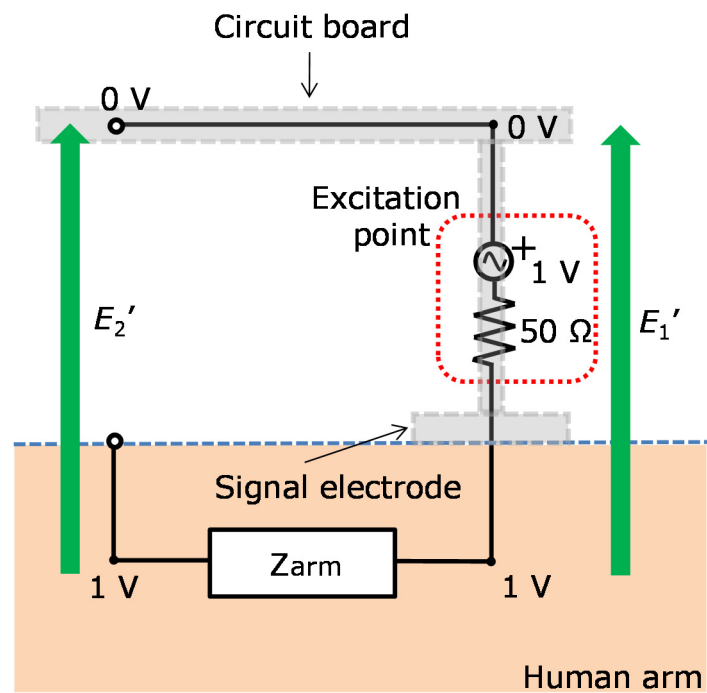


図 3.7 腕モデル周囲および内部の電界強度分布



(A) 二電極送信機を配置した場合



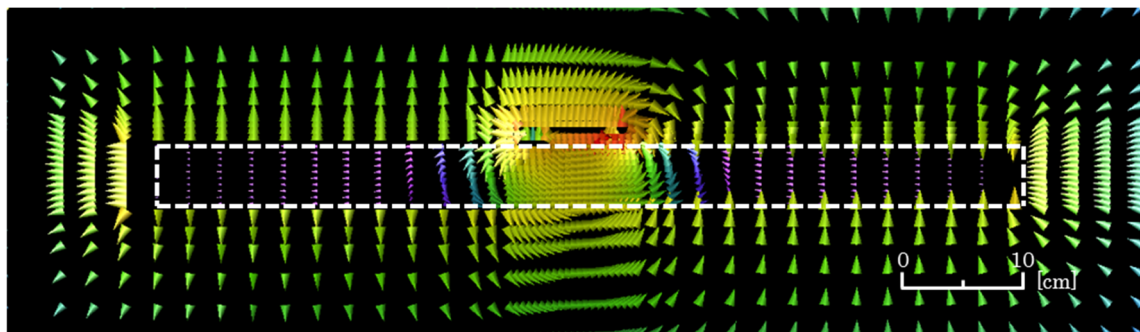
(B) 単電極送信機を配置した場合

図 3.8 人体腕部と送信機を合わせた等価回路

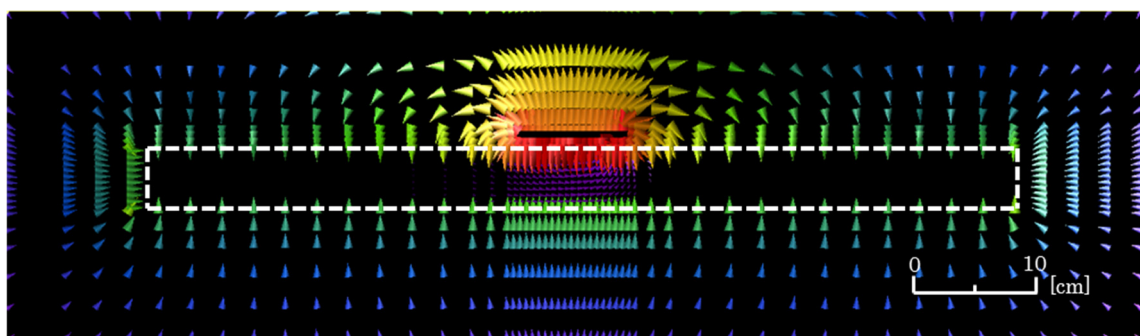
図 3.9 に電界分布をベクトル表示としたものを示す. 上述したように, 二電極構造の場合は信号電極と回路基板の間および, 信号電極とグラウンド電極の間に電界が生じ, 単電極構造の場合は信号電極と回路基板の間, 腕部と回路基板の間に電界が生じていることが確認できる.

さらに表 3.4 に示した各構造の送信機のインピーダンスから, 単電極構造のリアクタンス成分は二電極構造のものにくらべて 2 桁以上大きいことがわかる.

以上の検討から, 本研究における以降の検討には, 二電極構造の送信機を用いる事とする.



(A) 二電極送信機を配置した場合



(B) 単電極送信機を配置した場合

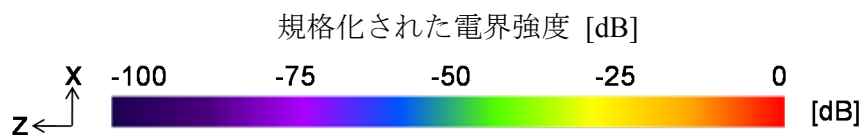


図 3.9 腕モデル周囲および内部の電界強度分布 (ベクトル表示)

3.5 送信機電極寸法と腕太さに対する入力インピーダンス特性

電極寸法に対する入力インピーダンス特性の解析と、 $Z_{in} = 50 + j0 \Omega$ となるような電極寸法決定のため、表 3.1 に示した値を基本寸法とし、図 3.4 の送信機モデルにおける各パラメータ(電極長 a_l , 電極幅 b_l , 電極間隔 d , 回路基板長 L_l , 回路基板幅 L_2 , 回路基板と電極の間隔 h_l)を順に変化させたときの送信機励振源から腕部および空間を見込んだ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。本稿では、入力インピーダンスを $Z_{in} = Re(Z_{in}) + jIm(Z_{in}) \Omega$ の形式で示し、 $Re(Z_{in})$, $Im(Z_{in})$ はそれぞれインピーダンスの実部(抵抗分)、虚部(リアクタンス分)を表すものとする。

また、各パラメータに対する入力インピーダンスの変化を理論的に説明するため、図 3.10 に腕部を含む送信機の等価回路を示す。 R_i は電極と人体の接触抵抗、 C_{hs} および C_{hg} は回路基板と電極間の静電容量、 C_e は信号電極とグラウンド電極間の静電容量、 L_c および L_h は金属導体部分のインダクタンスを想定している。また、 R_a および C_a は腕内部のインピーダンス想定している。

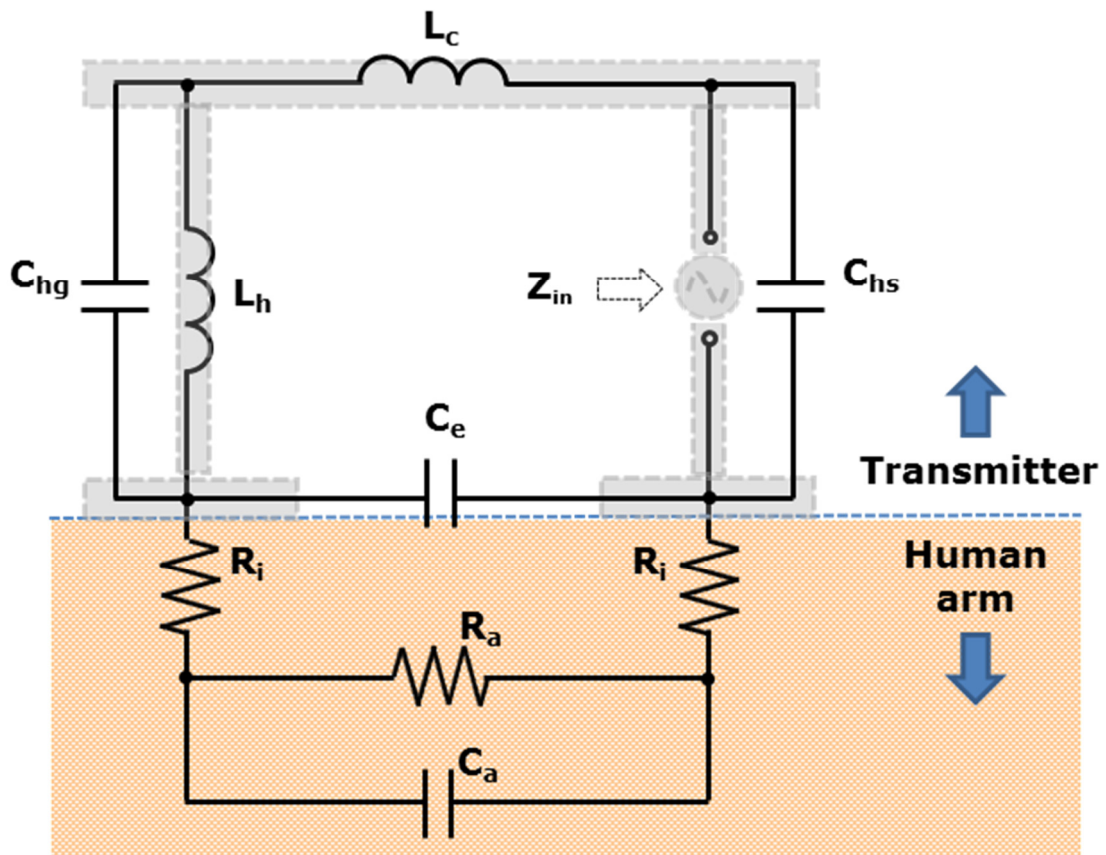


図 3.10 送信機と腕部をあわせた等価回路

3.5.1 電極長 a_1 に対する入力インピーダンス特性

図 3.11 に電極長 a_1 に対する入力インピーダンス特性を示す．電極長 a_1 以外のパラメータは表 3.1 に示した基本寸法の値で固定した．電極間隔 d を固定するため，信号電極およびグラウンド電極の外側部分を長くし電極長 a_1 を増加させた．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_1 の増加にともなって減少した．これは電極長 a_1 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，インピーダンスが減少したと考えられる．図 3.10 に示した等価回路との対応を考えると，電極長 a_1 の増加は R_i の減少および C_h の増加を意味する．

また，電極長 a_1 の増加にともなってインピーダンスの変化が緩やかになっていることがわかる．これは，電極間隔 d を固定して電極長 a_1 を増加させているため，信号電極とグラウンド電極の増加する部分同士の間隔が長くなり，インピーダンス低減効果が減少するためであると考えられる．

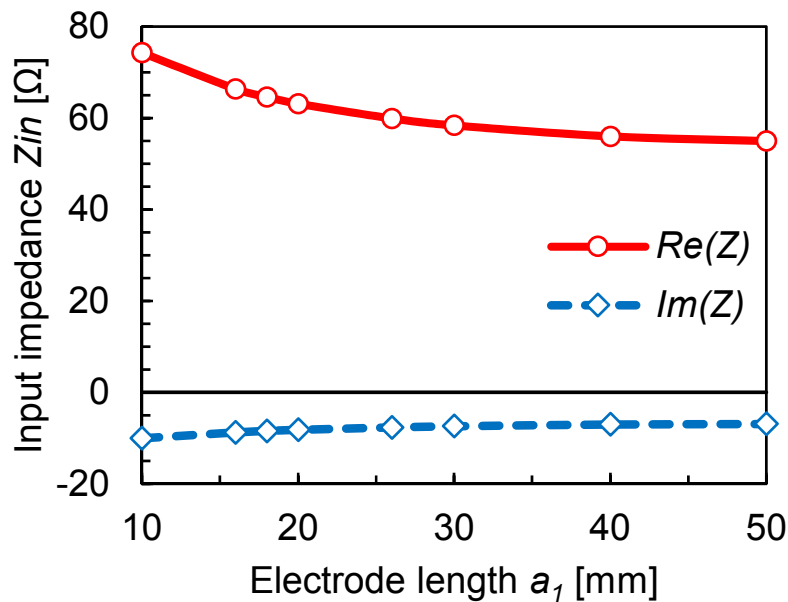


図 3.11 電極長 a_1 に対する入力インピーダンス特性

3.5.2 電極幅 b_l に対する入力インピーダンス特性

図 3.12 に電極幅 b_l に対する入力インピーダンス特性を示す. 電極幅 b_l 以外のパラメータは表 3.1 に示した基本寸法の値で固定した. 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_l の増加にともなって減少した. これは電極長 a_l の場合と同様に, 電極幅 b_l の増加にともない電極面積が大きくなり, 人体に流入する電流が増加しインピーダンスが減少したものと考えられる. 図 3.10 に示した等価回路との対応を考えると, 電極長 b_l の増加は R_i の減少および C_h の増加を意味する.

また, 電極幅 b_l の増加にともなってインピーダンスの変化が緩やかになっていることがわかる. これは, 電極幅 b_l の増加に対して腕部の寸法は変化させていないため, 電極間に生じる電気力線のうち, 腕外部の空間に生じる電気力線の割合が増加する. このため, インピーダンス低減効果が減少するためであると考えられる.

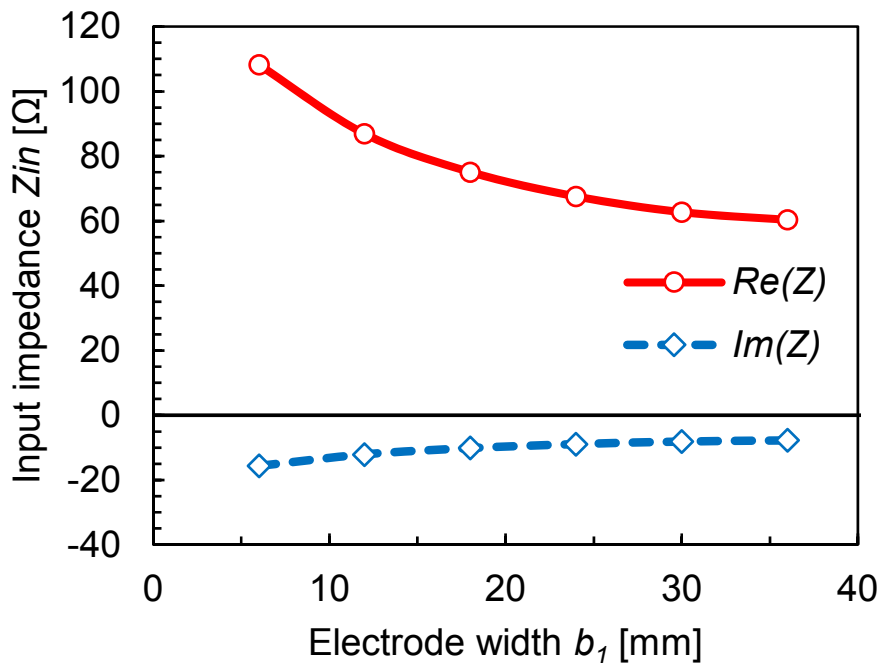


図 3.12 電極幅 b_l に対する入力インピーダンス特性

3.5.3 電極間隔 d に対する入力インピーダンス特性

図 3.13 に電極間隔 d に対する入力インピーダンス特性を示す。電極間隔 d 以外のパラメータは表 3.1 に示した基本寸法の値で固定した。信号電極とグラウンド電極の中心位置を固定し、各電極の位置を均等に動かすことで電極間隔 d を変化させた。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、腕部を介する信号電極からグラウンド電極へ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。図 3.10 に示した等価回路との対応を考えると、電極間隔 d の増加は R_a の増加および C_a の減少を意味する。

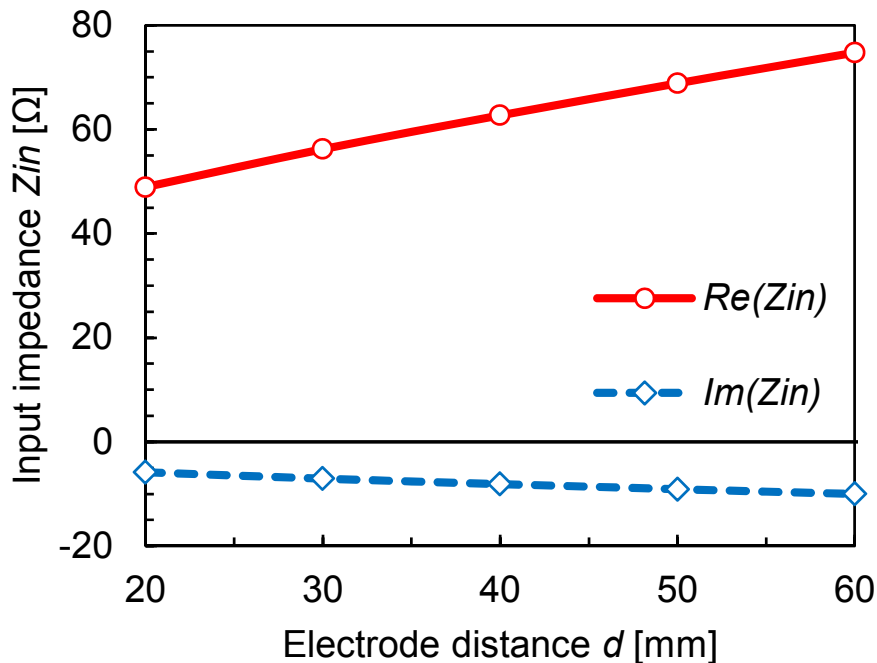


図 3.13 電極間隔 d に対する入力インピーダンス特性

3.5.4 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

図 3.14 および図 3.15 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。回路基板長 L_1 および幅 L_2 以外のパラメータは表 3.1 に示した基本寸法の値で固定した。回路基板長 L_1 および幅 L_2 は、回路基板の中心位置を固定し、中心から見て均等になるように変化させた。図 3.14 および図 3.15 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。図 3.10 に示した等価回路との対応を考えると、回路基板長 L_1 および幅 L_2 の増加は L_c の増減および C_{hg} と C_{hs} の増減にほとんど関与しないことを意味する。

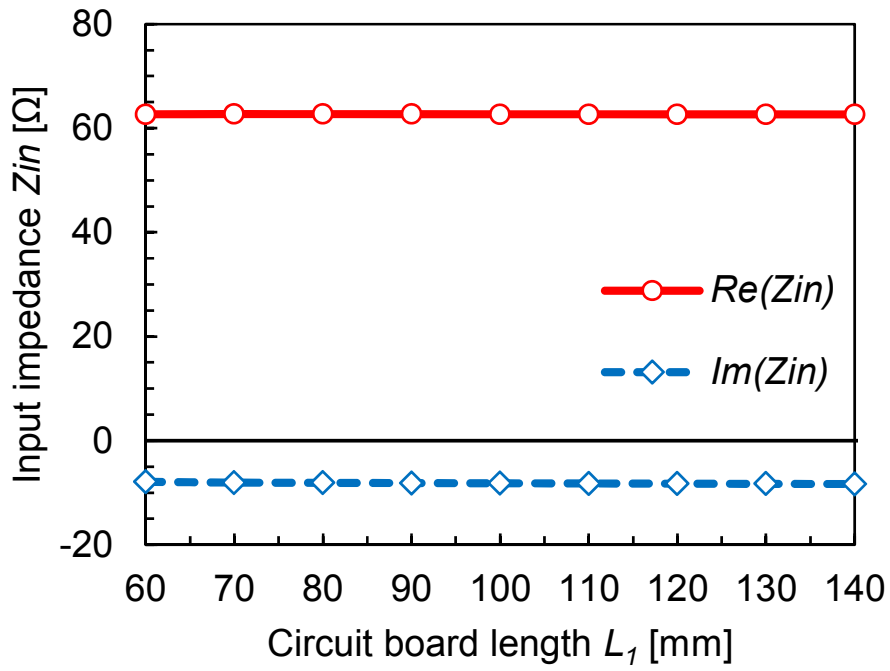


図 3.14 回路基板長 L_1 に対する入力インピーダンス特性

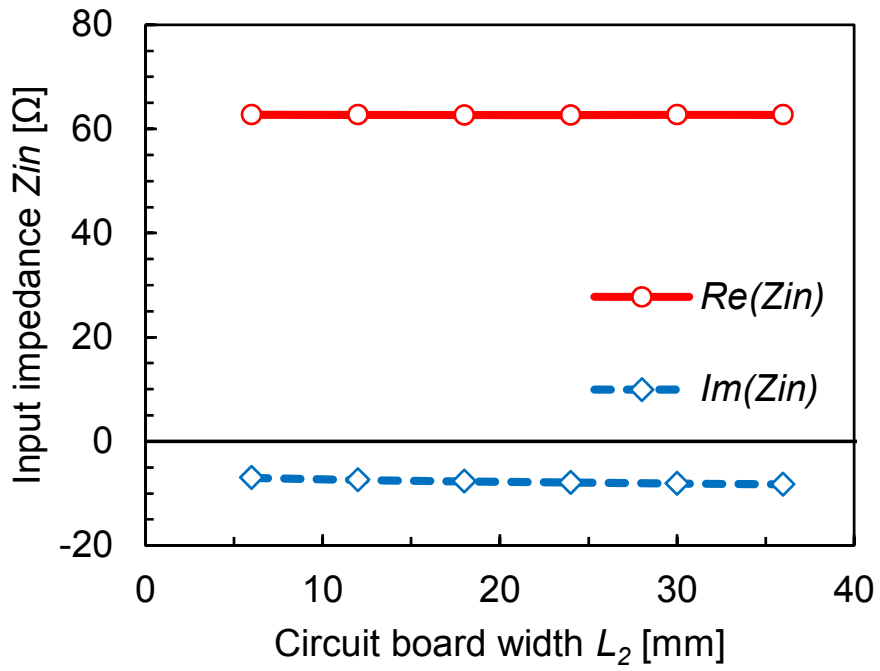


図 3.15 回路基板幅 L_2 に対する入力インピーダンス特性

3.5.5 回路基板と電極の間隔 h_l に対する入力インピーダンス特性

図 3.16 に回路基板と電極の間隔 h_l 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_l 以外のパラメータは表 3.1 に示した基本寸法の値で固定した。回路基板と電極の間隔 h_l 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わずかに減少した。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、また、電極と回路基板間の浮遊容量成分が減少したためと考えられる。図 3.10 に示した等価回路との対応を考えると、回路基板と電極の間隔 h_l の増加は L_h の増加および C_{hg} と C_{hs} の減少を意味する。ただしこれらの変化は無視できるほど小さいと考えられる。

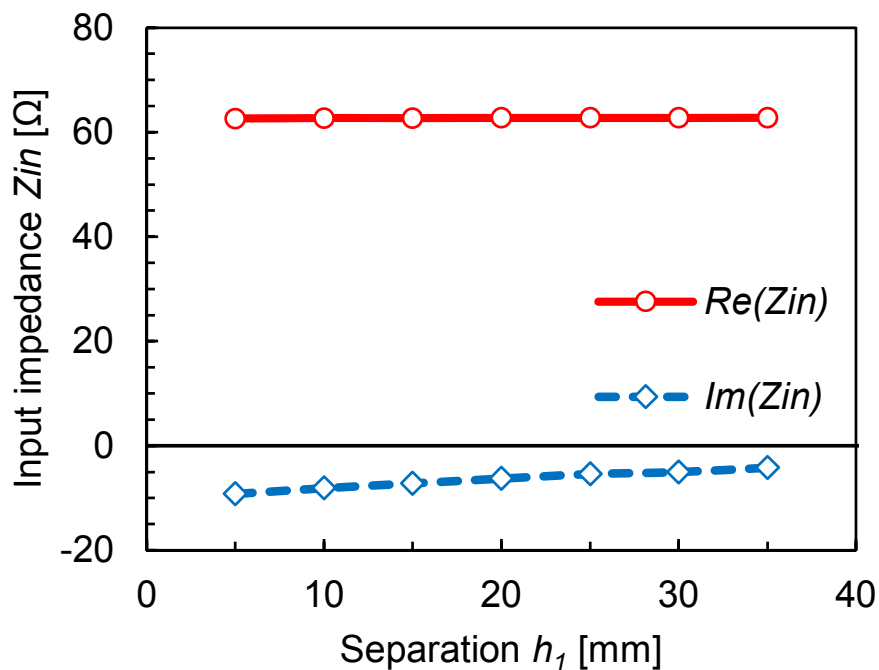


図 3.16 回路基板と電極の間隔 h_l に対する入力インピーダンス特性

3.5.6 腕半径 r に対する入力インピーダンス特性

図 3.17 に腕半径 r に対する入力インピーダンス特性を示す。腕半径 r 以外のパラメータは表 3.1 に示した基本寸法の値で固定した。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 の増加にともなって減少した。細胞の受動的等価回路は、細胞内液および外液と細胞膜で構成されるキャパシタンスと、細胞膜の抵抗との並列接続で表されることが知られている。本研究で検討している腕のような生体組織の場合、細胞の等価回路が縦横連続的に接続されたものと考えることができる。このため腕半径 r の増加にともなって、抵抗およびキャパシタンスの並列接続分が増加し、入力インピーダンスが減少したと考えられる。図 3.10 に示した等価回路との対応を考えると、腕半径 r の増加は、 R_a の減少および C_a の増加を意味する。

しかしながら腕半径に対する入力インピーダンスの変化は微小であり、機器装着者の手首の太さによってインピーダンスが極端に変動することではなく、着用者を選ばず使用することが可能であると考えられる。

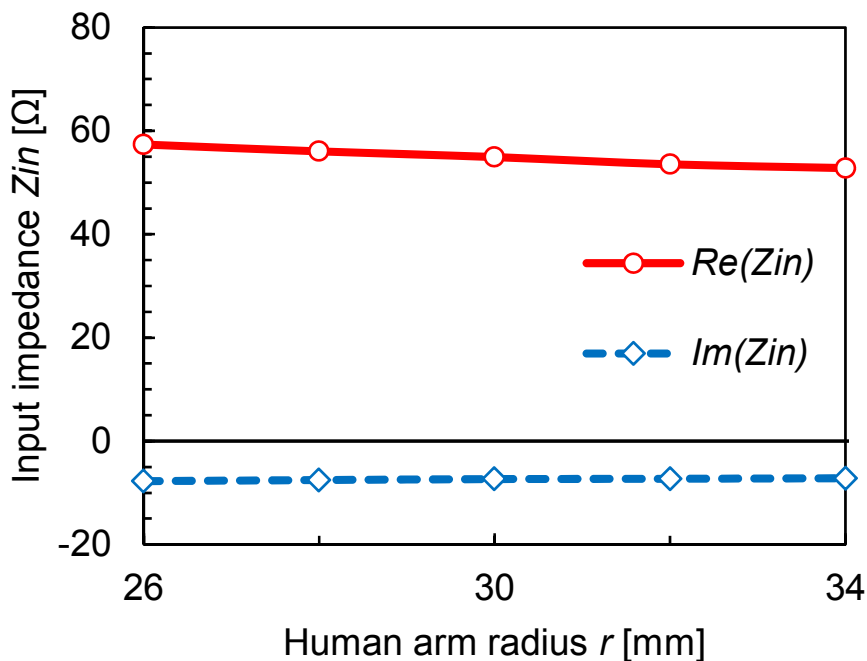


図 3.17 腕半径 r に対する入力インピーダンス特性

3.6 送信機および腕部の等価回路簡略化

3.5 節において検討した，送信機の寸法および腕の太さに対する入力インピーダンス特性をもとにして，電極設計の際に重要となる各部寸法に対応する等価素子のみで構成される，実際の設計に用いることを考慮した簡易等価回路を考案した．腕部を含む送信機の簡易等価回路を図 3.18 に示す．さらに，表 3.5 に各等価素子と送信機および腕部の寸法の対応を示す．表 3.5 に示すように電極と腕の接触抵抗 R_i は電極長 a_i および電極幅 b_i ，つまり電極面積によって変化し，また，腕内部の抵抗 R_a および腕内部のキャパシタンス C_a は電極間隔 d および腕部半径 r によって変化する．

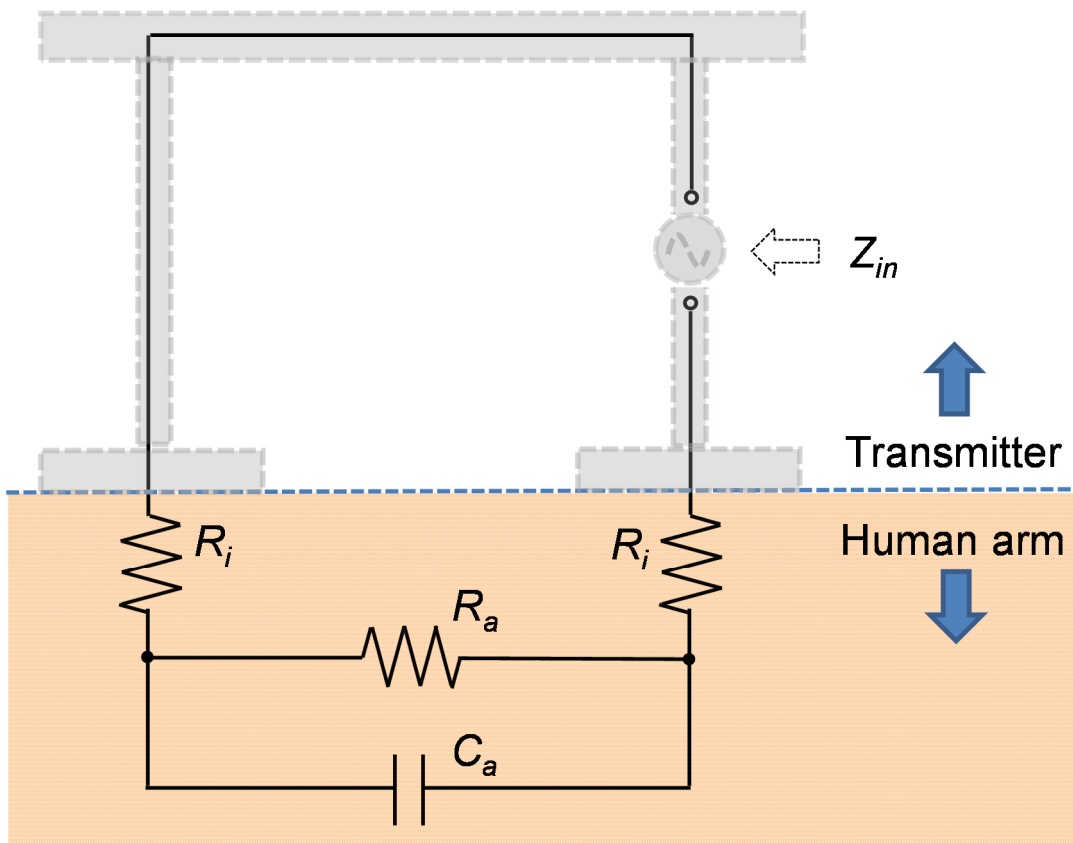


図 3.18 送信機と腕部をあわせた簡易等価回路

表 3.5 等価素子と送信機および腕部の寸法の対応

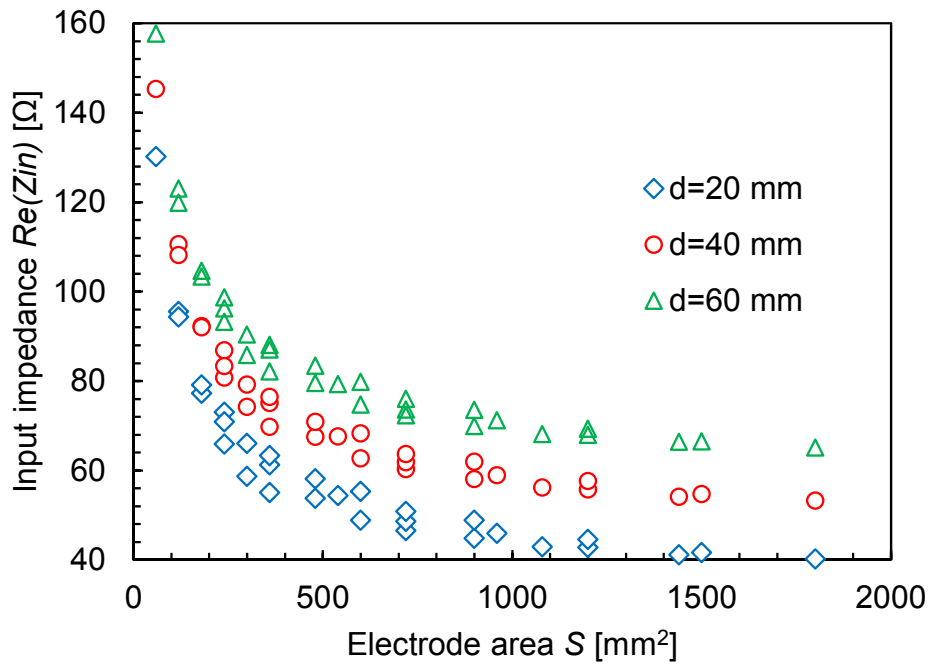
等価素子	対応する電極および腕部寸法
電極と腕の接触抵抗 R_i	電極長 a_1 , 電極幅 b_1 (電極面積)
腕内部の抵抗 R_a	電極間隔 d , 腕部半径 r
腕内部のキャパシタンス C_a	電極間隔 d , 腕部半径 r

3.7 送信機電極の入力インピーダンスの定式化

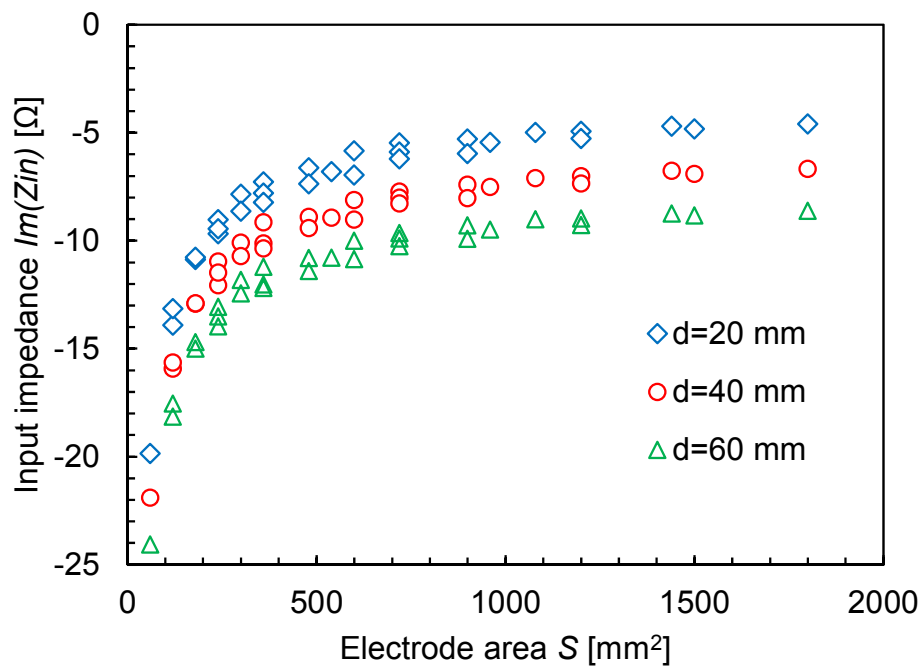
3.5 節において、送信機の各部寸法に対する入力インピーダンス特性について検討した。ここでは、前節までで得られた知見をもとに、人体通信送信機の電極設計を容易に行うため、電極寸法に対する入力インピーダンスの定式化を行う。これまでに、電極長、電極幅、電極間隔、腕半径の4つの変数によって入力インピーダンスの定式化が行われている [60]。しかしながら、考慮する変数が少ないほど電極設計は容易となるため、より少ない変数かつ高精度での入力インピーダンス定式化が望まれる。本研究では、各電極の面積 S と電極間隔 d の2変数に対してインピーダンスの定式化を行った。

3.7.1 電極長および幅方向の異方性

入力インピーダンスを各電極の面積 S (電極長 a_l × 電極幅 b_l) を用いて表すには、電極面積を長さ方向もしくは幅方向で変化させた場合に、入力インピーダンスの変化が同じ、つまり、長さ方向と幅方向で異方性が存在しないことが必要である。このことを確認するために、電極間隔 $d=20, 40, 60$ mm の各場合における電極面積に対する入力インピーダンスの変化を算出し図 3.19 (A), (B) に示す。図から、抵抗成分、リアクタンス成分ともに各 d の値において、異なる電極長と電極幅で同面積となる複数のプロットが重なっており、電極幅を固定し電極長を変化させた場合と、電極長を固定し電極幅を変化させた場合で、電極面積が同じならば入力インピーダンスが一致することを示している。すなわち、電極の長さ方向と幅方向で異方性が存在しないといえ、入力インピーダンスは電極面積で表すことが可能であると考えられる。



(A) 入力インピーダンス実部



(B) 入力インピーダンス虚部

図 3.19 送信機電極の面積 S に対する入力インピーダンス特性

3.7.2 非線形重回帰分析

ここでは、3.2 節において検討した送信機各部の寸法に対する入力インピーダンス特性のグラフに注目し、多変量解析による非線形重回帰分析を行う。図 3.11 および図 3.12 より、入力インピーダンスの抵抗成分、リアクタンス成分は矩形電極の電極長 a_l 、電極幅 b_l に反比例、もしくはそれらの累乗に反比例するような曲線となっていることがわかる。一方で、半無限媒質に接地した円形電極の接地抵抗は、円形電極の半径に反比例するという理論式が導かれており [90]、円形電極の接地抵抗は電極面積の平方根に反比例すると考えられる。これらから、本研究で採用している矩形電極の場合にも円形電極と同様に、入力インピーダンスは電極面積 S の平方根に反比例すると予想される。さらに、図 3.13 より、電極間隔 d は、抵抗成分、リアクタンス成分ともに 1 次関数の直線となっていることがわかる。したがって、入力インピーダンスは電極間隔 d に比例すると考えられる。また、図 3.14 ~ 図 3.17 より、回路基板長、幅、電極と回路基板の距離、腕半径の変化は、入力インピーダンスにほとんど影響を及ぼさないことがわかっているため、ここでは回帰式の変数から除外する。以上をふまえ、入力インピーダンスの抵抗分およびリアクタンス分について回帰式を以下のように定義する。

$$\text{Re}(Z_{in}) = C_0 + \frac{C_1}{\sqrt{S}} + C_2d \quad (3.1)$$

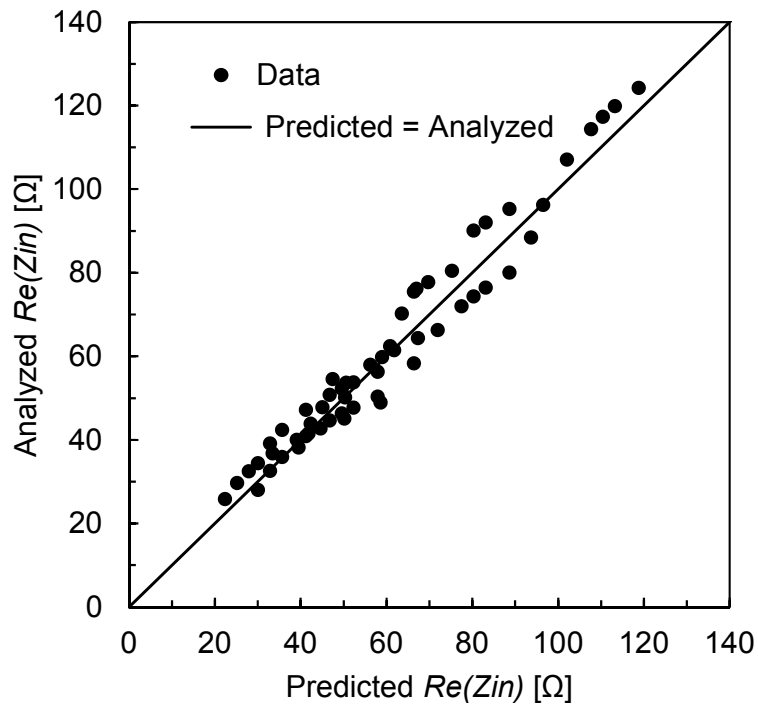
$$\text{Im}(Z_{in}) = C_3 + \frac{C_4}{\sqrt{S}} + C_5d \quad (3.2)$$

この回帰式を用いて、非線形重回帰分析を行った。分析するデータ範囲は、3.8 節で設計する送信機寸法を考慮して、 $5 \leq a_l \leq 15$ 、 $10 \leq b_l \leq 30$ 、 $2 \leq d \leq 12$ とした。分析の結果、各項の係数は、 $C_0 = -17.43$ 、 $C_1 = 727.4$ 、 $C_2 = 2.784$ 、 $C_3 = 3.804$ 、 $C_4 = -115.0$ 、 $C_5 = -0.4128$ と求まり。この値を式(3.1)および(3.2)に代入すると以下のインピーダンス近似式が得られる。

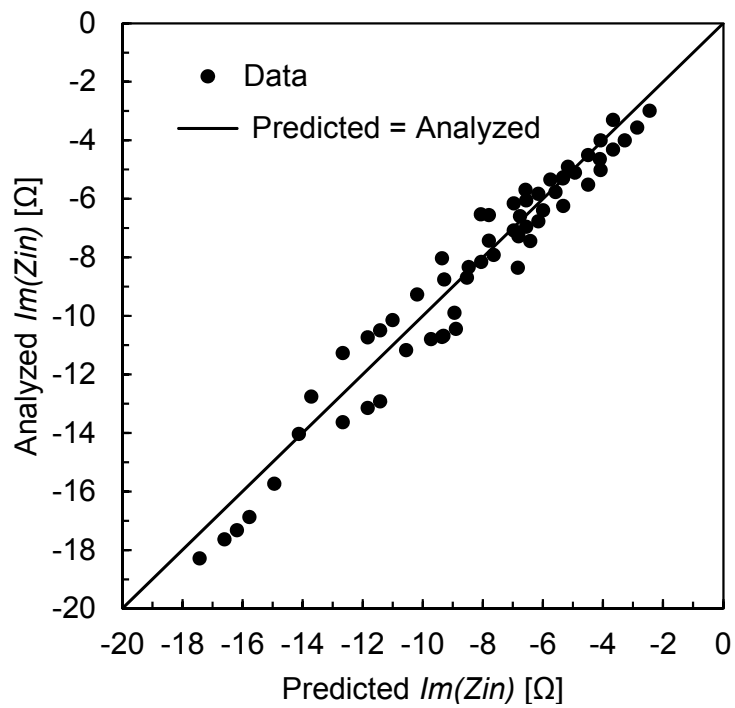
$$\operatorname{Re}(Z_{in}) = -17.43 + \frac{727.4}{\sqrt{S}} + 2.784 d \quad (3.3)$$

$$\operatorname{Im}(Z_{in}) = 3.804 - \frac{115.0}{\sqrt{S}} - 0.4128 d \quad (3.4)$$

図 3.20 (A), (B)はそれぞれ、横軸に近似式(3.3)および(3.4)によって求められた近似値を、縦軸に電磁界解析によって算出された解析値をとり、両者の比較を行ったものである。図 3.20 からわかるように、近似値と解析値はよく一致しており、最大で 10Ω 程度の差しかなく、ほとんどの値は \pm 数 Ω 程度の精度で求められている。実際には、皮膚に対する電極の接触状態により入力インピーダンス変動することを考慮すると、求めた近似式により入力インピーダンスを精度よく近似可能であるといえる。ただし、ここで求めた近似式は、 $5 \leq a_l \leq 15$, $10 \leq b_l \leq 30$, $2 \leq d \leq 1$ の範囲におけるデータを用いているため、この範囲外では、図に示した精度で入力インピーダンスを計算することは保証されないことに注意が必要である。



(A) 入力インピーダンス実部



(B) 入力インピーダンス虚部

図 3.20 送信機入力インピーダンスの近似値と解析値の比較

3.8 実用サイズの送信機電極設計

ここでは、腕半径 $r=30\text{ mm}$ として、ウェアラブル送信機として実用的なサイズで、入力インピーダンスが $50\ \Omega$ となる電極設計を試みた。まず、3.7.2 項で得られた近似式を用いて、腕時計型のウェアラブル送信機のサイズ(ここでは、図 3.4 に示した寸法で、 $2a_1+d, b_1, L_1, L_2 \leq 24\text{ mm}, h_1 \leq 10\text{ mm}$ を想定)の電極形状として $a_1=8, b_1=24, d=8, L_1=L_2=24, h_1=10\text{ mm}$ を計算すると、 $Z_{in}=57.3-j7.3\ \Omega$ であった。この寸法を中心に、 $b_1=24, L_1=L_2=24, h_1=10$ を固定し、 a_1 および d を変化させた場合の入力インピーダンス特性を図 3.21 に示す。図 3.21 には近似式(3.3)および(3.4)から得られた値とあわせて解析値も示している。図 3.21 からわかるように、近似値と解析値はよく一致し、検討範囲で近似式が有効であることが確認された。

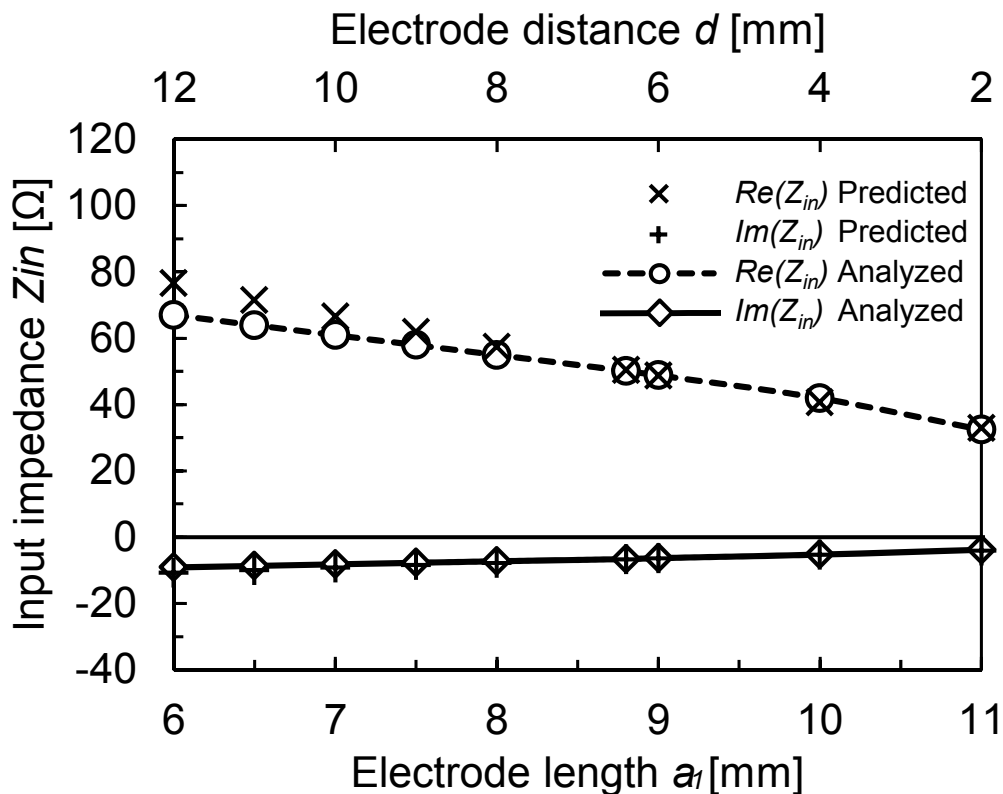


図 3.21 電極長 a におよび電極間隔 d に対する入力インピーダンス特性

さらに詳細な検討により得た各部寸法を表 3.6 (A)および図 3.22 (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、 $0.1 \mu\text{H}$ 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、 $0.1 \mu\text{H}$ 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。VSWR の計算方法等詳細は付録(B)に示した。

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形状の一例として、電極寸法を小さくすることで、 $Z_{in} = 548 - j91.4 \Omega$ となった電極形状、グラウンド電極を除き単電極とすることで、 $Z_{in} = 57 - j9372 \Omega$ となった電極形状を表 3.6 (B),(C)および図 3.22 (B),(C)に示す。図 3.23 に送信機および腕モデルと、電界分布観察面である、送信機の励振源を含む zx 面との位置関係を示す。さらに、表 3.6 (A),(B),(C)に表 3.6 (A),(B),(C)の各寸法を有する送信機を用いた場合の電界分布を示す。図 3.24 各図の破線は腕部の外周を示している。図 3.24 (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)および(C)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、解析を行った腕部周辺の範囲で 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。

さらに、図 3.24 において腕部表面から腕に対して垂直方向に 50 mm および 100 mm 離れた位置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では電界強度は大幅に低減されることがわかった。通信の秘匿性や、EMC などの電磁雑音に関する規制を考慮した場合には、図(A)のように生体周辺のみ強い電界が生じ、離れた位置では大幅に低減される必要がある。このため、今回検討を行った 10 MHz における電極設計の際には、インピーダンスを整合した二つの電極を用いた構造をとることが重要である。

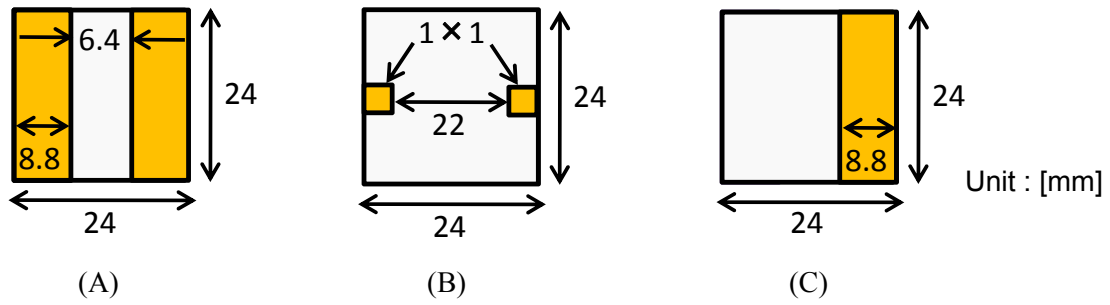


図 3.22 ウェアラブル送信機の電極構造

表 3.6 ウェアラブル送信機の電極寸法

	a_1	b_1	d	h	L_1	L_2
(A) Impedance matched electrode structure	8.8	24	6.4	10	24	24
(B) Impedance mismatched electrode structure	1	1	22	10	24	24
(C) Impedance mismatched single electrode structure	8.8	24	-	10	24	24

Unit : [mm]

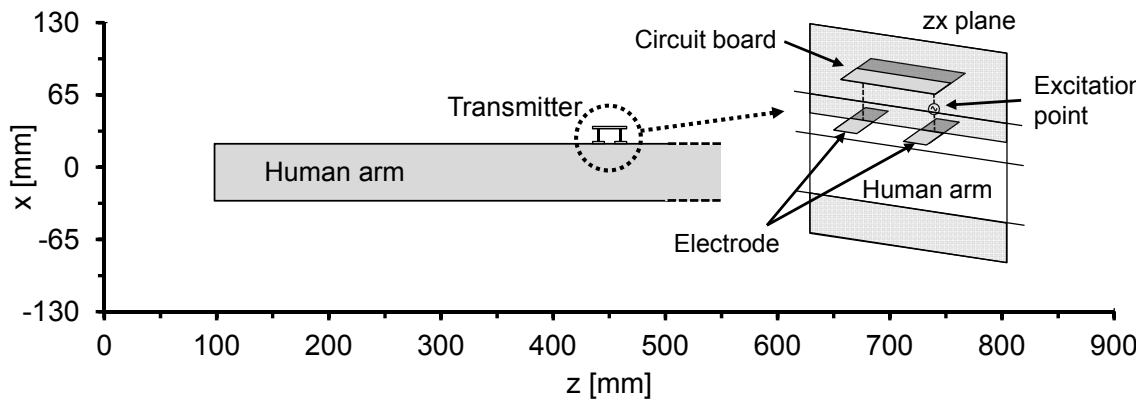
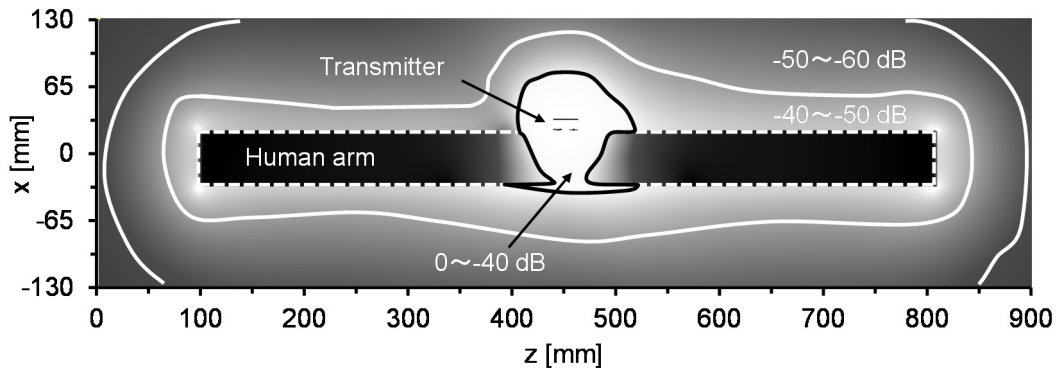
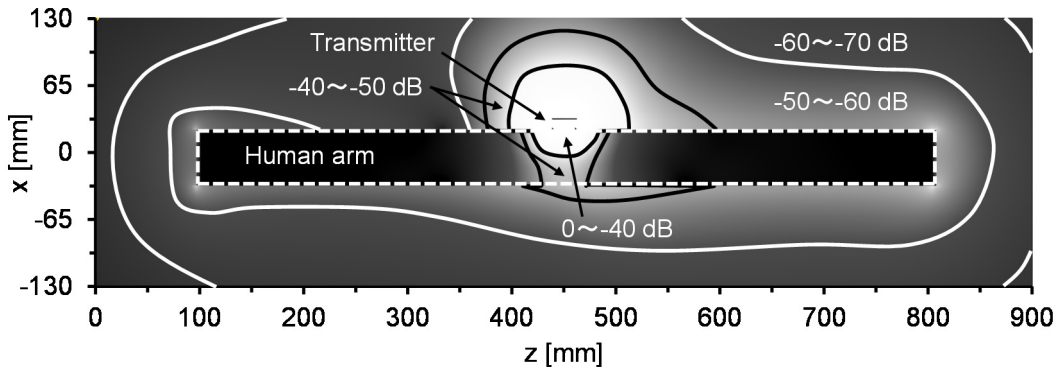


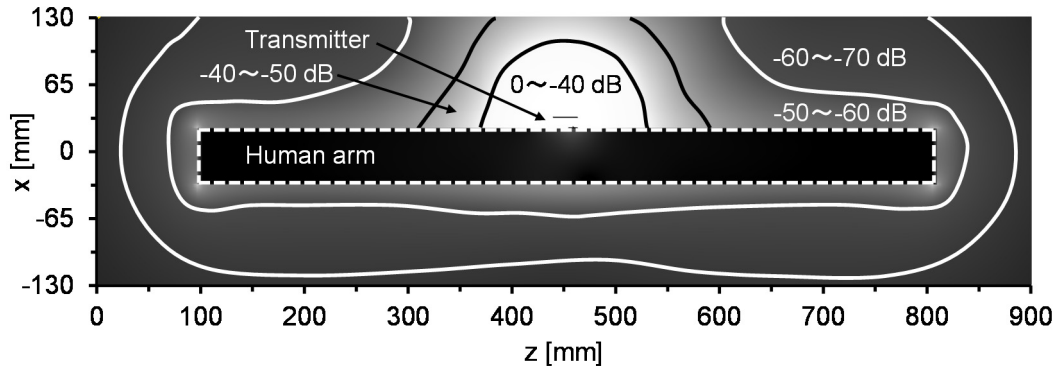
図 3.23 送信機および腕モデルと電界分布観察面との位置関係



(A) インピーダンス整合電極 ($Z_{in} = 50.2 - j0 \Omega$)



(B) インピーダンス不整合電極 ($Z_{in} = 548 - j91.4 \Omega$)



(C) インピーダンス不整合単電極 ($Z_{in} = 57 - j9372 \Omega$)

規格化された電界強度 [dB]

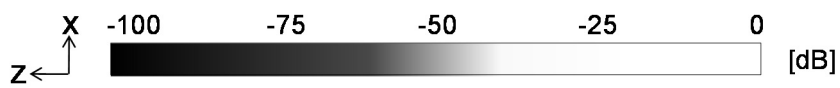


図 3.24 腕モデル周囲および内部の電界強度分布

3.9 周波数変動の入力特性への影響

ここまでで、10 MHzにおいて腕時計サイズの実装面積を考慮した最適化電極の入力インピーダンスが $Z_{in} = 50.2 - j0 \Omega$ となることが明らかになった。しかしながら、実際の通信を行う際にはある程度の帯域幅が必要であり、10 MHz から周波数が変動した際にも 50 Ω に近い入力インピーダンスを有する必要がある。本検討における人体通信のアプリケーションとして想定しているのは、生体信号や電子マネーの情報等であり、それほど大容量かつ高速な通信が求められるものではないため、帯域幅は狭くてよいと考えられる。一方で、IEEE 802.15.6 規格における人体通信物理層では 5.25 MHz という比較的広い帯域幅を想定している [61]。ここでは、さらに余裕をみて中心周波数 10 MHz で帯域幅 10 MHz (5~15 MHz) を想定して入力インピーダンスの解析を行った。その結果、5 MHz において $Z_{in} = 52.5 - j3.79 \Omega$ 、15 MHz において $Z_{in} = 48.8 + j3.14 \Omega$ と計算された。この入力インピーダンスの変動は VSWR の観点からみても十分に小さな変化と考えられ、数 MHz 程度の周波数変動があっても十分良好な入力特性を確保出来るといえる。

3.10 設計した送信機電極による S_{21} 特性改善

図 3.4 に示す電磁界解析モデルにおいて、前節で最適化を行った寸法の送信機および表 3.2 に示した寸法を有し、受信抵抗 $2 \text{ k}\Omega$ を装荷した受信機を用いて、送受信機間の S_{21} を算出した。表 3.7 に示すように、インピーダンス整合を考慮した構造(A)では $S_{21} = -64.1 \text{ dB}$ 、インピーダンス整合を考慮しない構造(B)では $S_{21} = -71.4 \text{ dB}$ となり、インピーダンス整合により S_{21} が 7.3 dB 向上していることが確認できた。このことから、インピーダンス整合を行うことが、人体を伝送路とする通信システムにおいても信号伝送特性の改善に有効であるといえる。

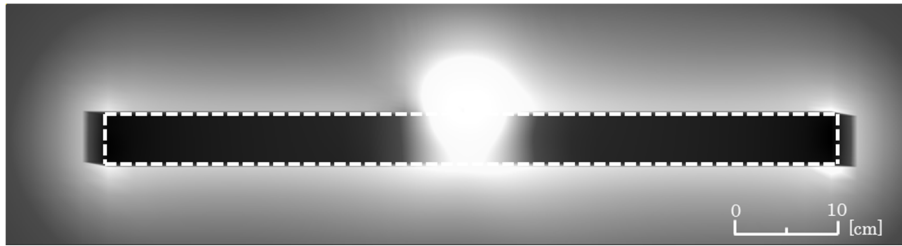
表 3.7 インピーダンス整合による S_{21} 特性の改善

	Transmitter with impedance matched electrode	Transmitter without impedance matched electrode
S_{21}	-64.1 dB	-71.4 dB

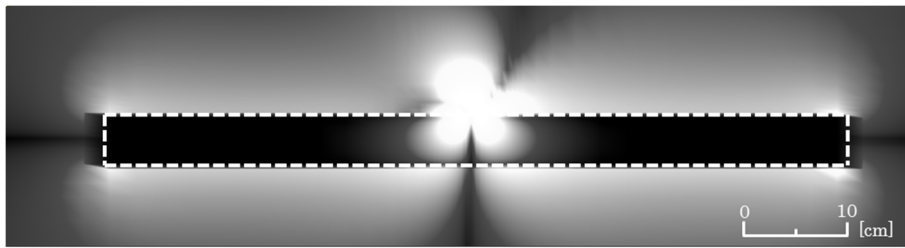
3.11 受信機電極構造の検討

3.11.1 受信機の電極配置

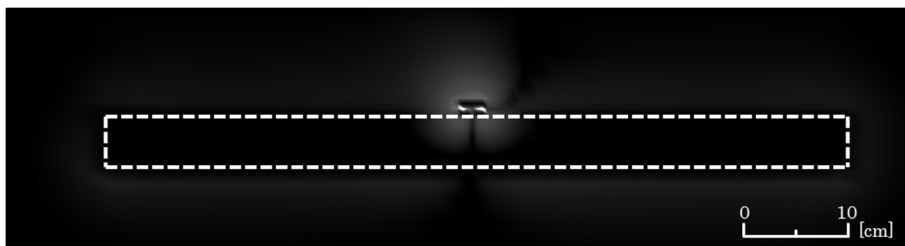
3.8 節において設計した，インピーダンス整合のとれた電極構造を有する送信機を腕部中央に配置したときの，腕部中央の xz 平面における電界強度分布を図 3.25 (A)に，このうち x 軸方向成分， y 軸方向成分，および z 軸方向成分を(B)～(D)にそれぞれ示す。図 3.25 (A)の電界分布から，受信機の電極構造の典型例としては図 3.26 の Type (1)～(3)に示すような 3 種類が考えられる。各電極寸法は $20\text{ mm}\times 30\text{ mm}$ ，電極間隔は 10 mm ，受信抵抗は $2\text{ k}\Omega$ ，腕モデル端部から体幹側の電極端部までの距離は 70 mm とした。ここで，図 3.25(B)～(D)から，送信機によって誘起される電界の y 軸および z 軸方向成分はきわめて微小であり， x 軸方向成分が大きいことがわかる。このことから，図 3.26 Type (1)に示すような配置とすることにより，上部電極と下部電極により構成されるキャパシタの間に強い電界が生じ，受信できるエネルギーが大きくなると考えられる。送受信機間の伝送特性 S_{21} を算出したところ，図 3.26 Type (1)の配置において $S_{21}=-69.6\text{ dB}$ ，Type (2)において $S_{21}=-154.6\text{ dB}$ ，Type (3)において $S_{21}=-98.5\text{ dB}$ となり，Type (1)の配置が適していることが明らかとなった。



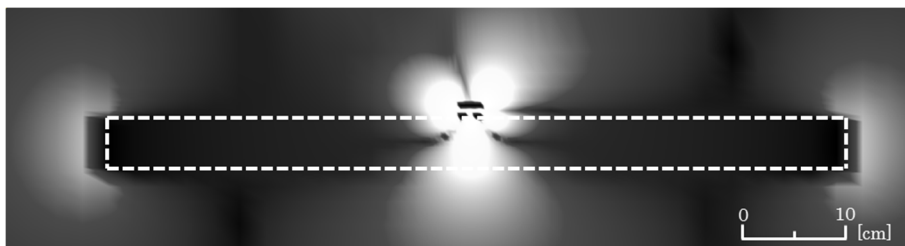
(A) 実効値



(B) x 成分



(C) y 成分



(D) z 成分

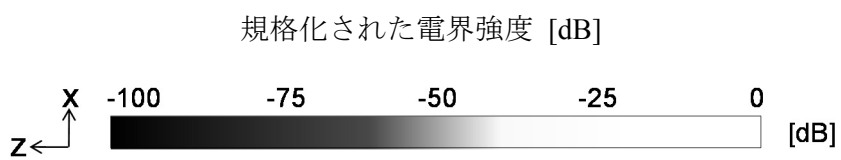


図 3.25 腕モデル周囲および内部の電界強度分布

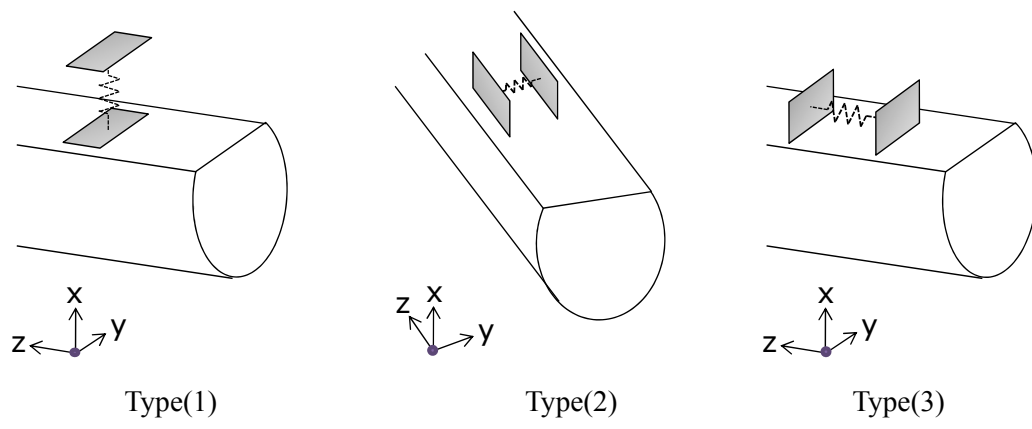


図 3.26 受信機電極の配置方向

3.11.2 受信機の下部電極数

受信機の電極構造として、送信機と同様に二電極を腕部表面に接触させる図 3.27 Type (A)がまず考えられる。しかしながら、この構造は上部電極と下部電極(2)が導線によってほぼ短絡されるため、送信機側から見込んだ入力抵抗はきわめて小さくなる。受信機は電界により伝わる電力を受信するため、大きな入力抵抗を必要とする。このため、送信機と同様である Type (A)の構造は不適であると考えられる。そこで、Type (B)に示すように、腕部表面に一電極のみを接触させることにより、腕部と上部電極との間が開放され、入力インピーダンスを大幅に増加させることができる。これにより、大きな S_{21} 特性が得られると考えられる。上部電極寸法：60 mm×30 mm，下部電極寸法：20 mm×30 mm，電極間隔：10 mm，下部電極同士の間隔：20 mm，受信抵抗：2 k Ω ，腕モデル端部から体幹側の電極端部までの距離：70 mm とした各電極構造について S_{21} を算出したところ、Type (A)においては $S_{21}=-86.5$ dB，Type (B)においては $S_{21}=-64.1$ dB となり、Type (B)は Type (A)と比較して 22.4 dB 良好な S_{21} 特性が得られた。また、実用を考慮した場合にも、通信時に二電極に触れている必要がある Type (A)に比べ、一電極に触れていればよい Type (B)の方が利便性が高いと考えられる。以上のことから、本研究における以下の検討では、図 3.27Type (B)の電極構造を用いる事とする。

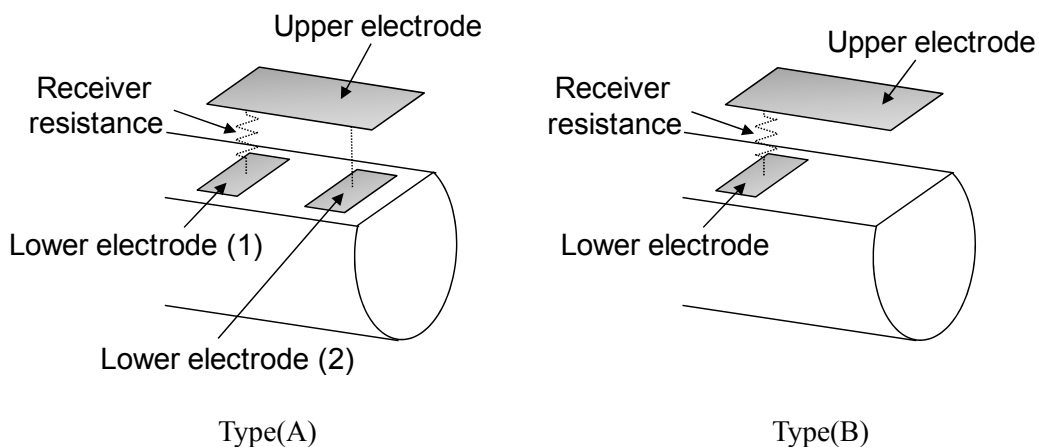


図 3.27 受信機下部電極の配置方向

3.12 受信機電極寸法と受信抵抗に対する S_{21} 特性

送受信機間の伝送特性 S_{21} が最大となるような受信機電極構造を決定するため, 図 3.4 の受信機モデルにおける 6 つのパラメータ (下部電極長 a_2 , 下部電極幅 b_2 , 上部電極長 L_3 , 上部電極幅 L_4 , 上部電極と下部電極の間隔 h_2 , 受信抵抗 R_r ,) を変化させたときの送受信機間伝送特性 S_{21} をシミュレーションにより算出した. 変化させるのは 1 つのパラメータごととし, 変化させているパラメータ以外は表 3.8 に示す基本値で固定した.

表 3.8 受信機寸法および受信抵抗の基本値

a_2	b_2	L_3	L_4	h_2	x	R_r
20 mm	30 mm	60 mm	30 mm	10 mm	70 mm	2 k Ω

3.12.1 下部電極長 a_2 および幅 b_2 に対する S_{21} 特性

図 3.28 に電極長 a_2 および電極幅 b_2 の変化に対する S_{21} 特性を示す。電極長 a_2 および電極幅 b_2 以外のパラメータは表 3.8 に示した基本値で固定した。 a_2 および b_2 の増加に対して S_{21} は大きく変化しないことがわかる。腕部は損失の大きな導体としての性質を有しているため、上部電極と腕部との間でキャパシタンスを構成する。このため、抵抗で消費される電力は、下部電極面積に依存しないと考えられる。

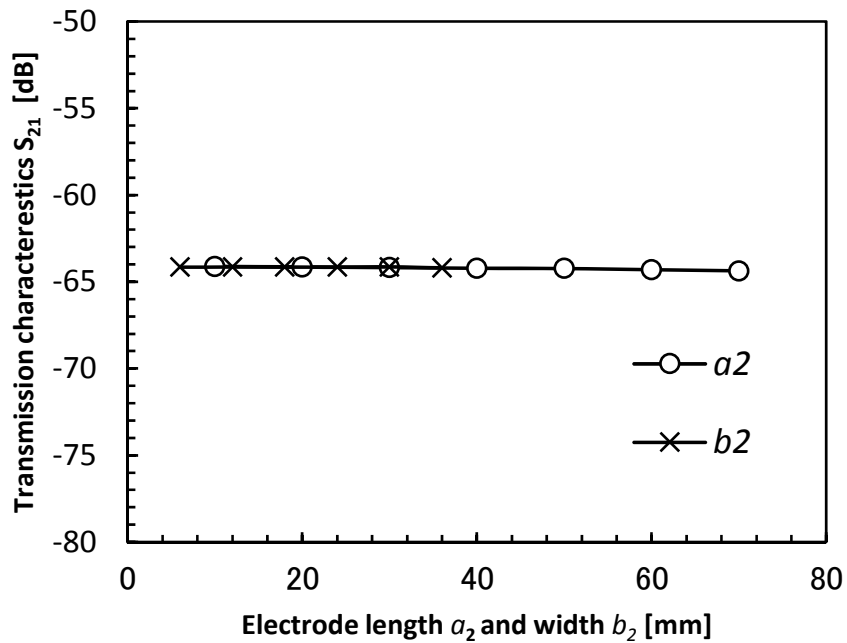


図 3.28 下部電極長 a_2 および下部電極幅 b_2 に対する S_{21} 特性

3.12.2 上部電極長 L_3 および幅 L_4 に対する S_{21} 特性

図 3.29 に上部電極長 L_3 および上部電極幅 L_4 の変化に対する S_{21} 特性を示す。上部電極長 L_3 および上部電極幅 L_4 以外のパラメータは表 3.8 に示した基本値で固定した。 L_3 および L_4 の増加に対して、 S_{21} は単調に増加した。本受信機では、上部電極と下部電極または腕部によって構成されるキャパシタに蓄えられたエネルギーが受信抵抗で消費されることにより信号を受信する。キャパシタに蓄えられる静電エネルギーは、

$$U = \frac{1}{2} CV^2 \quad (3.5)$$

で表すことができるため、上部電極の面積の増加により、構成されるキャパシタンスが大きくなり、これにともなって S_{21} が増加したと考えられる。

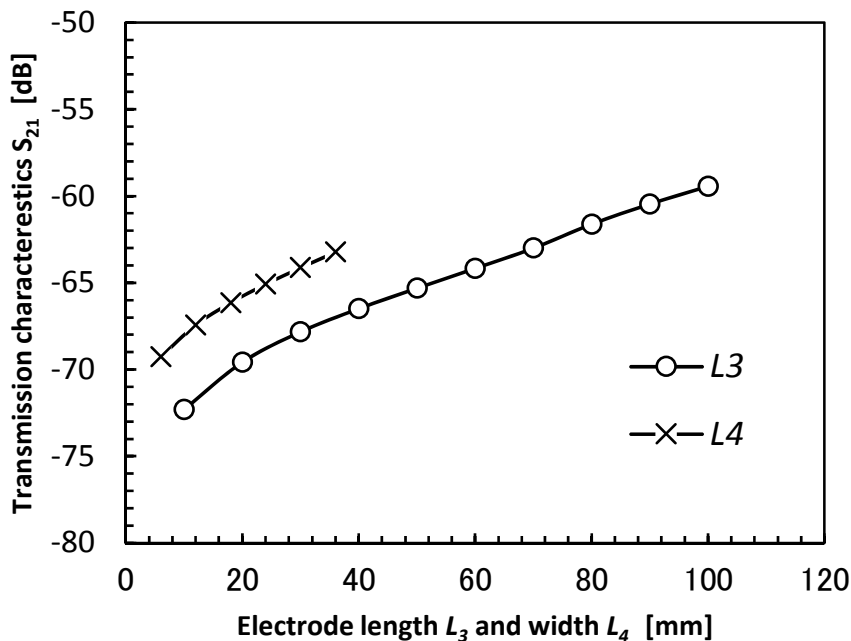


図 3.29 上部電極長 L_3 および上部電極幅 L_4 に対する S_{21} 特性

3.12.3 上部電極と下部電極の間隔 h_2 に対する S_{21} 特性

図 3.30 に上部電極と下部電極の間隔 h_2 の変化に対する S_{21} 特性を示す。上部電極と下部電極の間隔 h_2 以外のパラメータは表 3.8 に示した基本値で固定した。 h_2 の増加に対して S_{21} が増加していることがわかる。これは、上部電極と下部電極および腕部で構成されるキャパシタの間に生じる電位差は、

$$V = -\int_0^h \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} \quad (3.6)$$

と表されるため、 h_2 の増加により電位差が大きくなり、受信抵抗で消費される電力が増加したものと考えられる。また、 $h_2=10$ mm 以上で増加が緩やかになっているのは、図 3.25 (B) に示したように、腕表面から離れるにしたがって、電界が減少することと、 h_2 の増加にともなう上下電極間のキャパシタンスの減少が原因であると考えられる。

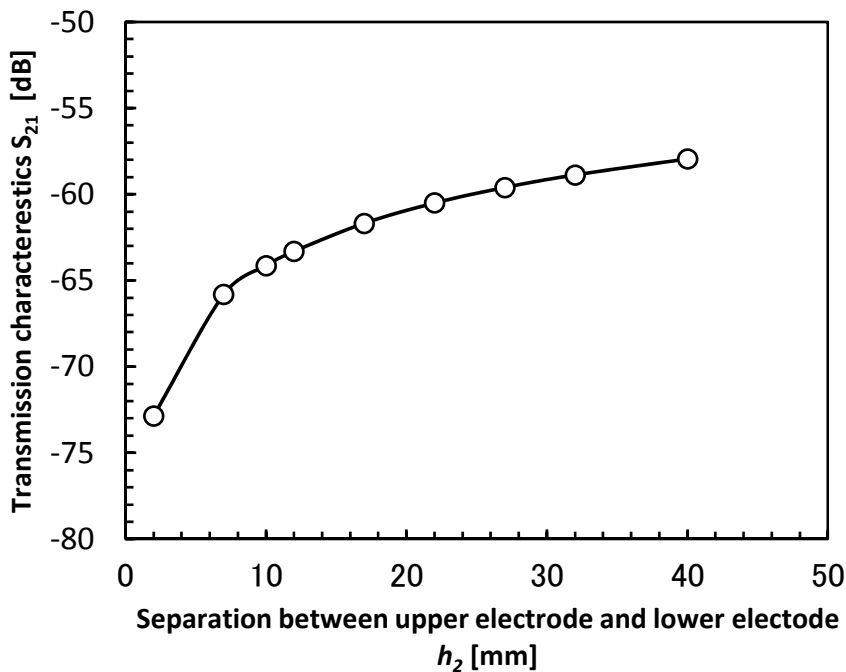


図 3.30 下部電極と上部電極の間隔 h_2 に対する S_{21} 特性

3.12.4 受信抵抗 R_r に対する S_{21} 特性

図 3.31 に受信抵抗 R_r の変化に対する S_{21} 特性を示す．受信抵抗 R_r 以外のパラメータは表 3.8 に示した基本値で固定した． R_r の増加に対して， S_{21} は $R_r=6 \text{ k}\Omega$ において $S_{21}=-63.5 \text{ dB}$ の最大値をもつ特性を示した．受信機および腕部は，図 3.32 に示すような，受信抵抗 R_r ，腕部のインピーダンス Z_{arm} ，上部電極と下部電極および腕部により構成されるキャパシタンス C_{ef} および，その間の電界により生じる電位差 V_g からなる等価回路として表現できる．この等価回路から，受信電力 P_r （受信抵抗 R_r で消費される電力）が最大となるのは，受信抵抗 R_r と腕部のインピーダンス Z_{arm} の間で整合がとれた場合であることがわかる．本検討では $R_r=6 \text{ k}\Omega$ のときに整合がとれて P_r が最大となったと言える．

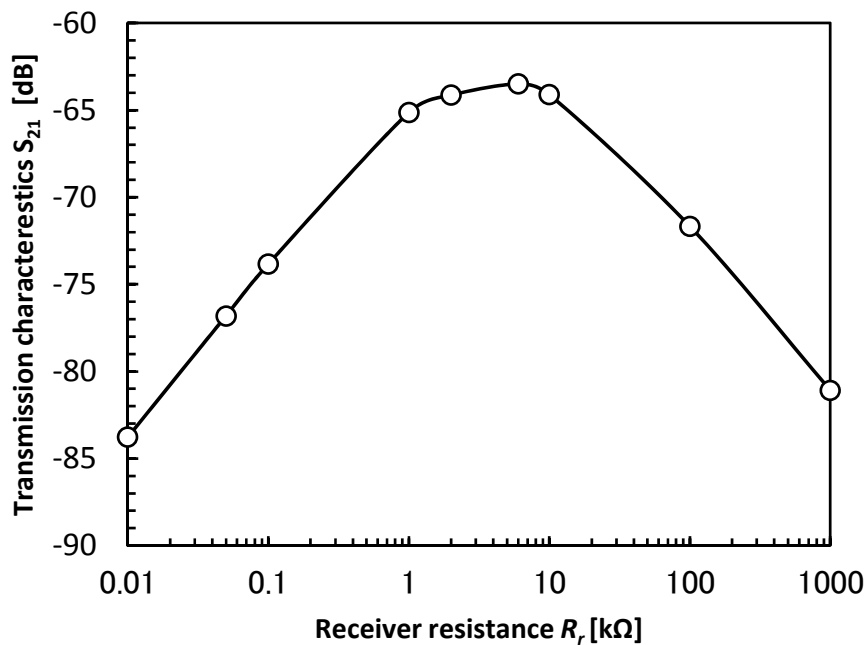


図 3.31 受信抵抗 R_r に対する S_{21} 特性

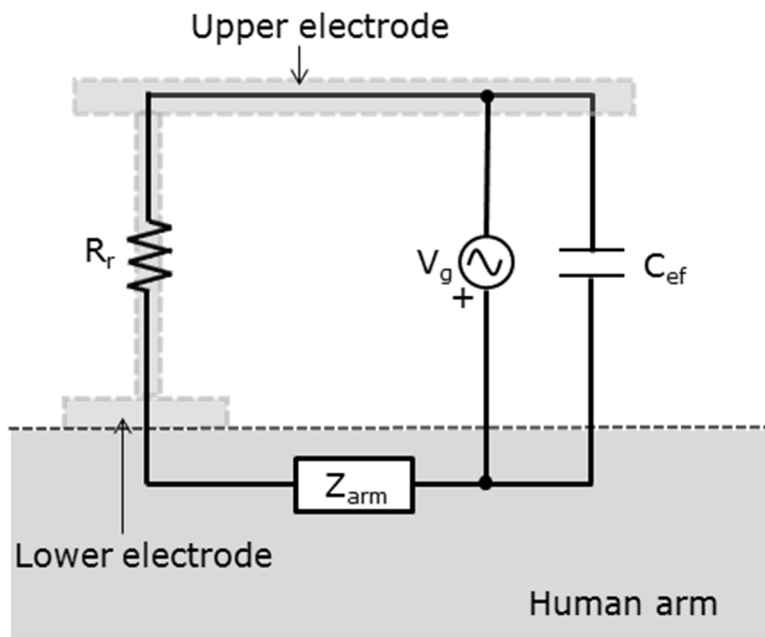


図 3.32 受信機と腕部をあわせた等価回路

3.13 実用サイズの受信機電極設計

解析結果から、携帯端末型受信機のサイズ（60×120×10 mm を想定）で S_{21} が最大かつ上下電極間から腕部および空間を見込んだインピーダンス Z_{in}' の実部が 50Ω となるように受信機の最適化を行った。最適化受信機の寸法を表 3.9 に示す。この寸法するとき、 $Z_{in}' = 49.2 - j2047 \Omega$ と算出されたため、 50Ω の受信抵抗に加え、 $33 \mu\text{H}$ のインダクタンスを電極間に直列に挿入しリアクタンス成分を打ち消した。このとき S_{21} は -44.2 dB と算出され、基本寸法の受信機に比較し 19.9 dB 良好な伝送特性が得られた。

表 3.9 最適化受信機電極の各部寸法

a_2	b_2	L_3	L_4	h_2
13	13	120	60	10

Unit : [mm]

3.14 送受信機の位置関係が S_{21} 特性に与える影響

ここまで、送信機と受信機の電極が均質円柱モデルの同一面上に接触する様な状態を想定し解析を行ってきた。ここでは、送信機と受信機が異なる面に位置する状態、例えば送信機が手首外側に装着され、受信機が手のひらに配置される状態で、伝送特性に変化があるか確認を行う。解析モデルとしては、均質円柱モデルの上面に、図 3.22 (A) に示した 50Ω に最適化された送信電極を配置し、均質円柱モデルの上面あるいは下面に表 3.9 に示した最適化受信機電極を配置した。このとき受信負荷の値は $2 \text{ k}\Omega$ に設定した。受信機が下面に配置される場合には解析領域が広がり、 $270 \times 260 \times 900 \text{ mm}$ となっている。均質円柱モデルの下面は上面と同様に平坦にして受信機電極を完全に接触させている。

解析の結果、いずれの場合でも S_{21} は -55.5 dB と計算された。このことから、受信機が送信機と腕モデル上の異なる面に配置されても伝送特性には影響しないことが明らかとなった。

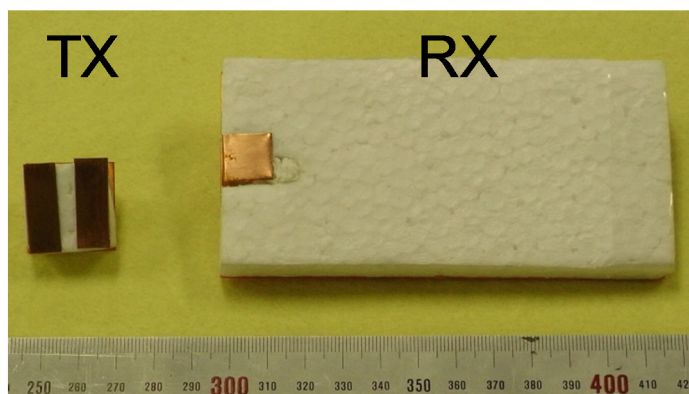
さらに、伝送特性が送信機電極の向きに依存するかを確認するため、送信機電極が 90° 回転した状態（腕モデル長手方向に沿う方向が電極幅になる状態）で伝送特性に変化があるか、同様に解析を行った。その結果、 S_{21} は -69.3 dB と計算され、回転しない状態の $S_{21} = -55.5$ dB に比較して大幅に伝送特性が劣化した。これは、送信電極の位置が 90° 回転したことで人体内外を流れる電流の向きも 90° 回転し、電流および電界による電位差を受信電極で受信しにくくなったためと考えられる。

以上より、高い伝送特性を得るために、送信機は腕の上面下面どちらの位置に装着してもよいが、配置する方向は、これまで示してきたように腕の長手方向に沿う方向が電極長になる状態が適していることが明らかになった。

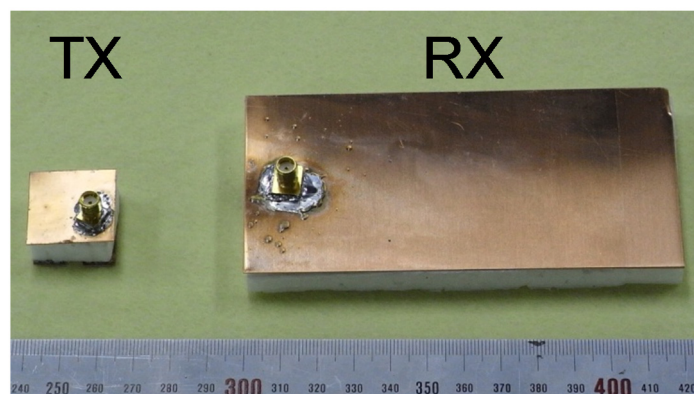
3.15 送受信機電極の試作およびファントムによる実測

3.15.1 送受信機電極の試作

3.8 および 3.13 節において、送信機と受信機として特定の筐体寸法が条件として与えられたとき、その条件の中で最適化された寸法を有する送信機電極および受信機電極を設計した。本節では、それらの送受信電極を試作した。図 3.33 に試作した送信機電極と受信機電極を、表 3.10, 表 3.11 にそれらの寸法を示す。送受信機電極各部の寸法は、図 3.4 に対応している。送信機の電極および回路基板は銅板とし、電極と回路基板の間には発泡スチロールを挿入した。



(A) 人体接触面



(B) 同軸ケーブル接続面

図 3.33 試作送信機 (TX) 電極および受信機 (RX) 電極

表 3.10 最適化送信機の各部寸法

a_1	b_1	d	L_1	L_2	h_1
8.8	24	6.4	24	24	10

Unit : [mm]

表 3.11 最適化受信機の各部寸法

a_2	b_2	L_3	L_4	h_2
13	13	120	60	10

Unit : [mm]

3.15.2 生体等価ファントムの試作

人体通信に関する実測を行う場合、人体実験の問題や、測定条件を一定に保つ必要があるため、人体と等価な電気的特性（導電率および比誘電率）を有するファントムを用いることが望ましい。本稿では、広帯域にわたって人体を模擬するのに適しているとされる高含水ファントム [91]を採用し、寸法は腕部の電磁界解析モデルと同様とした。原材料を調整し試作したファントムの 10 MHz における導電率および誘電率を、ネットワークアナライザを用いて算出したところ、導電率は $\sigma=0.62$ S/m と一致したが、比誘電率は $\epsilon_r=28$ と人体筋肉($\epsilon_r=170$)の 16.5%となった。人体通信における信号伝送は、誘起される電界により行われ、電界強度は、(3.7)式で表される複素誘電率の絶対値に依存すると考えられる。(3.8)式より試作ファントムの誘電正接は $\tan\delta=38.4$ となった。複素誘電率の虚部が実部と比較して十分大きい場合、複素誘電率の絶対値は (3.9)式のように近似できる。このとき、(3.8), (3.9)式より(3.10)式が得られ、複素誘電率の大きさは、周波数と導電率のみに依存し、比誘電率にはよらないことがわかる。参考として、周波数 10 MHz, $\sigma=0.62$ S/m における、各比誘電率に対する複素誘電率の絶対値を表 3.12 に示す。また、電磁界解析により算出した、送信機の励振源を含む zx 面における腕部モデル内および周囲の電界強度を図 3.34 に示す。点線は腕部の外周を示している。表 3.12 および図 3.34 より、複素誘電率の絶対値と電界強度はほとんど変化しないことがわかる。以上のことから、人体筋肉のように $\tan\delta$ が大きな組織を模擬したファントムは、導電率が筋肉の特性と一致していれば、誘起される電界強度は人体腕部を用いて測定した場合と等価とみて問題無いことが確認された。

$$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 + j \tan \delta \varepsilon_r \varepsilon_0 \quad (3.7)$$

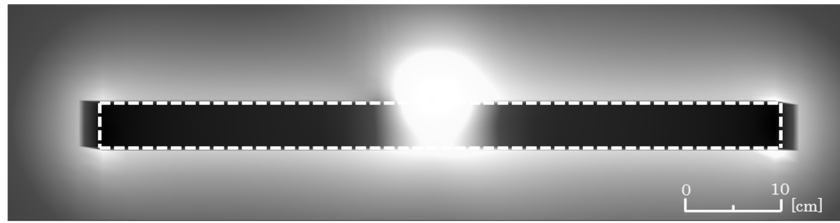
$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_r \varepsilon_0} \quad (3.8)$$

$$|\varepsilon| = \tan \delta \varepsilon_r \varepsilon_0 \quad (3.9)$$

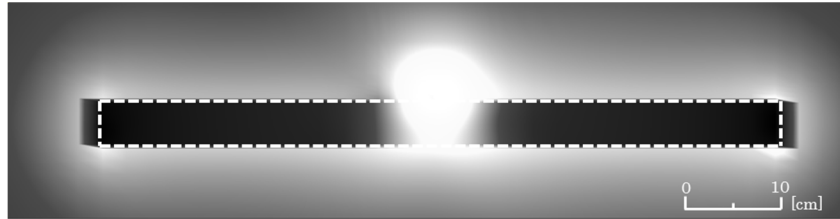
$$|\varepsilon| = \frac{\sigma}{\omega} \quad (3.10)$$

表 3.12 比誘電率の変化に対する複素誘電率の絶対値

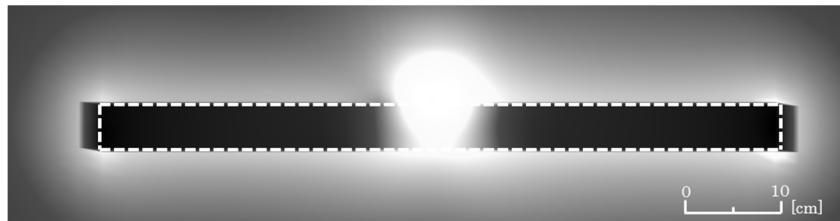
ε_r	1	28	170	300
$ \varepsilon \text{ [}\times 10^{-9} \text{ m}^{-3} \text{ kg}^{-1} \text{ s}^4 \text{ A}^2\text{]}$	9.9	9.9	10	10.2



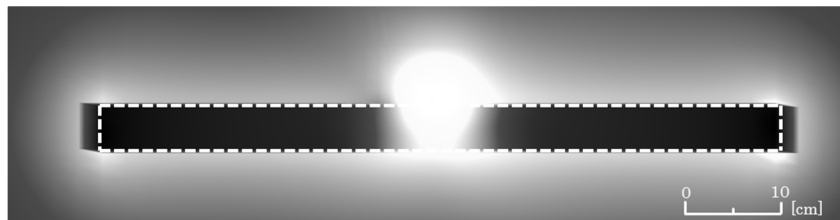
(A) $\epsilon_r=1$



(B) $\epsilon_r=28$



(C) $\epsilon_r=170$



(D) $\epsilon_r=300$

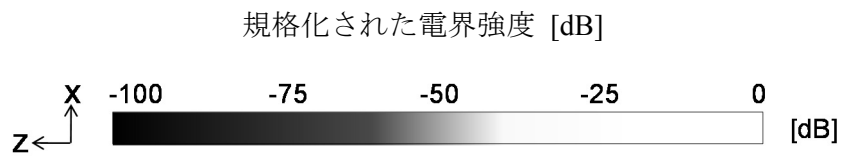


図 3.34 腕モデル周囲および内部の電界強度分布

3.15.3 入力インピーダンスおよび S_{21} 特性の測定

生体等価ファントム(10 MHz において $\epsilon_r = 28$, $\sigma = 0.62$ S/m)を用いて、最適化した送信機の Z_{in} および、最適化した受信機との間の伝送特性 S_{21} を測定した。測定系を図 3.35 に、測定風景を図 3.36 に示す。 Z_{in} および S_{21} の測定にはベクトルネットワークアナライザ (VNA, Agilent, N5230A)を用いた。送信機をファントム先端(指先)から 250 mm, 300 mm, 350 mm の各位置に配置した場合について測定を行った。測定位置はファントム先端(指先)から 250 mm, 300 mm, 350 mm の位置とした。測定結果および解析結果を図 3.37 に示す。各位置において測定値と解析値はよく一致しており、解析結果が妥当であり、前腕部に装着可能な腕時計サイズで、入力インピーダンスが 50Ω となる電極を設計可能であることが確認できた。また、送信機の位置によらず入力インピーダンスが一定となるため、実使用において、装着位置により入力インピーダンスが変動することはないと考えられる。 S_{21} の測定については、送受信機間のグラウンドが結合することで測定に影響が生じる可能性があることを考慮し、信号発生器 (SG, Agilent, 83620A)とスペクトラムアナライザ (SA, Agilent, E4407B)による測定も行った。商用電源を介しての GND の結合を避けるため、SA はバッテリー駆動とした。表 3.13 に示すように、解析値と実測値は若干の差はあるものの、ほぼ一致した。

参考として、通信に必要な受信電力が -80 dBm(1×10^{-11} W)程度と考えると、 $S_{21} = -44.2$ dB のとき、励振源において 30 mV を入力すると所望以上の受信電力が得られる。このとき励振源での消費電力は $4.5 \mu\text{W}$ となる。

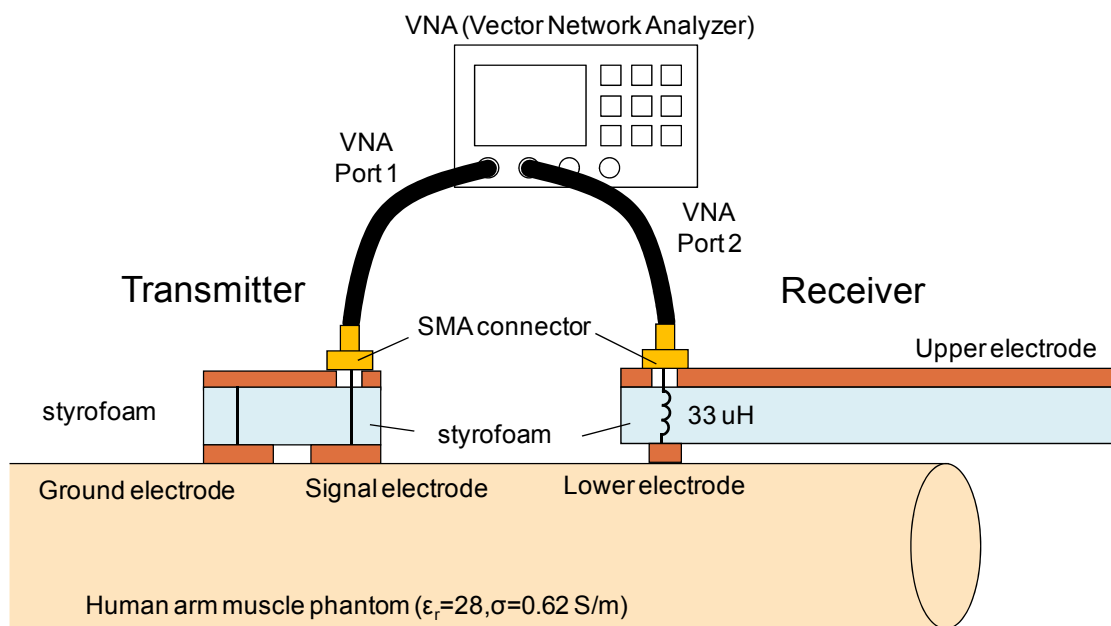


図 3.35 ネットワークアナライザを用いた人体通信の測定系



図 3.36 ネットワークアナライザを用いた人体通信の測定風景

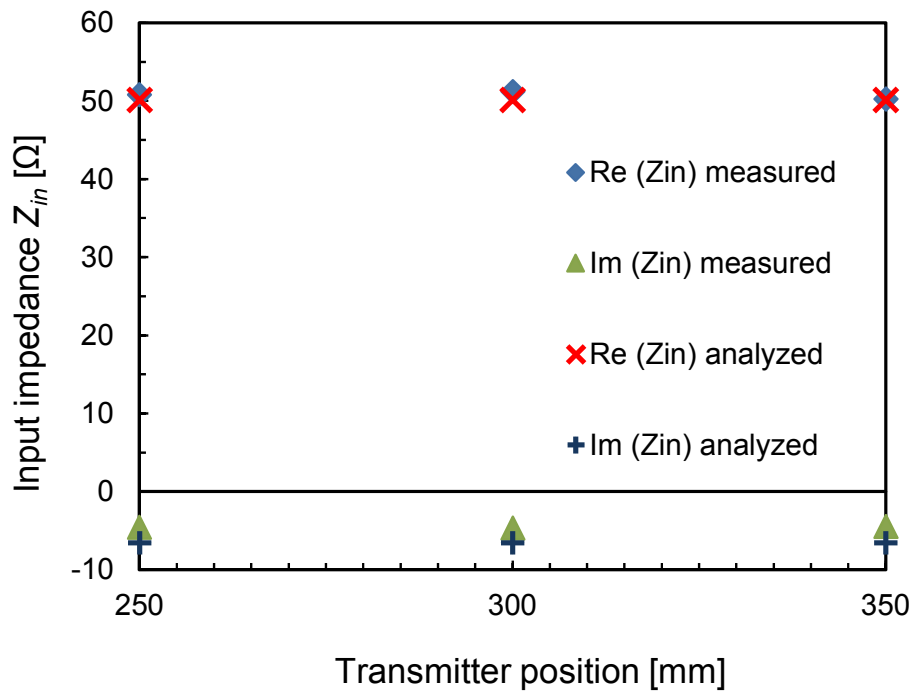


図 3.37 各送信機位置に対する入力インピーダンス実測値と解析値の比較

表 3.13 S_{21} 解析値と実測値の比較

Analyzed	Measured (VNA)	Measured (SG+SA)
-44.2 dB	-47.0 dB	-47.5 dB

3.16 生体および機器に対する安全性の評価

前節において検討したように、励振源において 30 mV を入力したとき、送信機から 10 cm 離れた位置での電界強度は およそ 40 dB μ V/m であった。参考として、group1, classB に分類される医療機器の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 μ V/m であり [92]本研究において設計した電極構造を有する送信機からの放射電界は十分にこれを下回るため、医療機器として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、同様の条件で SAR(Specific Absorption Rate)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 3.4×10^{-3} W/kg となった。これは総務省の電波防護指針 [93]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。また、このときの腕部内最大電流密度はおよそ 0.3 A/m² となった。この値は、国際非電離放射線防護委員会の示す制限値である 10 MHz において 20 A/m² [94] を十分に下回っている。このように、通信により生じる電界や電流の値はそれぞれのガイドラインに示される制限値以下であり、本技術は生体および機器に対して十分に安全な通信技術といえることが明らかとなった。

3.17 本章のまとめ

人体通信システムにおける電極は、人体へ電気信号を入出力する重要なインターフェースであり、電波通信システムのアンテナに相当する。このため、電極の構造と寸法はシステムの電磁両立性、入力特性、伝送特性に大きく影響すると考えられる。本章では、手首などの前腕部に装着されたウェアラブル送信機と、手に持ったスマートフォンの間の人体通信を想定し、均質円柱モデルにより電極の構造寸法と入力インピーダンス特性や伝送特性の定性的な関係を検討した。その結果、以下の項目が明らかになった。

- ・一般的な電波通信システムのアンテナと同様に、送信側と受信側は相互に影響を及ぼさず独立に設計可能であり、励振源や受信負荷のインピーダンスと電極の入力インピーダンスを整合させることが伝送特性改善につながる。

- ・伝送特性向上と周囲への電磁雑音低減という観点から、送信機は二電極接触構造をとることが望ましい。受信機は、腕部に垂直に生じる電界を効率よく受信し伝送特性を向上するため、単一の下部電極と上部電極からなる構造が望ましい。

- ・送信機電極の入力インピーダンスを決定する主な要因が、電極面積および二電極間の間隔であることを明らかにした。また、電極実装面積が指定された場合、電極面積と電極間隔で入力インピーダンスが定式化できることを示した。

- ・送信機および受信機の電極構造調整の結果、伝送特性が向上することを明らかにした。また、受信機においては実装可能な範囲で上部電極の面積を大きくすることが伝送特性向上につながる。さらに、均質円柱モデルを用いて計算された電極の入力インピーダンスや伝送特性は、筋肉ファントムを用いた実験結果とよく一致する。

- ・必要な受信電力として-80 dBm を想定した場合、設計送受信電極 ($S_{21} = -44.2$ dB) を使用した場合の送信機励振源における消費電力は $4.5 \mu\text{W}$ となった。このとき、送信機周囲の電界強度、腕部内の SAR および最大電流密度を計算したところ、いずれも各ガイドラインの制限値以下となり、生体と外部機器に対する安全性が示された。

第 4 章

詳細モデルによる解析と 多層簡略化

第4章 詳細モデルによる解析と多層簡略化

第3章における検討は、人体腕部を一様な電気的特性を有する円柱(均質円柱モデル)でモデル化し、モデルに接触させた送信機の入力インピーダンス特性と電極形状の最適化に関して検討を行った。このような単純な形状かつ単一媒質で構成されるモデルは、伝送メカニズムや人体の基本的なインピーダンス特性の解明等、研究の初期段階では非常に有用である。しかしながら、第2章で示したように、実際の腕部は皮膚、脂肪、筋肉、骨など多数の生体組織によって構成されており、各組織の誘電分散特性も大きく異なる。このため、実人体に装着し、高い伝送効率で通信を行える人体通信機器を設計するためには、より詳細な構造を有するモデルでの検討が必要と考えられる。本章ではまず、多数の生体組織で構成される詳細人体モデルの腕部を用いて、人体通信における送信機に着目し、FDTD法を用いた電磁界解析により、送信機電極の入力インピーダンス特性およびモデル周囲の電界強度分布について検討を行う。さらに、各生体組織が入力インピーダンス特性および伝送特性にどの程度影響を与えるか検討する。

4.1 電磁界解析モデル諸元

本研究では、詳細人体モデルとして、第2章で示した、NICTの提供する数値人体モデル（TARO）の左腕部分を著者らが解析用に加工した詳細腕部モデルを用いた。詳細腕部モデルは皮膚、脂肪、筋肉、血管、腱、皮質骨、海綿骨の7種類の生体組織で構成される。表4.1に10 MHzにおける各組織の電気的特性を示す [75]。皮膚については、乾燥状態、湿潤状態、通常状態それぞれの特性を示す。通常状態の電気的特性は文献 [75]に示されていないため、本研究では乾燥状態と湿潤状態の平均値を通常状態の値とした。加工したモデルを図4.1に示す。肩から指先までの長さは732 mmとなっている。

人体通信送信機電極は、第3章の3.8節において、均質円柱モデルを用いて入力インピーダンスが50 Ωとなるように設計した送信機を用いた。送信機電極の構造を図4.2に改めて示す。信号電極、グラウンド電極、回路基板およびワイヤは完全導体により構成した。電極下面は、腕部モデルに密着するように加工を行った。励振源の出力インピーダンスは50 Ωとし、腕部モデル中央に配置した。FDTD法の解析領域は解析モデルから吸収境界までの自由空間距離が20セルとなるように決定しており、321 × 378 × 951 mmである。いずれの場合も解析領域は不均一セルで表現しており、送受信電極周囲を最小の1 mm、電極部から離れるにしたがって徐々に粗くし、最大で5 mmとした。吸収境界としてはPML境界を使用し、その層数は7層とした。また、励振源における入力波形はブロードバンドパルスとし、回路基板と信号電極の間にギャップ給電を行った。

表 4.1 10 MHz における各組織の電気的特性[75]

Tissue name	Conductivity [S/m]	Relative permittivity
Skin (dry)	0.20	360
Skin (normal)	0.28	290
Skin (wet)	0.37	220
Fat	0.029	14
Muscle	0.62	170
Blood	1.1	280
Tendon	0.41	100
Cortical bone	0.043	37
Cancellous bone	0.12	71

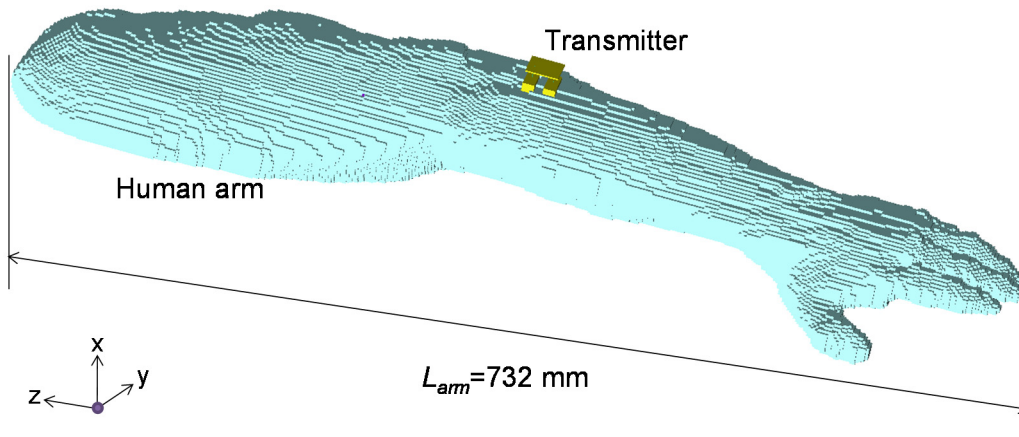


図 4.1 詳細腕部モデル

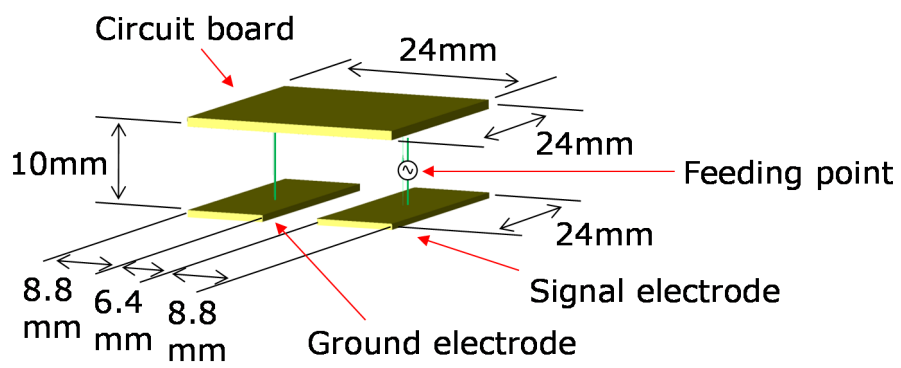


図 4.2 送信機電極モデル

4.2 送信機電極の入力インピーダンス特性

4.2.1 均質円柱モデルと詳細腕部モデルの比較

表 4.1 に示した電気的特性を有する詳細腕部モデルに接触した送信機の励振源から、腕部および空間を見込んだ入力インピーダンス Z_{in} 特性を電磁界解析により算出した。比較のため、解析結果を詳細腕部モデルの全組織を筋肉としたモデルおよび、均質円柱モデルを用いた場合の Z_{in} 特性とあわせて表 4.2 に示す。表 4.2 より、各生体組織で構成される多層構造を有する詳細腕部モデルの場合、他の 2 種類のモデルに比較し大きく Z_{in} 特性が異なっていることがわかる。またこれらの結果から、腕モデルの詳細な形状は入力インピーダンスに影響を与えないことが明らかになった。

表 4.2 10 MHz における腕モデル構造と入力インピーダンスの関係

Simulation model	Re(Z_{in}) [Ω]	Im(Z_{in}) [Ω]
Detailed human arm model	179	-84.9
Detailed human arm model (musclehomogenous)	45.4	-5.88
Muscle homogenous cylinder model	50.1	-6.6

4.2.2 皮膚の水分状態が入力インピーダンスに与える影響

本研究で用いている送信機は、人体に直接接触させるため、電流が最も多く流れる皮膚の水分状態により送信機の入力インピーダンスは大きく変化する可能性がある。そこで、皮膚の状態として、乾燥、湿潤、通常の3種類に関して解析を行った。各状態における皮膚の電気的特性は表 4.1 に示した値を用いた。解析の結果、表 4.3 に示すように、皮膚の状態によって入力インピーダンスの実部はあまり変化しないことが明らかになった。以上より、機器装着者の皮膚の水分状態によって入力インピーダンスは大きく変化せず、例えば発汗が生じる運動時にも安定した通信が可能であると考えられる。また、送信機の入力インピーダンスは皮膚の状態ではなく、皮膚より下層の構造に大きく依存すると予想される。

表 4.3 皮膚の水分状態と入力インピーダンスの関係

Skin condition	$\text{Re}(Z_{in})$ [Ω]	$\text{Im}(Z_{in})$ [Ω]
Dry	180	-127
Normal	179	-84.9
Wet	165	-51.8

4.2.3 各組織が入力インピーダンスに与える影響

皮膚より下の層が入力インピーダンスに与える影響を調べるため、各層の生体組織を空気、脂肪、筋肉、体液のいずれかで置換した場合の入力インピーダンスの変化を解析により算出した。表 4.4 に、置換に用いる空気および各組織の 10 MHz における電気的特性を示す。ただし、皮膚は通常状態とし、腱と血液および皮質骨と海綿骨は同時に置換を行った。解析結果を表 4.5 から表 4.8 に示す。表 4.5 から表 4.8 より、脂肪および筋肉が表に示す物質で置換された場合、入力インピーダンスが大きく変化することがわかる。これは、送信機の入力インピーダンスを決定する主要な組織は脂肪と筋肉（および皮膚）であることを意味している。一方で、筋肉より下層の組織を他の物質で置換した場合の入力インピーダンスの変化はほとんどない。これは、筋肉層より下の部分には、ごく微小な電流しか流れず、入力インピーダンスの決定にはほとんど関与しないためと考えられる。これらの結果より、入力インピーダンス算出の際には、筋肉より下層の組織は任意の組織または空隙としてよいことが明らかになった。

表 4.4 置換に用いる物質の 10 MHz における電気的特性

Tissue name	Conductivity [S/m]	Relative permittivity
Fat	0.029	14
Muscle	0.62	170
Body Fluid	1.5	70
Air	0	1

表 4.5 脂肪によって各組織を置換した場合の入力インピーダンス

Tissue replaced by fat	Re(Z_{in}) [Ω]	Im(Z_{in}) [Ω]
Without replacement	179	-84.9
Muscle	210	-107
Tendon, Blood	179	-85.2
Bone	179	-85
Tendon, Blood, Bone	179	-85.3

表 4.6 筋肉によって各組織を置換した場合の入力インピーダンス

Tissue replaced by muscle	Re(Z_{in}) [Ω]	Im(Z_{in}) [Ω]
Without replacement	179	-84.9
Fat	59	-16.2
Tendon, Blood	179	-85
Bone	177	-84.2
Tendon, Blood, Bone	177	-84.3

表 4.7 体液によって各組織を置換した場合の入力インピーダンス

Tissue replaced by body fluid	Re(Z_{in}) [Ω]	Im(Z_{in}) [Ω]
Without replacement	179	-84.9
Fat	38.3	-5.33
Muscle	175	-82.7
Tendon, Blood	179	-84.9
Bone	177	-83.9
Tendon, Blood, Bone	177	-83

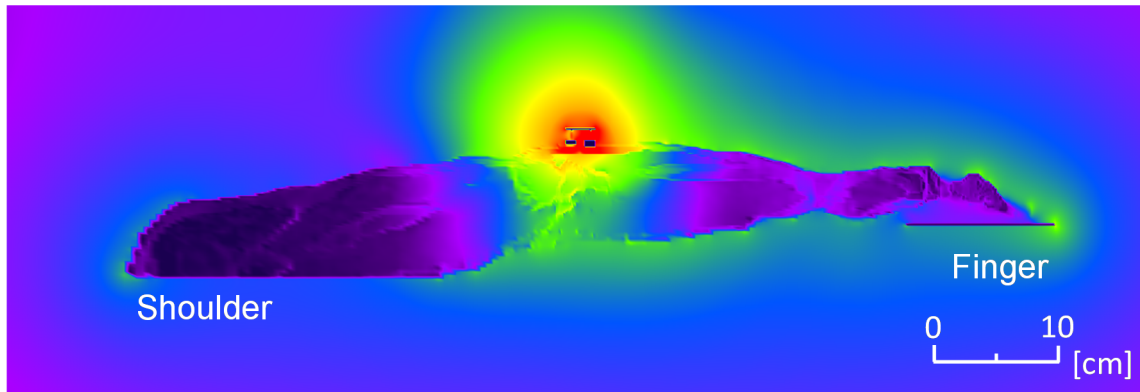
表 4.8 空気によって各組織を置換した場合の入力インピーダンス

Tissue replaced by air	$\text{Re}(Z_{in})$ [Ω]	$\text{Im}(Z_{in})$ [Ω]
Without replacement	179	-84.9
Fat	263	-166
Muscle	236	-131
Tendon, Blood	180	-85.4
Bone	179	-85.1
Tendon, Blood, Bone	180	-85.4

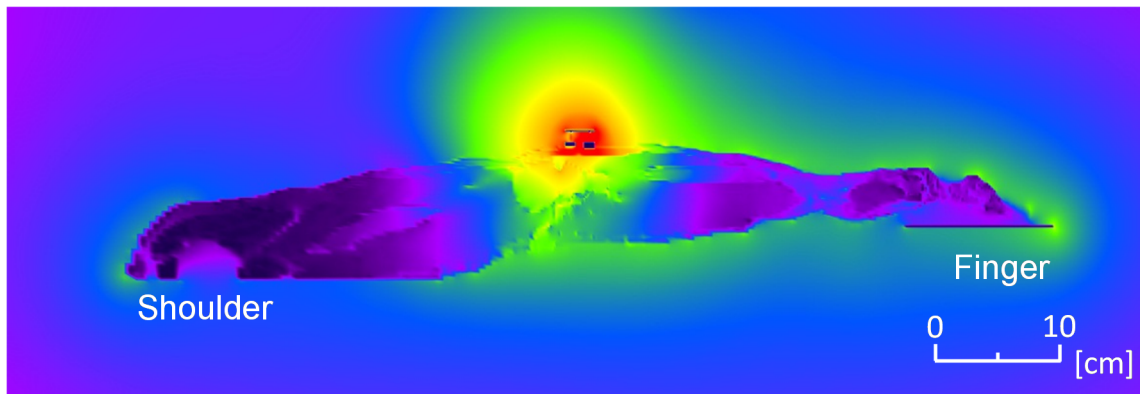
4.3 組織置換による電界分布の変化

4.2 節において、送信機の入力インピーダンス特性を算出する場合には、血管、腱、皮質骨、海綿骨を除外もしくは他の組織で置き換えても問題無いことが確認された。このため、組織数を削減して人体モデルを簡略化することも可能であると考えられる。一方で、人体通信における伝送特性を決定する要因を考えると、人体表面および内部を流れる電流だけでなく、送信機によって励起される電界も重要であることが第3章の検討から明らかになっている。したがって、人体通信の特性評価には、送信機の入力インピーダンス特性に加えて、人体周囲の正確な電界分布を算出する必要がある。本節では、筋肉より下層の組織を他の物質で置換した場合の腕モデル周囲の電界分布について検討を行った。

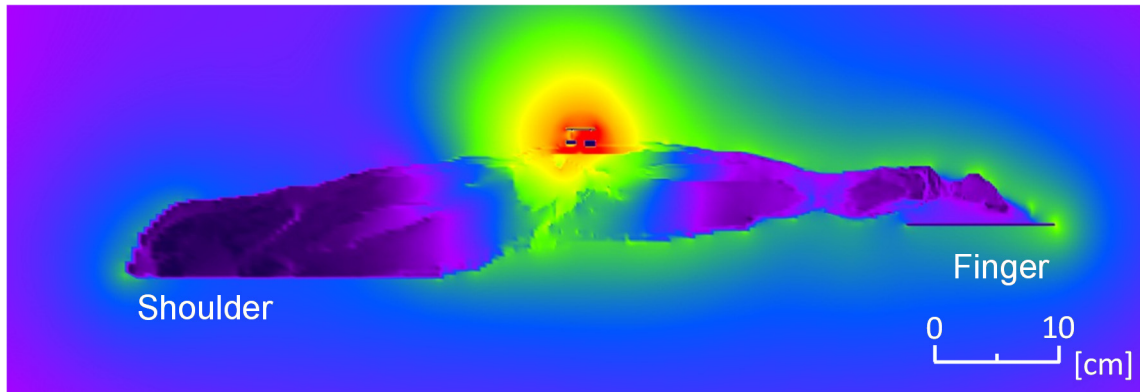
図 4.3 に、詳細腕モデル周囲および内部に励起される電界の実効値分布を示す。電界分布の観察面は、送信機の励振源を含む zx 面とした。図 4.3 (a) は、詳細腕モデルの組織を置換しない場合の、(b)～(e) は筋肉より下層の生体組織を表に示す組織で置換した場合の電界分布を示している。図 4.3 (a)～(e) より、筋肉より下層の組織を他の物質で置換した場合の電界分布は、置換を行わない詳細モデルの場合に比較してわずかに違いがあることがわかる。これは、皮膚、脂肪、筋肉だけではなく血液、腱、皮質骨、海綿骨が腕部周辺の電界分布に影響を与えることを意味している。図 4.3 (a)～(e) を詳細に観察すると、置換した物質の導電率が小さいほど腕モデル周囲および内部の電界強度が大きくなっていることが確認できる。これは、置換する物質の導電率によって、電界強度が強くなるか弱くなるかが決定されることを示している。例えば腕内部の組織が、本来より大きな導電率を有する組織で置換された場合、腕モデル全体は本来よりも導電体に近い物質とみなせる。したがって、腕内部の電界強度は減少し、それにとまって腕モデル周囲の電界強度も減少すると考えられる。一方で、腕内部の組織が、本来より小さな導電率を有する組織で置換された場合、腕モデル全体は本来よりも誘電体に近い物質とみなせる。したがって、腕内部の電界強度は増加し、それにとまって腕モデル周囲の電界強度も増加すると考えられる。



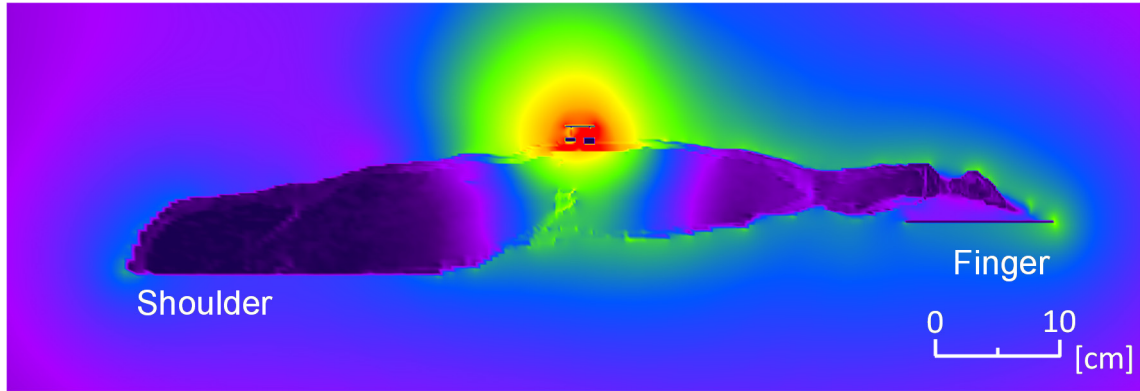
(a) 置換無し



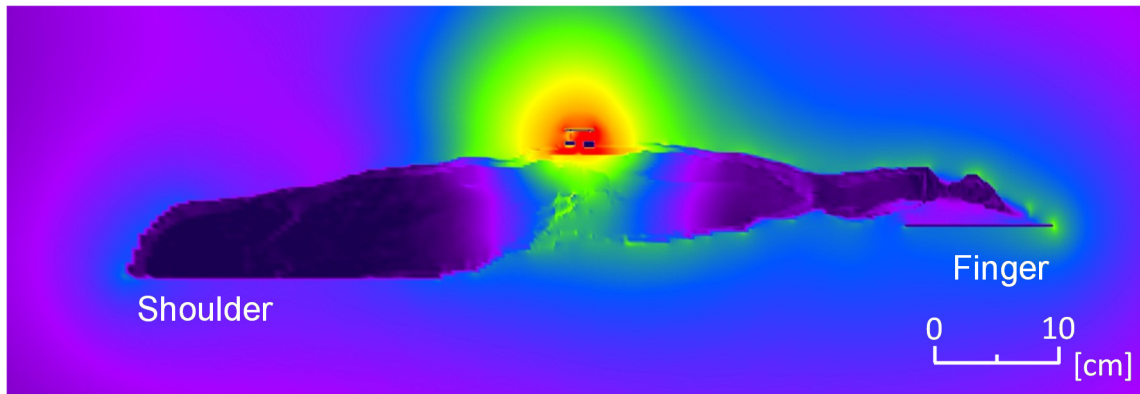
(b) 空気による置換



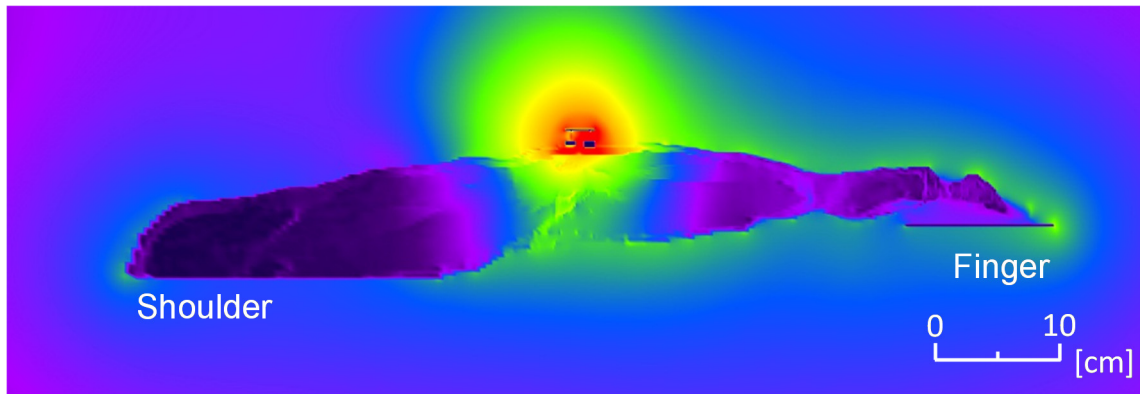
(c) 脂肪による置換



(d) 筋肉による置換



(e) 体液による置換



(f) $\sigma=0.2$ [S/m], $\epsilon_r=50$ の物質で置換

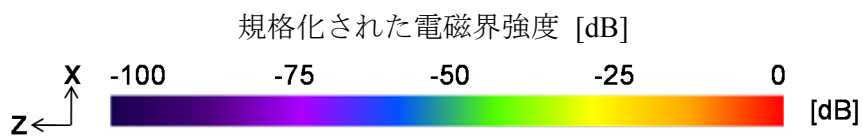


図 4.3 腕モデル周囲および内部の電界強度分布

4.4 組織置換による S_{21} 特性の変化

4.3 節において、筋肉より下層の組織を、異なる電気的特性を有する他の組織で置換すると、腕モデル周囲および内部の電界分布が変化することが明らかになった。人体通信における送受信機間の伝送特性は、人体表面および内部を流れる電流だけでなく、人体周囲に励振される電界にも影響を受ける。したがって、組織の置換による電界分布の変化にともなって、 S_{21} も変化することが予想される。本節では組織を置換した場合の送受信機間の伝送特性 S_{21} を電磁界解析によって算出した。

表 4.9 に、筋肉より下層の組織を他の組織で置換した場合の、送受信機間の伝送特性 S_{21} を示す。表中の S_{21} は、値が小さい順に並べた。この S_{21} の順番は、図 4.3 に示した電界分布の強度が小さい順に対応している。このことから、腕内部の組織の置換による電界強度の変化が、送受信機間の伝送特性 S_{21} に影響を与えることは明らかである。

一例として、正確な電界分布および S_{21} を算出する際に、筋肉より下層の組織を置換する物質の電気的特性として適当な値を提案する。図 4.3 (f) に、筋肉層以下の組織を導電率 $\sigma=0.2$ [S/m] 比誘電率 $\epsilon_r=50$ の物質で置換した場合の電界分布を示した。図 4.3 (f) に示した電界分布は、同図(a)に示した置換を行わない場合の電界分布と非常によく一致している。加えて、表に示すように、提案する電気的特性を有する物質で置換を行った場合と、置換を行わない場合で、 S_{21} もよく一致することがわかった。この、導電率 $\sigma=0.2$ [S/m] 比誘電率 $\epsilon_r=50$ という電気的特性を有する物質は、高含水ファントムとして比較的容易に作製できるため、ファントムを利用した人体通信の実験的評価にも有用であると考えられる。

以上の結果から、筋肉より下層部を特定の電気的特性を有する物質で代替することによって、組織数を削減しモデルを簡略化しつつも、正確な入力インピーダンス、電界分布、伝送特性が得られることが明らかになった。また、表からわかるように、筋肉層以下の組織を筋肉で置換した場合にも、置換を行わない完全なモデルと比較して電界分布の差はわずかであり、 S_{21} の差も 2 dB 程度しかない。このため、皮膚、脂肪、筋肉のみでモデルを構成しても、実人体を想定した精度の高い解析が十分可能であると考えられる。

また、筋肉の電気的特性についても、高含水ファントムとして容易に作成可能であるため、実験的な検討を行う場合のファントム作製過程を大幅に簡略化することにつながる。

表 4.9 送受信機間の伝送特性 S_{21}

Material assigned below the muscle	S_{21} [dB]
Air	-77.2
Fat	-77.8
Without replacement	-78.3
Sample material ($\sigma=0.2$ [S/m], $\epsilon_r=50$)	-78.1
Muscle	-80.3
Body fluid	-81.6

4.5 多層円柱モデルの提案

ここまで検討してきたように，電磁界解析は人体通信における諸特性の評価を行う上で非常に有力な手段である．第3章では，人体腕部を一様な電気的特性を有する円柱で近似した均質円柱モデルを利用して，電極構造による電極の入力インピーダンス特性の変化を解析し，電極構造の最適化が可能であることを示した．4.4節までに，実人体の形状と組織を厳密に再現した数値人体モデルの左腕部分を用いて，筋肉組織に加えて皮膚や脂肪組織が人体通信の諸特性に大きな影響を与えることを明らかにした．これらのことから，人体通信における入力特性，伝送特性を評価し，機器の最適化を行い，高い伝送効率で通信を行える人体通信機器を設計するためには，例えばここまで示したような詳細な数値人体モデルを利用することが理想的である．しかしながら，第2章のFDTD計算に必要な計算機資源においても示したように，FDTD法において，モデルの大規模化や高空間分解能化は多量の計算機資源を必要とする．さらに，詳細なモデルの場合は，想定する状況にあわせモデルの姿勢を変形したり，加工したりすることも容易ではない．例えばNICTの提供する数値人体モデルTAROは，モデルの空間分解能が $2 \times 2 \times 2 \text{ mm}$ であり，モデル身長に比較して非常に細かいメッシュ分割を行う必要が生じる．

ここでは，人体腕部を層構造を有する円柱で模擬したモデル(以降，多層円柱モデル)を用いて，FDTD法による人体通信送信機の入力インピーダンス特性解析を行い，詳細人体モデルを用いて得られた結果と比較を行う．

4.5.1 多層簡略化を施した電磁界解析モデル

簡略化モデルの検討を行うため，三次元電磁界シミュレーションソフトを用いてFDTD法による解析を行った．詳細人体モデルとして，図4.1で示した，NICTの提供する数値人体モデル(TARO)の左腕部分を，著者らが解析用に加工した詳細腕部モデルを用いた．最も簡略な腕モデルとしては，図4.4に示す均質円柱モデルを用いた．そして，図4.5に多層円柱モデルを示す．4.4節までの検討で，詳細モデルに含まれる内部の四組織(血管，腱，皮質骨，海綿骨)は送信機の入力インピーダンス特性にほとんど

ど影響を与えないことが明らかになったため、モデルは皮膚、脂肪、筋肉の三層で構成した。多層円柱モデルの各層の厚さは、皮膚層 s mm, 脂肪層 f mm, 筋肉層 l mm とした。10 MHz 単一の周波数の解析を行う場合には、表 4.1 に示した個別の電気的特性を適用し、広い周波数帯域における解析を行う場合には、各腕モデルの組織には、Cole-Cole 型分散媒質の電気特性を適用した [70]。また、送信機電極各部の寸法は図 4.6 に示すとおりであり、励振源の内部抵抗を 50Ω とした。送信機構成材料は全て完全導体とした。電極は各腕モデルの長さ方向および横方向の中心部に配置した。FDTD 法の解析領域は解析モデルから吸収境界までの自由空間距離が 20 セルとなるように決定しており、均質円柱モデルと多層円柱モデルのいずれの場合も $265 \times 260 \times 950$ mm である。解析領域は不均一セルで表現しており、送受信電極周囲を最小の 1 mm, 電極部から離れるにしたがって徐々に粗くし、最大で 5 mm とした。吸収境界としては PML 境界を使用し、その層数は 7 層とした。また、励振源における入力波形はブロードバンドパルスとし、回路基板と信号電極の間にギャップ給電を行った。

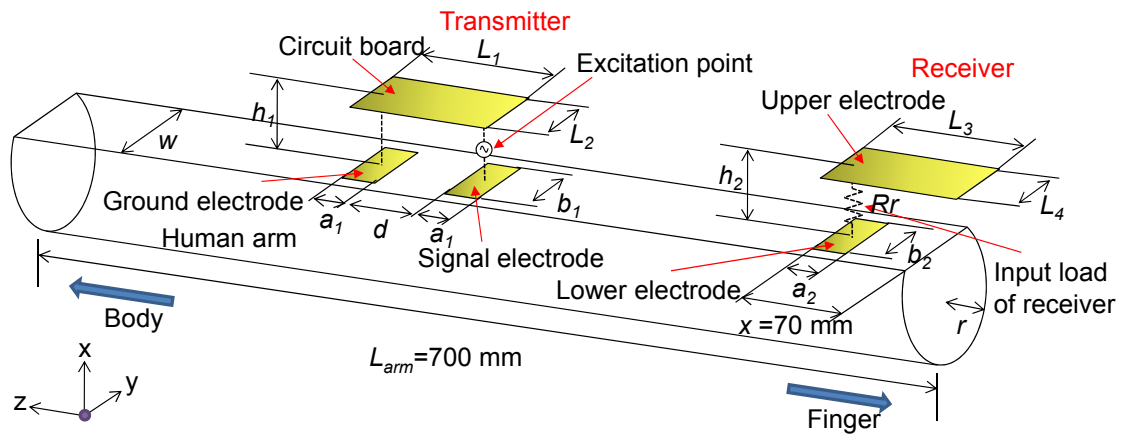


図 4.4 均質円柱モデル

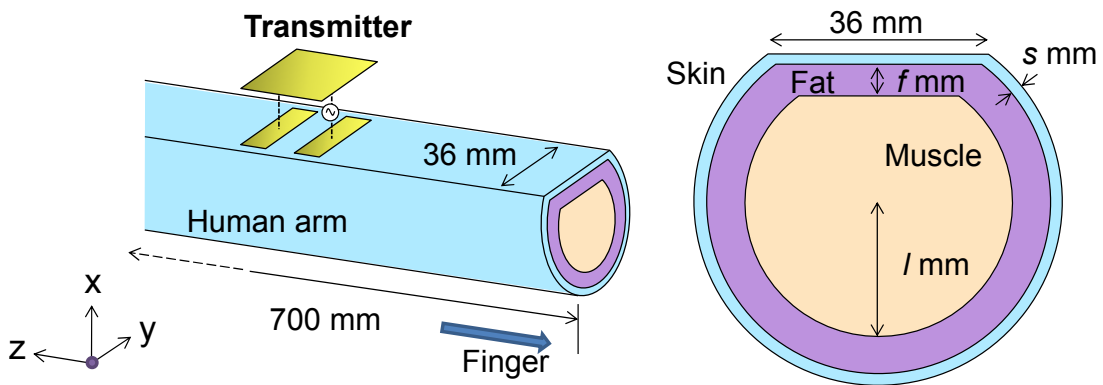


図 4.5 多層円柱モデル

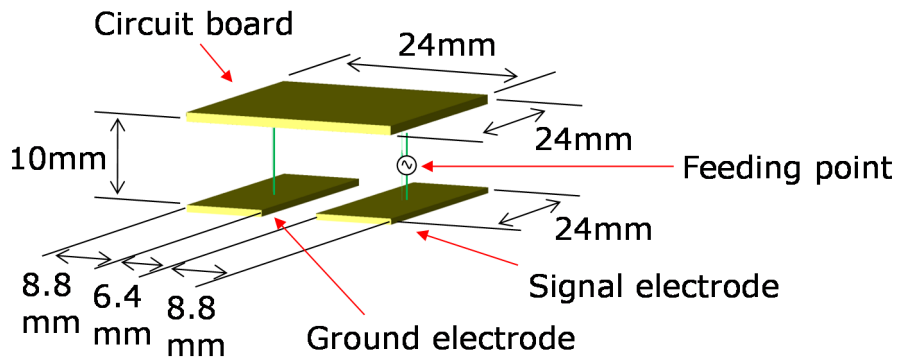


図 4.6 送信機電極モデル

4.5.2 多層円柱モデルの組織厚決定

多層円柱腕モデルの外形寸法は、日本人成人男女の平均的な体型 [89]を考慮し、長さ 700 mm, 半径 30 mm とした。さらに、平板電極を腕モデルに完全に接触させるために、円柱表面から直径の 10%の位置をカットし、幅 36 mm の平坦部を有する構造とした。各組織の厚みを決定するため、表 4.10 に示す腕部組織の体積比（皮膚 8%, 脂肪 12.5%, 筋肉 67%, 骨 12.5%） [95]を参考にして、実人体に近い範囲で各組織厚を変化させた場合の 10 MHz における電極入力インピーダンスを算出した。このとき、16 歳以上の男女の前腕における皮膚厚（表皮厚+真皮厚）が 0.7~1.3 mm 程度 [96], 18~20 歳の男女の前腕における皮下脂肪厚が 3.6~5.0 mm 程度 [97]との報告にもとづいて皮膚厚および脂肪厚の変化範囲を定めた。

表 4.10 円柱多層モデル各組織の電気的特性と体積比 [70] [95]

Tissue name	Conductivity [S/m]	Relative permittivity	Volume [%]
Skin	0.28	290	8.00
Fat	0.029	14	12.5
Muscle	0.62	170	67.0
Bone	0.62	170	12.5

表 4.11 に各組織の厚さおよび組成比に対する入力インピーダンスの解析結果を示す。比較のため、詳細モデルを用いた場合の入力インピーダンスを最上段に示した。表 4.11 からわかるように、皮膚層 1 mm, 脂肪層 4 mm, 筋肉層 25 mm の組み合わせの場合が詳細モデルと多層円柱モデルで最も入力インピーダンスの差が少なくなっている。また、このとき円柱多層モデルの組成比は皮膚 6.6%, 脂肪 24%, 筋肉 69.4%となり、前述した腕部の組成比として報告されている皮膚 8%, 脂肪 12.5%, 筋肉と骨の合計 79.5% [95]に近い値となり、長さ方向に均質なモデルとしては妥当な組織厚であると言える。この結果から、多層円柱モデルの各組織の厚さとしては、皮膚層 1 mm, 脂肪層 4 mm, 筋肉層 25 mm を採用する。寸法を決定した多層円柱モデルを図 4.7 に示す。

表 4.11 円柱多層モデル各組織の厚さに対する入力インピーダンス

Thickness and volume of each tissue	$\text{Re}(Z_{in})$ [Ω]	$\text{Im}(Z_{in})$ [Ω]
Detailed model	179	-84.9
Skin: 1 mm, 6.6%		
Fat: 3 mm, 18.3%	170	-78.4
Muscle: 26 mm, 75.1%		
Skin: 1 mm, 6.6%		
Fat: 4 mm, 24%	179	-85.7
Muscle: 25 mm, 69.4%		
Skin: 2 mm, 12.9%		
Fat: 3 mm, 17.7%	138	67.2
Muscle: 25 mm, 69.4%		
Skin: 2 mm, 12.9%		
Fat: 4 mm, 28.3%	170	69.4
Muscle: 24 mm, 58.8%		

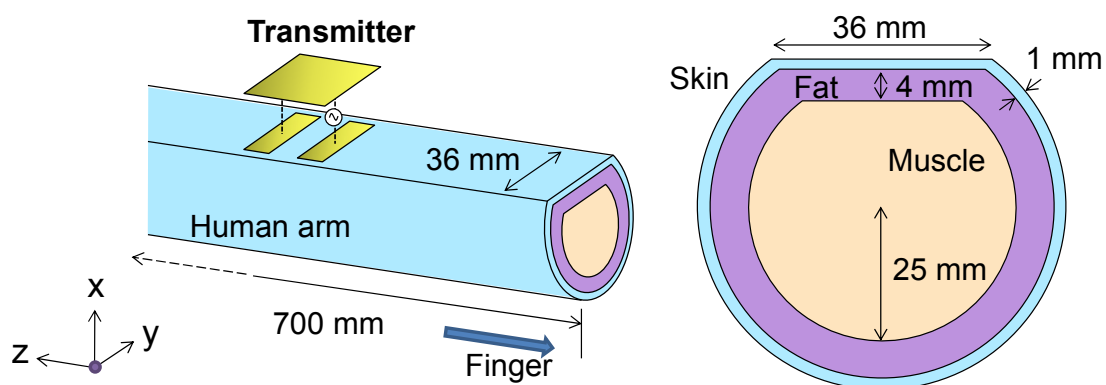


図 4.7 各組織の厚さを決定した多層円柱モデル

4.6 各モデルによる入力インピーダンス特性の比較

4.6.1 均質円柱モデルと詳細腕部モデルの比較

図 4.8 に、均質円柱モデルと詳細腕部モデルのそれぞれを用いた場合の、1 MHz~1 GHz における送信機電極の入力インピーダンス特性を示す。図 4.8 から、均質円柱モデルと詳細腕部モデルの入力インピーダンスは、1 MHz~1 GHz の範囲で大きく異なることが確認された。これは 4.2 節における結果にそったものであり、周波数帯域が変わっても、筋肉のみで構成される均質円柱モデルでは、多数の組織を有する詳細腕部モデルを用いた場合のように正確な入力インピーダンスは算出できないことが明らかになった。

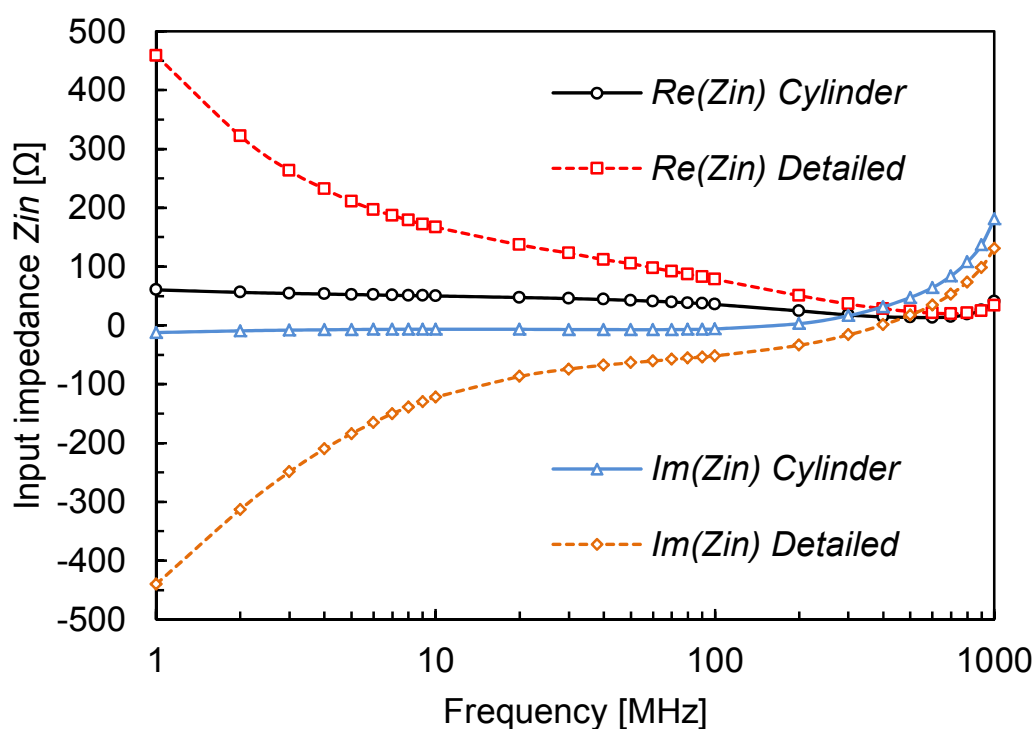


図 4.8 送信機電極の広帯域入力インピーダンス特性
(均質円柱モデルと詳細腕部モデルの比較)

4.6.2 詳細腕部モデルと多層円柱モデルの比較

図 4.9 に、詳細腕部モデルと円柱多層モデルのそれぞれを用いた場合の、1 MHz~1 GHz における送信機電極の入力インピーダンス特性を示す。図 4.9 から、多層円柱モデルと詳細腕部モデルの入力インピーダンスは、1 MHz~1 GHz の範囲でよく一致することが確認された。一例として、10 MHz における多層円柱モデルのインピーダンスは $Z_{in} = 176 - j 118 \Omega$ で、詳細腕部モデルのインピーダンスは $Z_{in} = 167 - j 122 \Omega$ であった。表 4.11 に示した入力インピーダンスと、若干値が異なっているのは、広帯域の周波数特性を計算するために、各腕モデルの組織に Cole-Cole 型分散媒質の電気特性を適用したためである。本検討より、円柱のように単純な立体の組み合わせ、かつ少ない組織で構成したモデルであっても、広帯域にわたって詳細モデルと同様のインピーダンス特性が解析できることが明らかとなった。この簡略化された腕モデルを用いて、第 3 章の 3.7 節で実施した電極入力インピーダンスの定式化を行うことで、シミュレーションベースで効率よく電極の設計が可能になると考えられる。

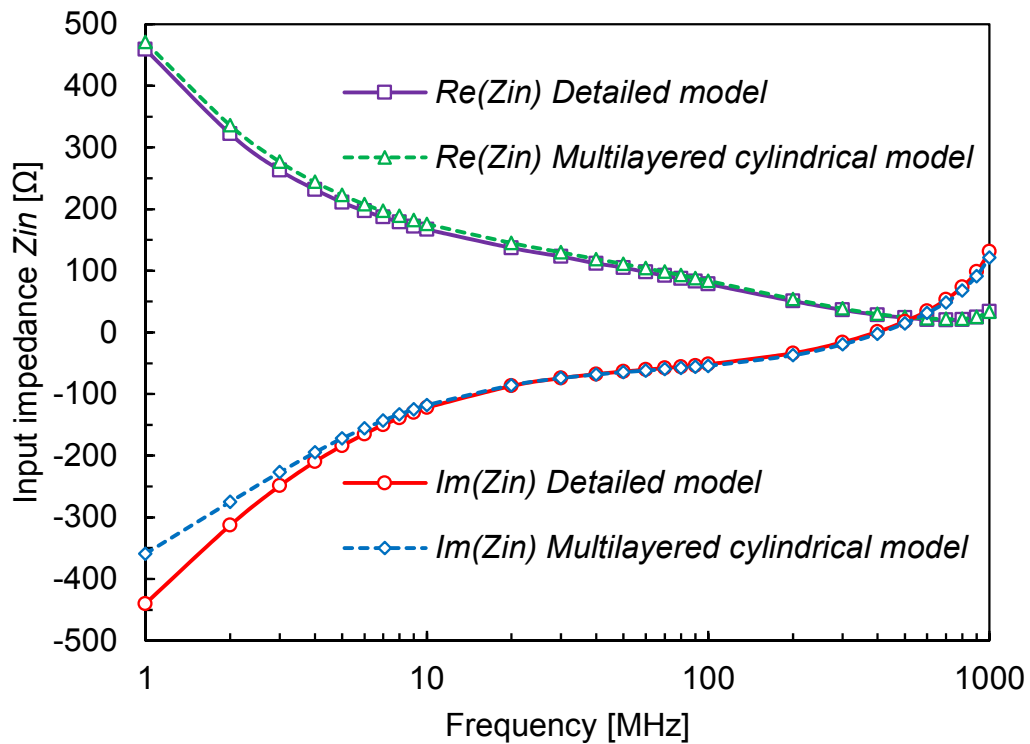


図 4.9 送信機電極の広帯域入力インピーダンス特性
(詳細腕部モデルと多層円柱モデルの比較)

4.7 積層角柱構造によるさらなる簡略化

ここでは、次章におけるファントム開発を目指し、さらなる腕モデル構造の簡略化を行う。図 4.10 に、腕部各組織の層を単純な角柱で構成した、積層構造モデルを示す。長手方向には 700 mm で、送信機電極はモデル中央部に配置した。FDTD 法の解析領域は解析モデルから吸収境界までの自由空間距離が 20 セルとなるように決定しており、 $260 \times 260 \times 950$ mm である。解析領域は不均一セルで表現しており、送受信電極周囲を最小の 1 mm、電極部から離れるにしたがって徐々に粗くし、最大で 5 mm とした。吸収境界としては PML 境界を使用し、その層数は 7 層とした。また、励振源における入力波形はブロードバンドパルスとし、回路基板と信号電極の間にギャップ給電を行った。本モデルでは、Cole-Cole 型分散媒質の電気特性を採用した際に、より広帯域で詳細腕部モデルと入力インピーダンス特性が一致するよう、脂肪層の厚みを 4 mm から 3 mm

に変更している．図 4.11 に，詳細腕部モデルおよび積層角柱モデルを用いた場合の，1 MHz~1 GHz における送信機電極の入力インピーダンス特性を示す．図 4.11 から，詳細腕部モデルと多層円柱モデルの入力インピーダンスは，1 MHz~1 GHz の範囲できわめてよく一致することが確認された．一例として，10 MHz における詳細腕部モデルのインピーダンスは $Z_{in} = 167 - j122 \Omega$ で，多層円柱モデルのインピーダンスは $Z_{in} = 169 - j117 \Omega$ であった．また，図 4.11 には示していないが，多層円柱モデルで計算した場合の 10 MHz におけるインピーダンスは $Z_{in} = 176 - j118 \Omega$ である．この結果より，多層円柱モデルからさらなる簡略化を行い，単純な角柱の積層構造で構成したモデルであっても，広帯域にわたって詳細モデルと同様のインピーダンス特性が解析できるといえる．

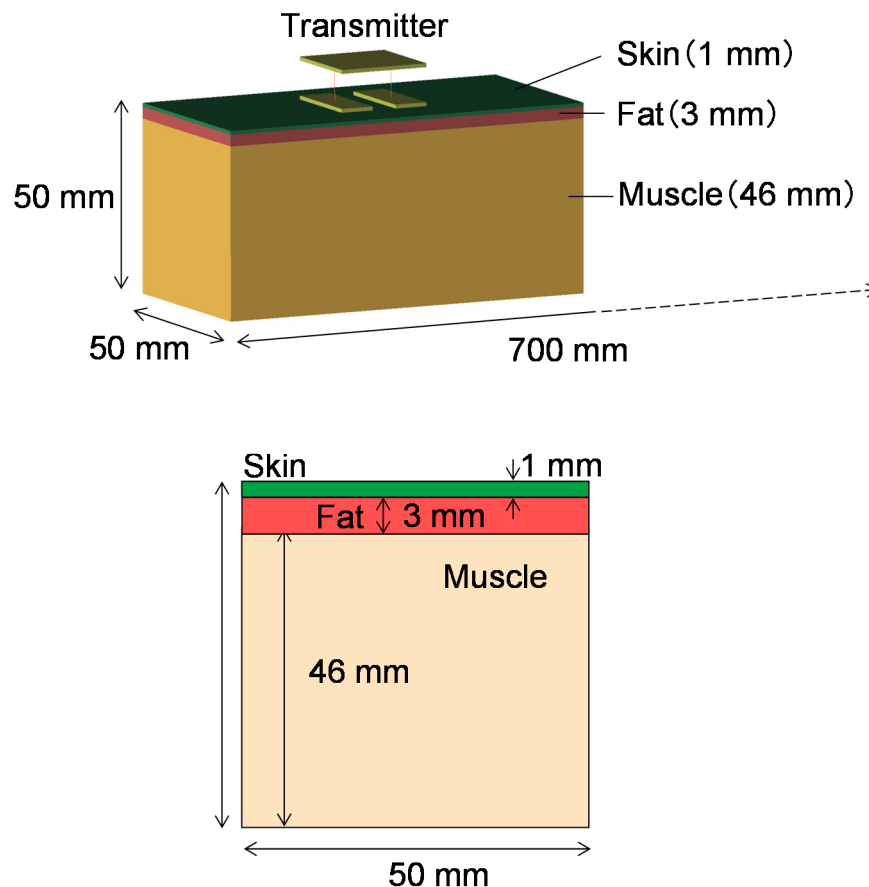


図 4.10 積層角柱モデル

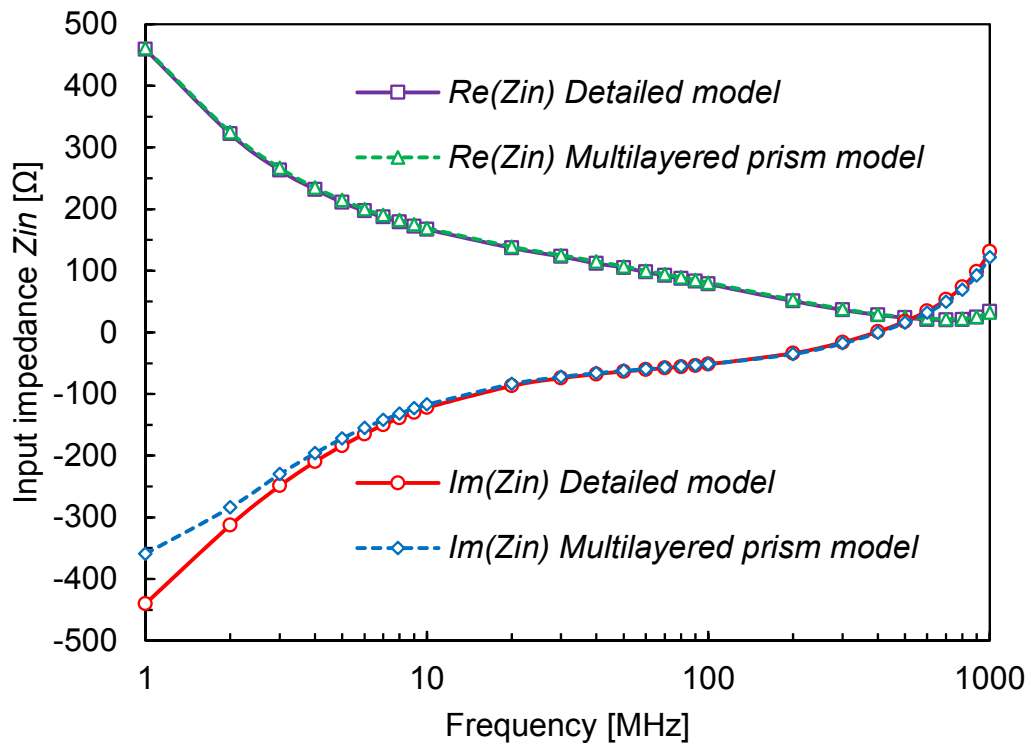
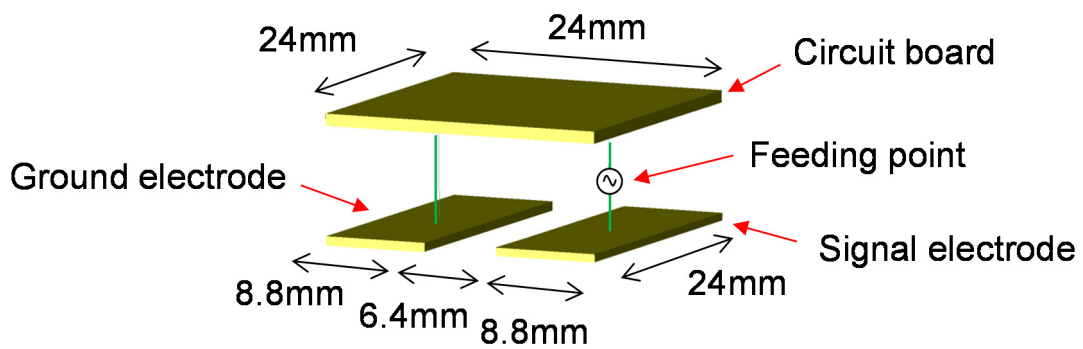


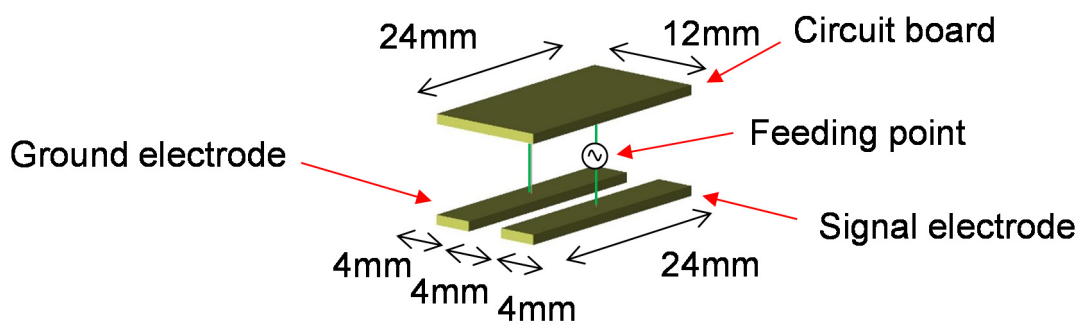
図 4.11 送信機電極の広帯域入力インピーダンス特性
(詳細腕部モデルと積層角柱モデルの比較)

4.8 異なる電極形状による簡略化モデルの検証

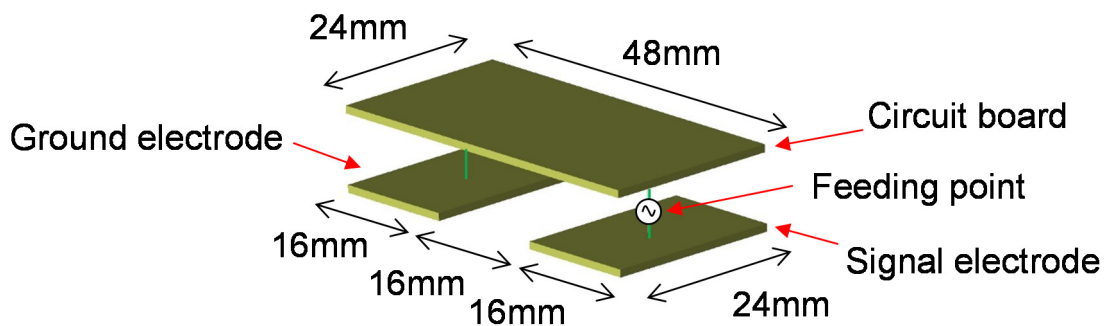
4.6 および 4.7 節では、第 3 章の 3.8 節において、実用サイズの送信機電極として設計した 1 種類の電極形状のみでしか入力インピーダンス特性の評価を行っていない。このため、多層円柱モデルや積層角柱モデルといった簡略化モデルが、どのような形状寸法の電極でも有効であるかは確認できていない。ここでは、送信機の信号電極およびグラウンド電極の寸法によって結果に違いが生じる可能性を考慮し、第 3 章の 3.8 節において実用サイズの送信機電極として設計した (A) 中型電極 (電極長 8.8 mm, 電極幅 24 mm, 電極間隔 6.4 mm) に加え、(B) 小型電極 (電極長 4 mm, 電極幅 24 mm, 電極間隔 4 mm), (C) 大型電極 (電極長 16 mm, 電極幅 24 mm, 電極間隔 16 mm) を用いて検討を行った。図 4.12 に(A)~(C)の電極寸法を示す。



(A) 中型電極 (3.8 節において設計の電極)



(B) 小型電極



(C) 大型電極

図 4.12 異なる三種類の送信機電極

図 4.13 および図 4.14 に、詳細腕部モデルおよび積層角柱モデルを解析に用いた場合の、10, 20, 30 MHz における送信機電極の入力インピーダンス特性を示す。図 4.13 は図 4.12 (B) に示した小型電極を用いた場合、図 4.14 は、図 4.12 (C) に示した大型電極を用いたときの入力インピーダンス特性である。詳細腕部モデルと積層角柱モデルで最も入力インピーダンスの差が大きかったのは、大型電極を使用した場合の 10 MHz における虚部で 10.8% であり、他の条件では入力インピーダンスの差はいずれも数%以下であった。以上の結果より、本研究で提案する簡略化モデルは、特定の電極形状寸法の電極以外でも有効であると考えられる。

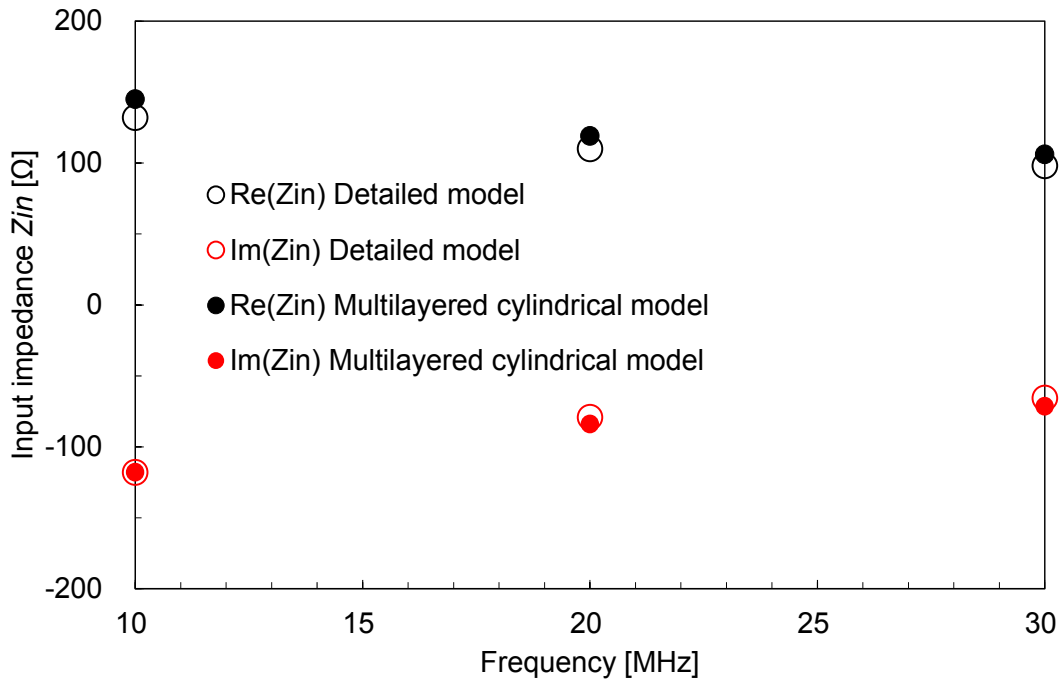


図 4.13 (B) 小型電極（電極長 4 mm，電極幅 24 mm，電極間隔 4 mm）による送信機電極の入力インピーダンス特性（詳細腕部モデルと積層角柱モデルの比較）

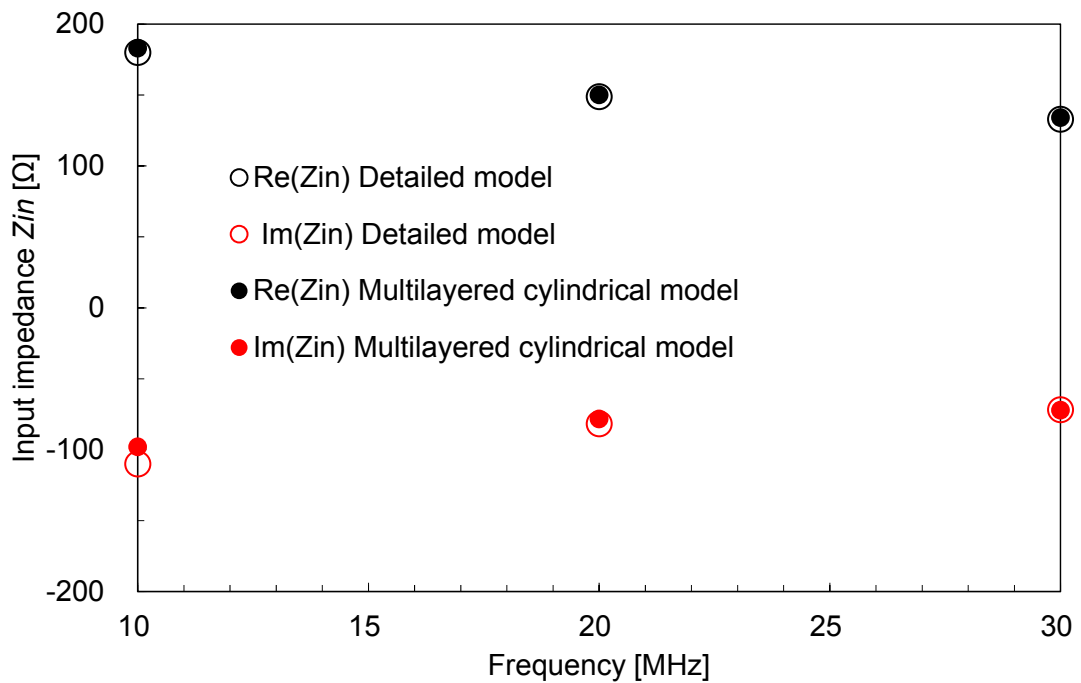


図 4.14 (C) 大型電極（電極長 16 mm，電極幅 24 mm，電極間隔 16 mm）による送信機電極の入力インピーダンス特性（詳細腕部モデルと積層角柱モデルの比較）

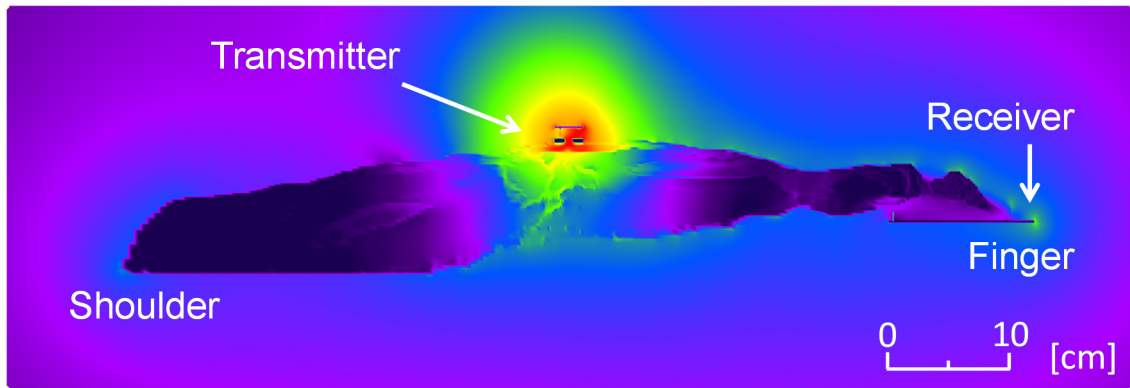
4.9 各モデルによる電界分布と S_{21} 特性の比較

送信機の入力インピーダンス特性を検討する場合には、多層円柱モデルや積層角柱モデルを用いて問題無いことが確認された。一方、人体通信では送信機により励起される電界により通信を行うため、入力特性に加えて電界分布や S_{21} 特性を算出する必要がある。詳細腕部モデルや多層円柱モデルは脂肪および筋肉層が皮膚層によって覆われているのに対して、積層角柱モデルでは側面部において脂肪および筋肉層が露出している。送受信機間の信号伝送については、人体モデル表層の電気特性の影響を受ける可能性があり、積層角柱モデルが伝送特性や電界分布の解析にも適用可能であることを示す必要がある。図 4.15 (A)に詳細腕部モデルの、図 4.15 (B)に多層円柱モデルの、図 4.15 (C)に積層角柱モデルの送信機励振源を含む zx 面での 10 MHz における電界の実効値分布を示す。図 4.15 より、三種類のモデルで、電界分布がほとんど変化しないことがわかる。また、第 3 章の 3.13 節で設計した寸法の受信電極（負荷抵抗は 2 k Ω ）を用いて送受信機間の伝送特性を S_{21} 計算したところ、詳細腕部モデルで -66.9 dB、多層円柱モデルで -58.0 dB、積層角柱モデルで -60.0 dB となった。詳細腕部モデルで得られた S_{21} は、他のモデルに比較して 7~9 dB 程度小さな値となっている。これは詳細モデルの手のひらが受信電極をつつみこむような形状になっており、受信電極間の電界強度が低下しているためと考えられる。図 4.15 の電界分布を見ると、実際に受信電極と手のひらの間の電界強度は他のモデルに比較して小さい値となっていることが確認された。このように電極付近における人体形状が伝送特性や電界分布にある程度の影響を与えることが確認された。しかしながら、従来の無線通信システムでは、アンテナがおさめられる筐体や障害物の影響、アンテナの指向性等を考慮して、受信信号レベルが数十 dB 小さくなくても通信可能なように設計を行うのが一般的である [98]。このことを考慮すると、7~9 dB 程度の差違は、機器設計の早い段階における基礎的な検討を行うには十分有用であると考えられる。また、個人による人体部位形状の違いや、機器使用時の細かな形状変化を考慮すれば、本検討におけるモデル間の S_{21} 差違は十分に許容可能な範囲といえることができる。

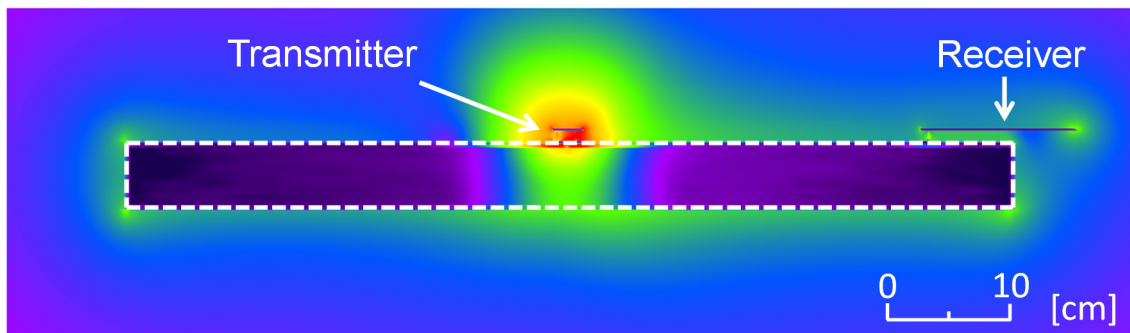
また、多層円柱モデルと積層角柱モデルは、筋肉層露出の有無という点で構造が大きく異なるにもかかわらず、伝送特性および電界分布がよく一致した。これは、伝送に寄与する電流や電界成分がモデル上面部分で決定され、側面への回り込み小さいことを意

味している。送受信機が腕部の異なる面上に配置される状況を想定した解析を行う場合には、下面にも皮膚層や脂肪層を配置してサンドイッチ構造とすることで対応可能と考えられる。

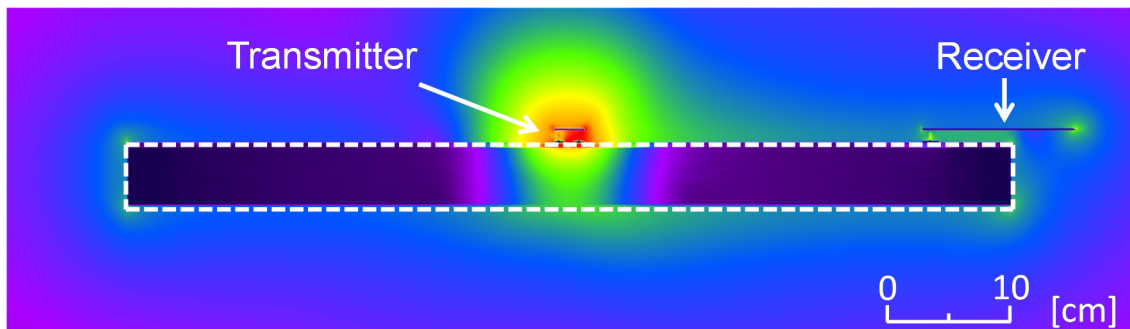
以上の検討から、人体通信送信機の入力インピーダンス特性および電界分布を電磁界解析により算出する際には、皮膚、脂肪、筋肉の三組織で構成される多層円柱モデルや、積層角柱を用いれば十分であることが明らかになった。この簡略化モデルは、モデルの変形や解析に、特殊な変換ツールや大規模な計算機資源が不要であり、かつ実人体に近い人体通信の解析が可能であることが示された。また、簡略化されたモデルは単純な形状を層状化しただけであるため、次章で検討する電磁ファントムの作製を行う場合にも優れた構造であるといえる。



(a) 詳細腕部モデル



(b) 多層円柱モデル



(c) 積層角柱

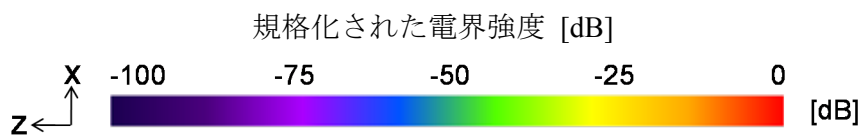


図 4.15 腕モデル周囲および内部の電界強度の実効値分布

4.10 本章のまとめ

均質円柱モデルのように単純形状かつ単一媒質で構成されるモデルは、基礎的な信号伝送状況の確認や電極の入力インピーダンス特性や伝送特性の定性的な変化を検討するなど、研究の初期段階では非常に有用である。しかし、実際の腕部は皮膚、脂肪、筋肉、骨など多数の生体組織によって構成されており、各組織の電気的特性も大きく異なる。このため、人体通信機器の設計における定量的な評価には、より実人体再現度の高い詳細な構造を有するモデルでの検討が必要と考えられる。本章では、第3章で利用した均質円柱モデルにかわって、多数の生体組織および厳密な形状を再現した詳細腕部モデルを用いて、送信機電極の入力インピーダンス特性、送受信機器間の伝送特性、人体モデル周囲の電界分布について解析を行った。その結果、以下の項目が明らかになった。

- ・骨等の筋肉層以下の組織にはごく微小な電流しか流れず、入力インピーダンスの決定にはほとんど関与しない。

- ・筋肉より下層の組織を全て筋肉とし、モデルを皮膚、脂肪、筋肉の三組織で構成した場合にも、完全な七組織の詳細モデルと比較して電界分布の差はほとんどなく、伝送特性の差も2 dB程度である。このため、皮膚、脂肪、筋肉のみでモデルを構成しても、実人体を想定した精度の高い解析が十分可能である

この結果をふまえて、簡略な構造を有しているが、詳細腕部モデルと同等の精度で人体通信の諸特性が計算できる、皮膚、脂肪、筋肉の三層からなる簡略化モデルを提案した。この簡略化モデルは、モデルの変形や解析に特殊な変換ツール等が必要なく設計も容易であり、計算精度とモデル使用の容易さを両立している。このため、搬送波周波数、機器の筐体寸法、電極実装面積が決まる設計のごく初期の段階において、簡略化モデルを用いた電磁界解析により実人体装着時の電極の入力インピーダンス特性を容易に把握可能になるなど、シミュレーションベースの設計効率改善に大きく貢献すると考えられる。また、簡略化されたモデルは単純な形状を層状化しただけであるため、電磁ファントムの作製を行う場合にも優れた構造であるといえる。

第 5 章

人体通信用ファントムの開発

第5章 人体通信用ファントムの開発

4章まででは、筋肉のみの単一組織からなる均質円柱モデル、複数組織で構成され形状も実人体に近い詳細腕モデル、限定された組織で構成され簡略な構造の多層円柱モデルや積層角柱モデルを用いて、数値電磁界解析におけるモデル構造について議論してきた。本章では、人体通信の実験を行う際に必要となる生体等価電磁ファントムの開発を行う。ファントム開発にあたり、まず複数人の被験者による電極入力インピーダンス測定実験から、個人差によるインピーダンスばらつきの範囲を確認する。次に、積層角柱モデル（ファントム）各層の電気的特性において許容される誤差範囲を電磁界解析により求める。その結果を受けて、積層角柱モデルと同様の構造を有する三層構造固体ファントムを開発し、新たに製作した治具で各組織の固体ファントムの電気的特性を評価する。最後に、実際に開発したファントムを用いて、送信機電極の入力インピーダンス特性および送受信機間の伝送特性（伝送効率）について評価し、三層構造固体ファントムの有用性を示す。

5.1 人体と電磁波の相互作用

携帯電話やウェアラブル機器等、人体に相当近接した箇所における無線通信使用を前提とするシステムの普及にともない、無線通信部のアンテナから発生する電磁波と人体との相互作用を定量的に評価することが必要不可欠になっている。ここで述べる相互作用とは、無線通信機器に及ぼす影響と、反対に無線通信機器から生じる電磁波が人体に及ぼす影響の双方を指す。

人体が無線通信機器の特性に及ぼす影響として主たるものは、人体近接時のアンテナ特性（入力インピーダンス、放射指向性、利得などのパラメータ）の変化である [63][64][65][66][67][68][69]。一例として記憶に新しいのは、米 Apple 社の製造するスマート

フォン iPhone 4 におけるアンテナ問題である [99] [100]. これは、通常のスマートフォンの把持方法ならば必ず手で覆われる部分にアンテナを配置したため、人体手部の影響によりアンテナの特性が著しく劣化し、受信信号強度の低下に起因して通信不能になるというものであった。

一方、電磁波が人体に及ぼす主要な影響としては、熱作用と刺激作用がある。熱作用は、電磁波が生体に吸収されジュール熱損失となり温度が上昇し、生体細胞にダメージを与える現象を指す [101] [102] [103]. 刺激作用は、電磁波に曝露した際に生体内に誘導電流が生じ、神経細胞や各種筋に影響を及ぼすことを指す [104] [105]. どちらの作用が支配的になるかは無線通信システムで使用される周波数で異なり、低周波だと刺激作用が、高周波だと熱作用がそれぞれ支配的になり、その境界はおよそ 100 kHz 程度と考えられている [94].

こうした人体と電磁波の相互作用を定量的に評価するために、実人体を用いて実験的に検討を行うことは再現性や倫理的な問題から極めて困難である。したがって生体組織の電気的特性や人体の形状を模擬した人工物質が実験評価のために必要不可欠となる。

5.2 電磁ファントム

人体の電気的特性、超音波特性等を模擬した人工物質は生体等価ファントムと呼ばれ、模擬する特性や用途により様々な種類のファントムが存在する [106] [107]. 本論文では人体通信、あるいは WBAN の評価を行うために、生体組織の電気的な特性（導電率および比誘電率）を模擬するファントムについて検討する。本論文では、「生体組織の電気的な特性を模擬した生体等価ファントム」について、「電磁ファントム」という呼称を用いることとする。

電磁ファントムは液体ファントム、高含水ゲルファントム、固体ファントムに大別できる。各ファントムにはそれぞれ利点と欠点が存在し、それらを理解した上で用途にあわせて適切なファントムを選択することが重要である。以下に、三種類の電磁ファントムに関する特徴を述べる。

(a) 液体ファントム

液体ファントムは、塩化ナトリウム水溶液を基本媒質として、シヨ糖やエチレングリ

コール等を添加し、電気的特性の調整を調整するタイプのファントムである [108]. 液体であるため、ファントム内部におけるプローブ走査が容易で、生体内の SAR (Specific Absorption Rate) 評価用として広く普及している [109]. 液体ファントムの利点としては、容器内で材料を攪拌するだけでよく、製作が容易であることや、ファントム全体で均一な電気的特性を実現可能であることがあげられる. 一方で欠点として、人体を均質な媒質でしか模擬できないことや、水が主材であるため、基本的には模擬可能な生体組織が筋肉等の高含水組織に限定されることがあげられる. また、長時間使用によりファントム中の水分が蒸発した場合、電気的特性が変化してしまうという問題もある.

(b) 高含水ゲルファントム

高含水ゲルファントムは、イオン交換水、塩化ナトリウム、ポリエチレン粉末、増粘剤といった材料を混ぜ合わせ、寒天等を加えて凝固させるタイプのファントム [91] [110] である. 凝固剤として寒天を使用する場合、凝固前の混合液を型に流し込むことで、所望の形状のファントムを容易に製作できる. また、加工性や接着性にも優れ、人体の組織構造を模擬して複数の異なるファントムからなる多層構造ファントムの製作も可能である. さらに、液体ファントムに比較して広周波数帯域で生体組織の電気的特性を模擬できることが特長である [111]. さらに、入手が容易で安価な材料で製作できることも高含水ゲルファントムの大きな利点である. 一方で欠点としては、液体ファントム同様に水分を多量に含むため、脂肪や骨等の低含水組織の電気的特性を模擬することが難しいことと、水分蒸発のため長期使用には適さないことがあげられる. 用途としては、人体に近接配置されるアンテナ特性の評価から、埋込型医療機器の EMC 評価まで幅広い.

(c) 固体ファントム

固体ファントムは、炭素やグラファイトの粉末をシリコーンゴムや樹脂で成型するもので、水分を全く含まないことが特徴である [112] [113] [114]. このため、他の種類のファントムと区別してドライファントムとも呼ばれる. 水分を含まないことから、電気的特性の経時変化がほとんどなく、長期にわたって使用可能なことが大きな特長である. このため、携帯電話のアンテナ特性評価等に広く用いられている. また、添加材料の種

類や量の調整によって、高含水組織と低含水組織の両者を模擬することも可能と考えられる。したがって、複数組織からなる人体部位を模擬する多層構造ファントムの実現も期待される。しかしながら、高含水ゲルファントムと異なり、成型や切削のために特殊な設備が必要となり、簡便さやコストの点では他のファントムに劣る。

5.3 従来ファントムの問題点

従来の無線通信システムのアンテナ評価と同様に、人体通信における電極の入力インピーダンス特性や送受信機間の伝送特性などを実験的に評価するために、電磁ファントムが必要となる。しかしながら、従来ファントムは主として携帯電話アンテナの特性評価を目的として開発されているため、対象とする周波数帯が 300 MHz 以上となっており、それ以下の周波数帯、例えば人体通信での利用が期待される短波帯 (3~30 MHz) においては生体組織の電気的特性を模擬できていない。また、従来は、アンテナから人体を見たときに、全身あるいは特定の部位が均質構造であると仮定して均質媒質からなるファントム (特に筋肉ファントム) を使用している場合がほとんどである。アンテナと人体が電氣的に十分離れていると見なせる場合には均質ファントムの使用は妥当であるが、アンテナが電磁波長に比較して人体に非常に近接する場合には十分な精度が得られないことが明らかになっている [68]。本論文で検討を行っている接触式人体通信では、通信電極が皮膚に直に接触するため、近接アンテナ以上にファントムの構造は重要となる。これまでの章において電磁界解析における有効性を示してきた多層円柱モデルを、数値解析上のファントムとして考えれば、人体通信に適用可能なファントムの条件は、(1) 各生体組織の電気的特性を 10 MHz を中心として短波帯付近で模擬できること、(2) 均質な構造ではなく、主要な組織構造を模擬していること、と考えられる。

5.4 実人体による入力インピーダンス特性測定

5.4.1 電極入力インピーダンスの個人差

人体通信の電極を設計する際、インピーダンス整合や電磁両立性を考慮した設計を行うために電極の入力インピーダンス特性が重要であることは先の章で述べた。このため、第 4 章では、電極入力インピーダンスの解析に有用な各種簡略化モデルを提案してきた。一方で、実験的な評価を行う場合には数値人体モデルに対応する電磁ファントムが必要となるが、従来ファントムの問題として述べたように、現在のところ、人体通信に用いる短波帯で人体の主要な組織の電気的特性を厳密に再現した電磁ファントムは存在しない。

一方、実人体における各組織の電気的特性を考えると、当然個人によってある程度の差が生じることが予想される。例えば、年齢、性別、体格によって同じ形状寸法の電極を装着した場合でも入力インピーダンスは異なることが予想される。しかしながら、これまでに個人差を考慮に入れた上でのファントム開発は行われてなかった。本研究では、複数人の被験者の手首に試作電極を装着した場合の電極入力インピーダンスを測定し、個人差の範囲について考察する。

5.4.2 実験構成と被験者

試作した入力インピーダンス測定治具を図 5.1 に示す。入力インピーダンス測定治具は回路基板を模擬した銅板、ステンレス板による信号電極およびグラウンド電極、ワイヤ、アクリル板、SMA コネクタで構成した。また、着脱を容易にするため腕時計のケースに電極を内蔵した。信号電極およびグラウンド電極は SMA コネクタの内導体および外導体にそれぞれ接続されている。電極各部の寸法は、第 3 章の 3.8 節において、実用サイズの送信機電極として設計したものと同様である。図 5.2 に、被験者の左手首に装着された電極の入力インピーダンス特性を測定するための測定システムを示す。入力インピーダンスは、電極に接続されたインピーダンスアナライザ (Agilent, 4294A) によって測定する。被験者によって多少のずれはあるが、腕時計の装着位置を想定して橈骨茎突点から 3~4 cm 程度の位置に送信機電極を装着した。図 5.3 に被験者左手首に送信機電極を装着し測定を行っている状態を示す。本実験では、7 人の被験者を用いた。被験者 A~G は年齢 22~30 歳の日本人男性であり、日本人成人男性の平均に近い体型を

有している。実際に利用するユーザの年齢、性別、体系等を考慮した場合には、本検討で測定を行った被験者層は、ごく限定されていることに注意が必要である。

本研究における実人体を用いたインピーダンス測定および、以降の章で述べる通信実験については、東京大学ライフサイエンス委員会および倫理審査専門委員会の承認を得て実施している（審査番号：12-88）。

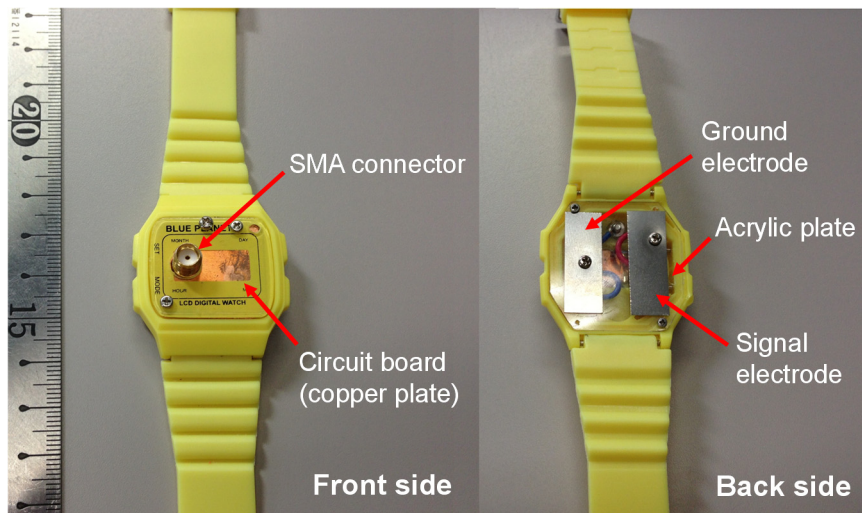


図 5.1 試作電極の構成

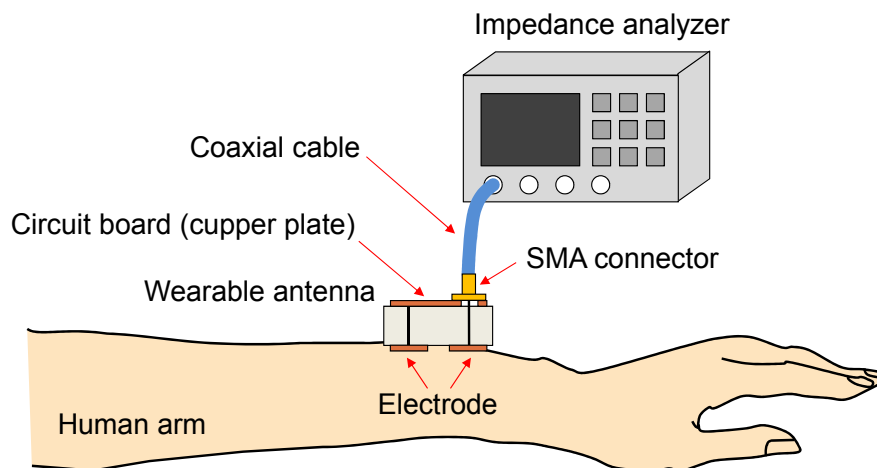


図 5.2 電極入力インピーダンス測定の実験構成

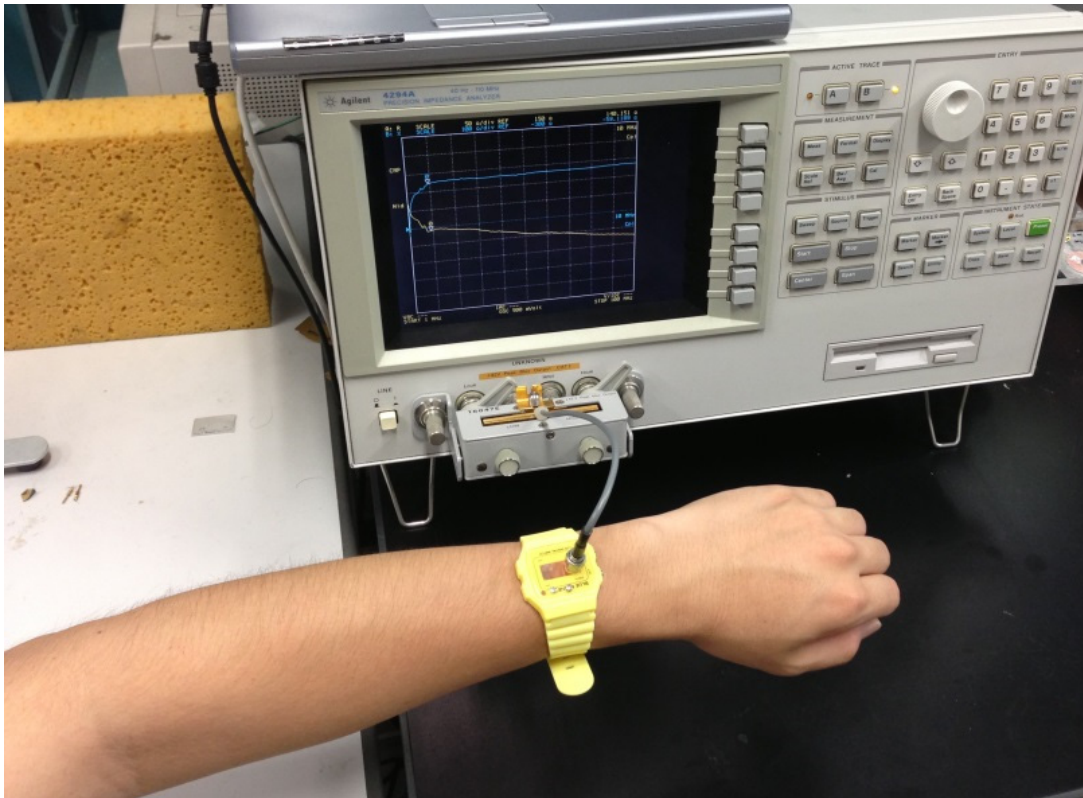


図 5.3 電極入力インピーダンス測定の様子

5.4.3 各被験者によるインピーダンス測定結果

電磁界解析および実人体を用いた実験から得られた電極の入力インピーダンス特性を、1~100 MHz の範囲で図 5.4 に示す。実線および破線は、入力インピーダンスの実部（抵抗部）および虚部（リアクタンス部）をそれぞれ示している。黒太線および赤太線は、乾燥皮膚を有する腕部モデルおよび湿潤皮膚を有する腕部モデルにより計算された入力インピーダンスをそれぞれ示している。他の細線は被験者 A~G より測定された入力インピーダンス特性を示している。図 5.4 に示すように、入力インピーダンスの周波数特性は解析値と実験値で同様の傾向を示すことが明らかとなった。したがって、電磁界解析による計算結果は妥当であると考えられる。10 MHz における入力インピーダンス特性を詳細腕部モデルによる解析値と比較すると、最大で実部は 26%、虚部は 60% の差があった。また、皮膚の乾湿による入力インピーダンスの差は、周波数が低くなるにつれ大きくなった。一方で、10 MHz より高い周波数においては、皮膚の水分状態は電極の入力インピーダンスにほとんど影響を与えないことが明らかになった。また、

各被験者から得られた入力インピーダンス特性の差異も、周波数が高くなるほど小さくなる傾向があった。これは、電極を身につけるユーザの体型や体の状態などの違いが、特に低周波において入力インピーダンスに顕著な影響を与えるということである。

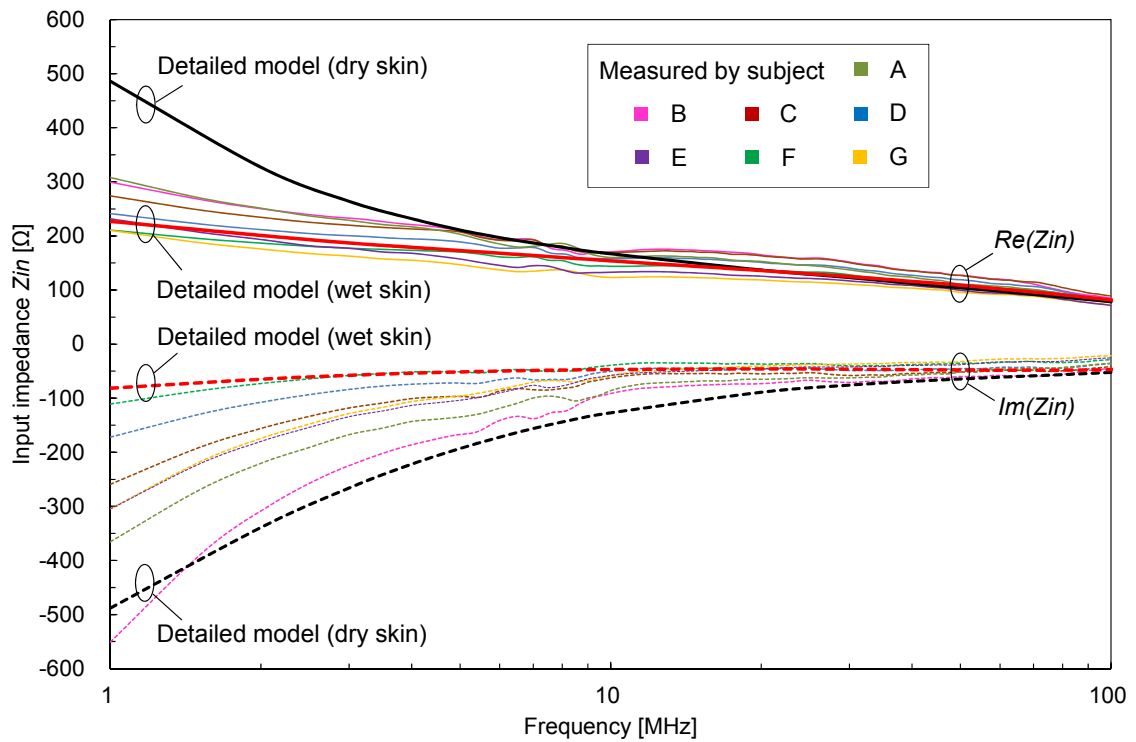


図 5.4 電極入力インピーダンス特性の測定および解析結果

5.5 ファントム各層の電気的特性と入力インピーダンス特性

5.5.1 想定するファントムの構造

ファントムを作製する際に重要な問題のひとつは、成型の難しさである。たとえば、第4章で示した多層円柱構造は、数値解析のモデルとしては簡略で有用であるが、同心円状に異なる組織のファントムを配置することは簡単ではない。また、皮膚層が1 mmと薄いため、可能な限り単純な構造のファントムが望まれる。これらの理由から、ファントムの構造として、第4章の4.7節で検討した積層角柱構造を採用する。

5.5.2 ファントム各層の電気的特性の許容誤差

多層構造ファントムを作製する際には、ファントムの各層の電気的特性を実人体の電気的特性と完全に一致させることが望ましい。しかしながら、ファントムの導電率および比誘電率の両方を実人体のそれと完全に一致させるには試行錯誤的にファントムの材料調整を行う必要がある。さらに、低周波数帯域における生体組織の高い比誘電率を従来の高含水ファントムで再現することも困難と考えられる。このため、ファントム各層の電気的特性が目標値（実人体の電気的特性）からずれた場合、入力インピーダンスに対してどの程度影響があるか明らかになれば、ファントムを作製する際に有用な情報となる。ここでは、10 MHzにおける人体通信用多層構造ファントムを開発する際の目安として、皮膚、脂肪、筋肉それぞれの層の電気的特性の変化に対する電極の入力インピーダンスについて検討する。

本検討に用いる、多層構造ファントムを想定した電磁界解析モデルを図5.5に示す。これは、第4章の図4.10に示した積層角柱モデルを長手方向に100 mmに短縮したモデルである。このような簡略化を施しても、深さ方向に十分厚みがあれば、電極の入力インピーダンス解析には影響がないことを確認している。各組織の10 MHzにおける電気的特性を表5.1に示す。送信機モデルはファントムモデルの中央に配置される。FDTD法の解析領域は解析モデルから吸収境界までの自由空間距離が20セルとなるように決定しており、 $260 \times 250 \times 300$ mmである。解析領域は不均一セルで表現しており、送受信電極周囲を最小の1 mm、電極部から離れるにしたがって徐々に粗くし、最大で5 mmとした。吸収境界としてはPML境界を使用し、その層数は7層とした。また、励振源における入力波形はブロードバンドパルスとし、回路基板と信号電極の間にギャ

ップ給電を行った。

また、第4章の4.8節と同様に、電極形状によって結果に違いが生じる可能性を考慮し、第3章の3.8節において実用サイズの送信機電極として設計した (A) 中型電極（電極長 8.8 mm，電極幅 24 mm，電極間隔 6.4 mm）に加え，(B) 小型電極（電極長 4 mm，電極幅 24 mm，電極間隔 4 mm），(C) 大型電極（電極長 16 mm，電極幅 24 mm，電極間隔 16 mm）を用いた検討も行っている。その結果，(B) 小型電極および(C) 大型電極を用いた場合にも，積層角柱モデル各層の電気的特性の変化に対する電極入力インピーダンスの特性は，(A) 中型電極を用いた場合と定性的に一致することを確認している。このため，次項から述べる(A) 中型電極を適用した場合の議論は，特定の電極構造以外でも成立するものと考えられる。

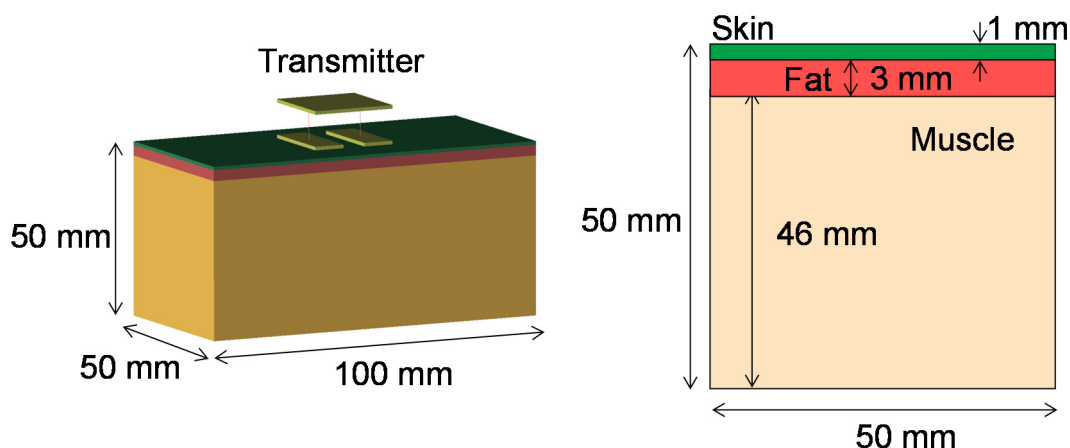


図 5.5 100 mm に短縮された積層角柱モデル

表 5.1 各層の電気的特性

Tissue name	Conductivity [S/m]	Relative permittivity
Skin (dry)	0.20	360
Fat	0.029	14
Muscle	0.62	170

5.5.3 筋肉層の電気的特性変動に対する入力インピーダンス特性

筋肉層の導電率を目標値である 0.62 S/m に固定し、比誘電率を既存材料で調整可能と想定される値（数十程度）を含む 40 から 200 の範囲で変化させた場合の入力インピーダンス特性を図 5.6 に示す。組織の電気的特性が表 5.1 に示した実人体の電気的特性に一致した場合に算出される入力インピーダンスを目標値とし、実部および虚部それぞれについて点線で示した。図 5.6 からわかるように、筋肉組織の比誘電率が変化しても、入力インピーダンス特性にはほとんど影響がみられない。また、筋肉層の比誘電率を目標値である 170 に固定し、導電率を既存材料で調整可能と想定される 0.1 から 1.0 S/m の範囲で変化させた場合の入力インピーダンス特性を図 5.7 に示す。図 5.7 に示すように、筋肉組織の導電率が変化した場合、入力インピーダンスの実部は目標値に対して最大で 4%、虚部は目標値に対して最大で 22%の差が生じている。また、高含水ファントムで筋肉ファントムを作製する場合、10 MHz においては比誘電率が目標値と比較し大

幅に小さくなることが知られている。このため、筋肉層の比誘電率を高含水ファントムとして実現可能な値である 60 に固定し、導電率を 0.1 から 1.0 S/m の範囲で変化させた場合の入力インピーダンス特性を図 5.8 に示す。図 5.8 からわかるように、筋肉組織の比誘電率が 60 の場合には、筋肉の導電率の変化に対して入力インピーダンスの実部は目標値に対して最大で 7%、虚部は目標値に対して最大で 21%の差が生じている。このように、筋肉層の導電率の変化は、比誘電率の変化に比較すると、入力インピーダンスに与える影響が大きい。しかしながら、5.4 節で確認された実人体における個人差等を考慮した場合には、電磁ファントムとして人体のインピーダンス特性を十分に再現できているといえる。これは、多層角柱モデルの筋肉組織においては、電極より生じる高周波電流が十分減衰しており、インピーダンス決定にほとんど寄与しないためと考えられる。これらの結果から、多層ファントムにおける筋肉層の電気的特性は、少なくとも導電率が 0.1~1.0 S/m、比誘電率が 40~200 の範囲にあればよいことが確認された。

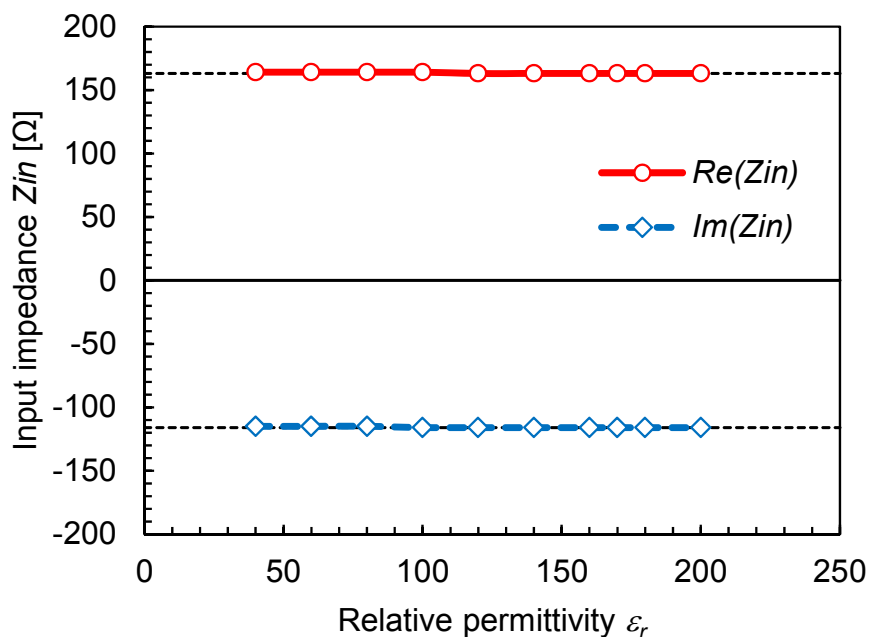


図 5.6 筋肉 ϵ_r 変化に対する電極入力インピーダンス特性 ($\sigma=0.62$ 固定)

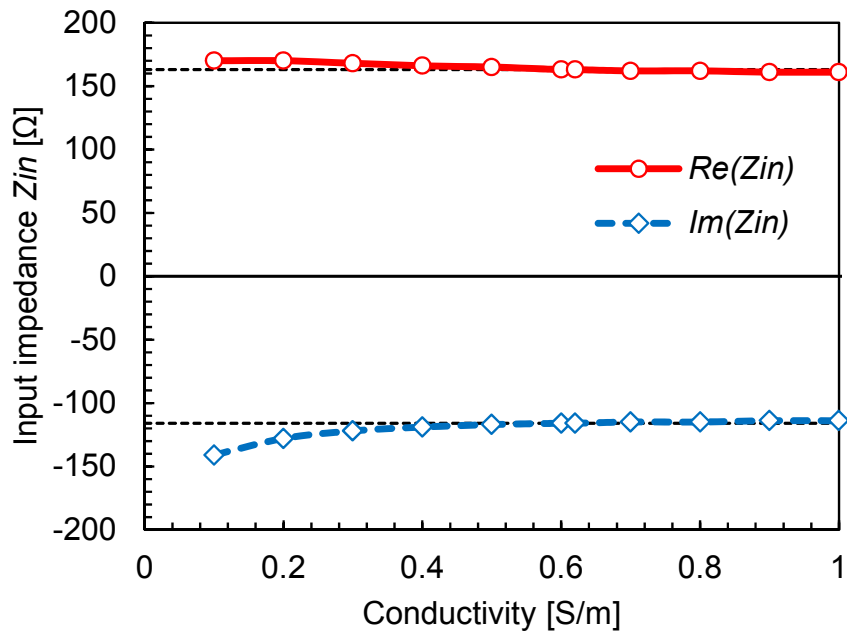


図 5.7 筋肉 σ 変化に対する電極入力インピーダンス特性 ($\epsilon_r=170$ 固定)

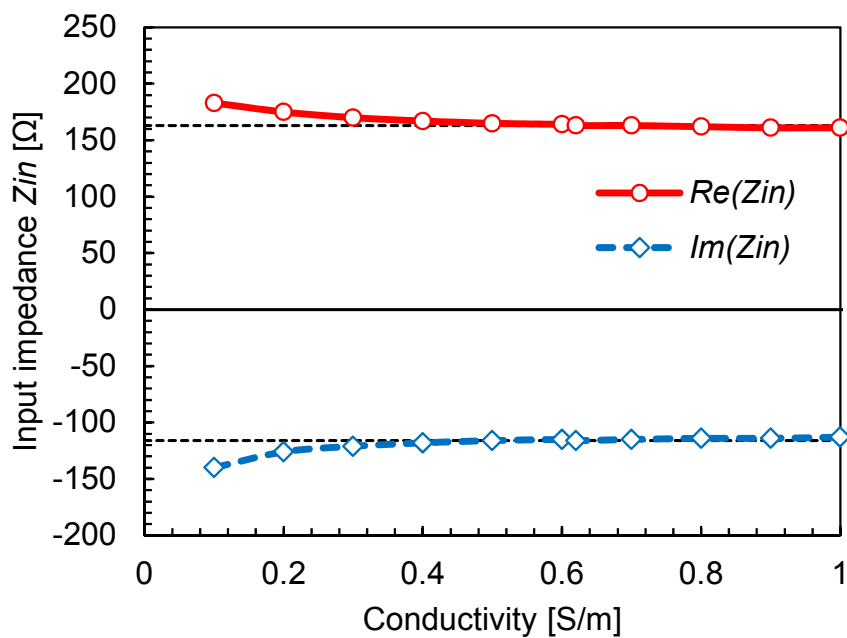


図 5.8 筋肉 σ 変化に対する電極入力インピーダンス特性 ($\sigma=60$ 固定)

5.5.4 脂肪層の電気的特性変動に対する入力インピーダンス特性

脂肪層の導電率を目標値である 0.029 S/m に固定し、比誘電率を既存材料で調整可能と想定される 2 から 70 の範囲で変化させた場合の入力インピーダンス特性を図 5.9 に示す。図 5.9 に示すように、筋肉組織の導電率が変化した場合、入力インピーダンスの実部は目標値に対して最大で 26%、虚部は目標値に対して最大で 6%の差が生じている。実部の差がやや大きいですが、5.4 節で確認された実人体における個人差等を考慮した場合には許容できる程度の差といえる。また、筋肉層の比誘電率を目標値である 14 に固定し、導電率を既存材料で調整可能と想定される 0.01 から 0.6 S/m の範囲で変化させた場合の入力インピーダンス特性を図 5.10 に示す。図 5.10 に示すように、筋肉組織の導電率が変化した場合、入力インピーダンスの実部は目標値に対して最大で 59%、虚部は目標値に対して最大で 77%の差が生じている。これは、多層角柱モデルの脂肪組織が薄い皮膚組織の直下に位置し電極より生じる高周波電流が集中しているため、導電率の変化がインピーダンス決定に大きく寄与すると考えられる。これらの結果から、多層ファントムにおける脂肪層の電気的特性は、導電率はできる限り目標値に近づける必要があることが明らかになった。一方で、比誘電率は 2~70 程度の範囲にあればよいことが確認された。

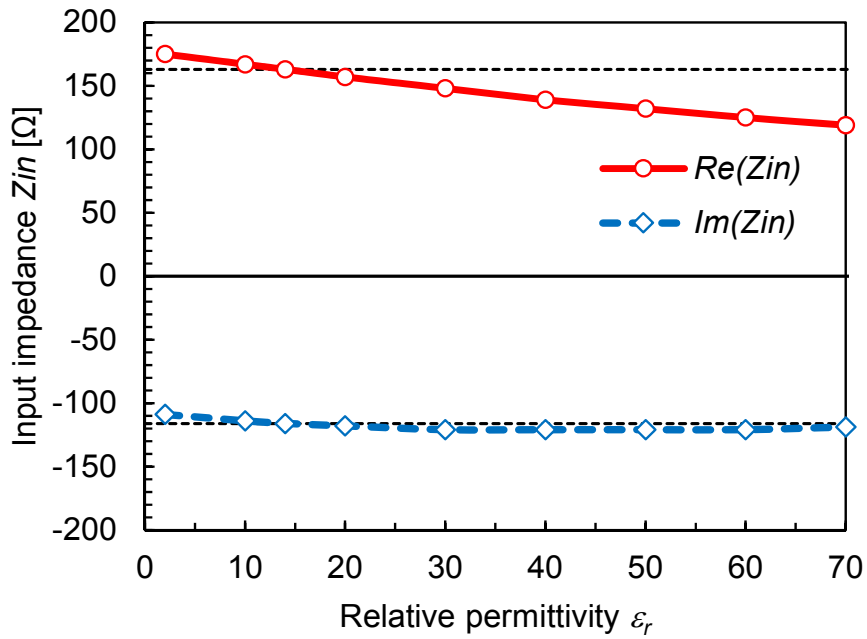


図 5.9 脂肪 ϵ_r 変化に対する電極入力インピーダンス特性 ($\sigma=0.029$ 固定)

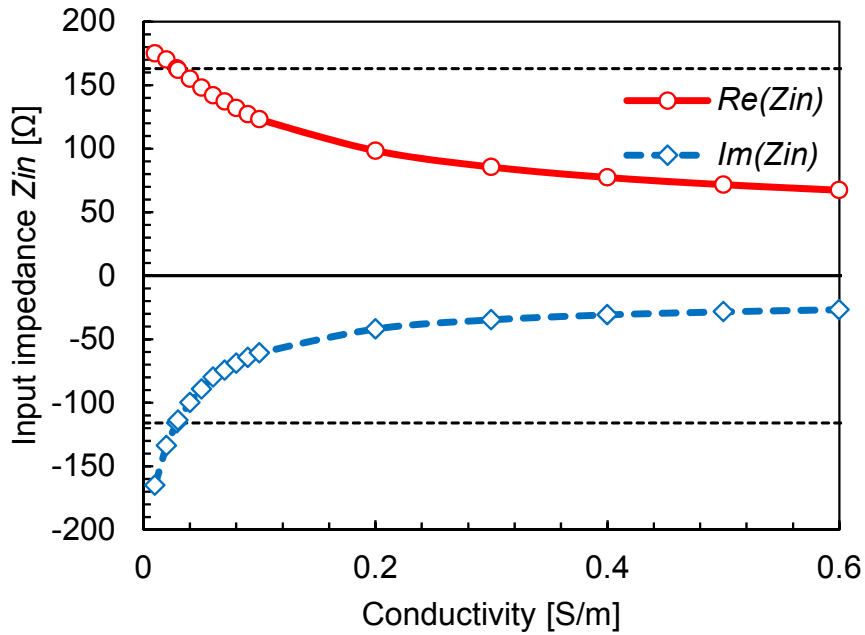


図 5.10 脂肪 σ 変化に対する電極入力インピーダンス特性 ($\epsilon_r=14$ 固定)

5.5.5 皮膚層の電気的特性変動に対する入力インピーダンス特性

本節では、既存材料で調整可能と想定される電気的特性および、後述する固体ファントムの開発状況を考慮し、皮膚ファントムの電気的特性（乾燥状態において $\epsilon_r=360$, $\sigma=0.20$)を実人体皮膚に対して $\pm 20\%$ 以内で模擬できることを想定する。皮膚層の導電率を目標値である 0.20 S/m に固定し、比誘電率を目標値より $\pm 20\%$ ($280\sim 440$)の範囲で変化させた場合の入力インピーダンス特性を図 5.11 に、比誘電率を目標値である 360 に固定し、導電率を目標値より $\pm 20\%$ ($0.16\sim 0.24 \text{ S/m}$)の範囲で変化させた場合の入力インピーダンス特性を図 5.12 に示す。各図における黒点線は、全ての層の電気的特性が目標値と一致した場合に算出される入力インピーダンスを示す。皮膚層の比誘電率が変化した場合、入力インピーダンスの実部は目標値に対して最大で 13% 、虚部は 6.9% の差が生じた。皮膚層の導電率が変化した場合、入力インピーダンスの実部は目標値に対して最大で 3.7% 、虚部は 18% の差が生じた。以上より、皮膚層の電気的特性の変化による電極入力インピーダンスに最大で 20% 以内におさまることが明らかになった。この結果より、5.4 節で確認された実人体における個人差等を考慮した場合には、ファントムの皮膚層の電気的特性に $\pm 20\%$ の差違があっても、電磁ファントムとして十分に機能すると考えられる。

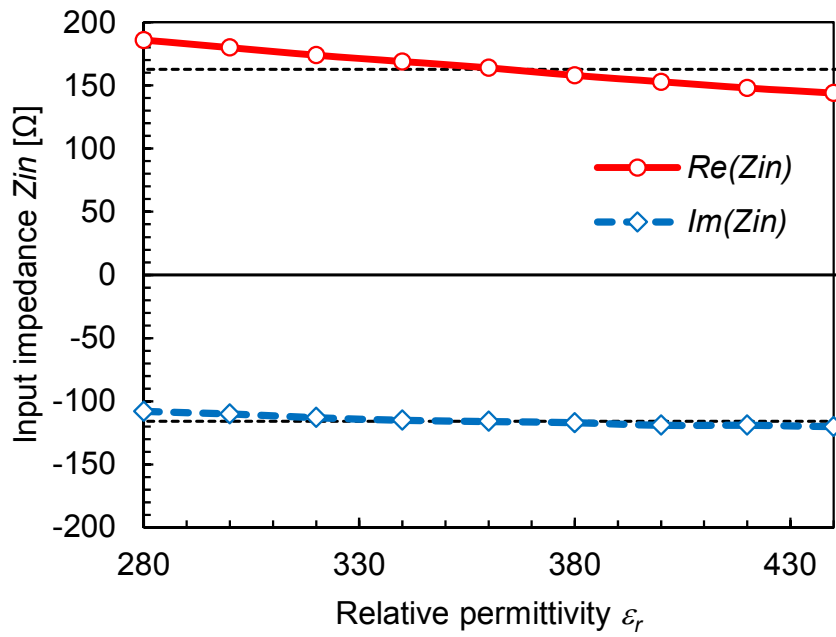


図 5.11 皮膚 ϵ_r 変化に対する電極入力インピーダンス特性 ($\sigma=0.20$ 固定)

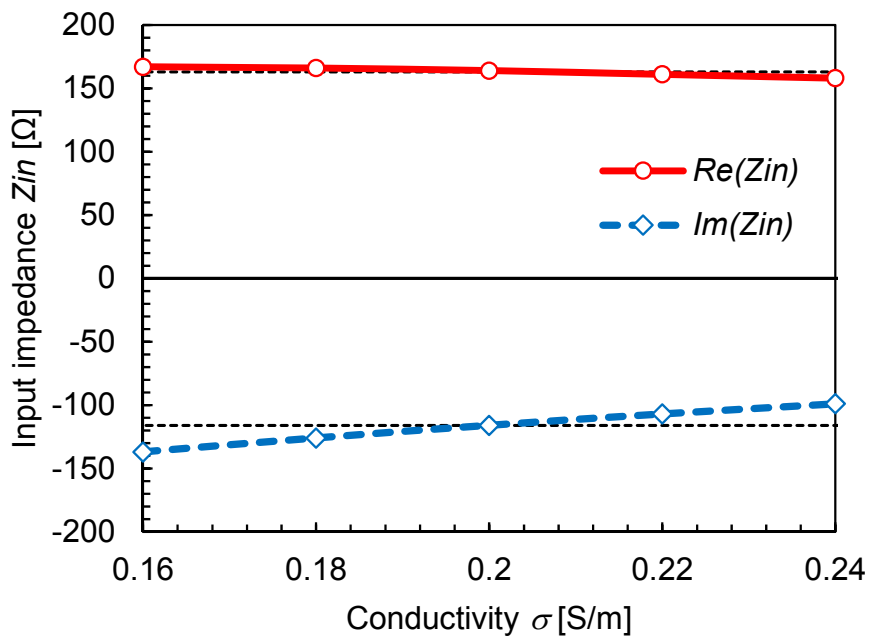


図 5.12 皮膚 σ 変化に対する電極入力インピーダンス特性 ($\epsilon_r=360$ 固定)

以上をまとめると、実人体における個人差等を考慮した場合には、積層角柱ファントムの各層は以下の基準を目標に開発すれば、電極入力インピーダンスの評価に利用可能な人体通信用ファントムが実現できるといえる。

- ・筋肉層は少なくとも導電率が $0.1\sim 1.0$ S/m, 比誘電率が $40\sim 200$ の範囲にあればよい
- ・脂肪層は導電率ができる限り目標値に近い必要があるが, 比誘電率が $2\sim 70$ 程度の範囲にあればよい
- ・皮膚層の導電率および比誘電率は $\pm 20\%$ の範囲におさまっていればよい

これらの知見は、人体通信用多層構造ファントムの作製を容易にする有用な情報になると考えられる。

5.6 三層固体ファントムの開発

5.5 節で述べた電気的特性の誤差許容範囲にもとづき、三層固体ファントムを開発した。ファントムはシリコン樹脂が主材料で、炭素粉末等により導電率および比誘電率を調整している。固体ファントム製作や特性値の測定に関しては、成型や切削のために特殊な設備を要するため、専門のファントム製作会社 (E&C エンジニアリング株式会社) に依頼した。ファントムの外観を図 5.13 に、詳細な構造を図 5.14 に示す。また、表 5.2 に三層固体ファントムの電気的特性を示す。皮膚、脂肪、筋肉各層の導電率および比誘電率は、10, 20, 30 MHz において同軸管透過法によって測定された値である。

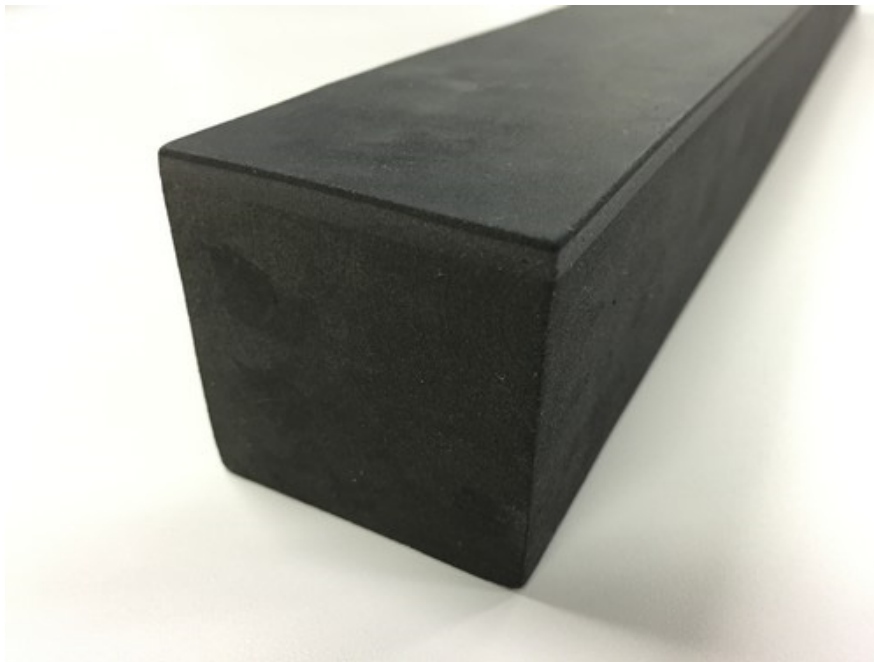


図 5.13 三層固体ファントムの外観

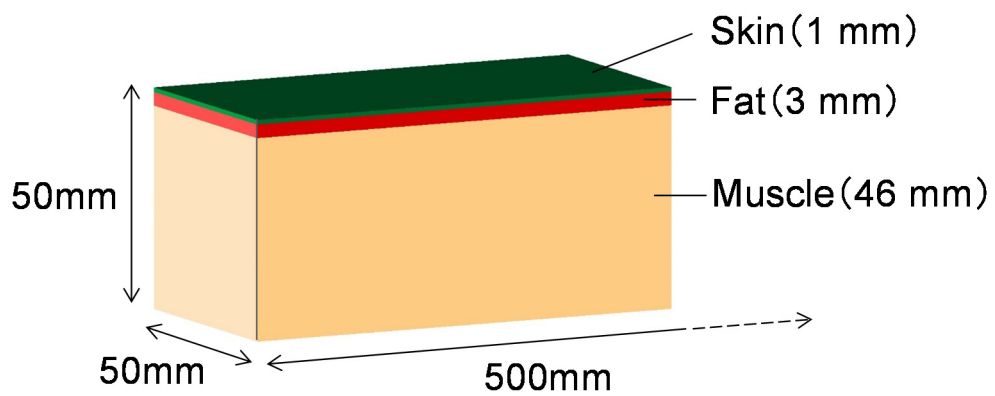


図 5.14 三層固体ファントムの構造

表 5.2 三層固体ファントム各層の電気的特性

Tissue	10 MHz		20 MHz		30 MHz	
	ϵ_r	σ [S/m]	ϵ_r	σ [S/m]	ϵ_r	σ [S/m]
Skin	421	0.17	283	0.36	196	0.50
Fat	71	0.028	39	0.060	26	0.076
Muscle	184	0.67	141	0.75	111	0.78

5.7 三層固体ファントムによる実験

ここでは、開発した三層固体ファントムを用いて送信機電極の入力インピーダンス特性および送受信機間の伝送特性（伝送効率）について測定を行う。まず、測定に用いる送受信治具について述べる。本節における測定評価には、第3章で用いたようなネットワークアナライザやスペクトラムアナライザ等の大型測定器ではなく、実際の利用を想定し、できる限り小さなサイズの送受信測定治具を用いる。ただし、現段階では受信治具にはバッテリー駆動のオシロスコープを接続する必要があるため、ウェアラブル機器の使用環境を完全に再現出来ていないわけではない。得られた測定結果を、数値電磁界解析の計算結果および実人体による測定値と比較した上で、開発した三層固体ファントムの人体通信機器開発における有効性を示す。

5.7.1 測定に用いる送信治具

図 5.15 に、測定に使用する送信治具の外観を示す。送信治具は図 5.16 に示す、バッテリー駆動のコルピッツ型水晶発振回路を基本としたものであり、電極間に 10 MHz の正弦波を印加することができる。発振回路は、測定時にファントムや被験者の腕部に容易に装着できるよう、プラスチック製の腕時計筐体内におさめた。人体に接触する電極は、第3章の 3.8 節において、実用サイズの送信機電極として設計した電極と同様の形状寸法である。電極素材はステンレス板とした。本送信治具の電極部は U.FL 同軸コネクタを介して接続されているため、任意の形状寸法の電極に容易に交換ができる。また、電極部のみを使用して、入力インピーダンス測定電極として利用することも可能である。

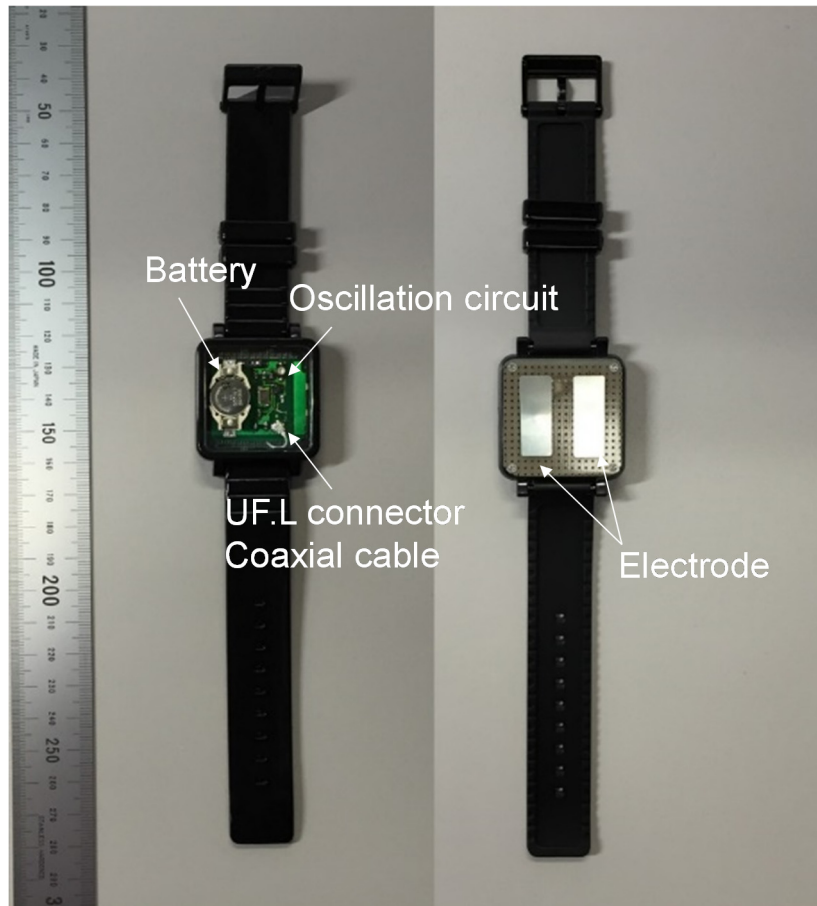


図 5.15 腕時計型送信治具の外観

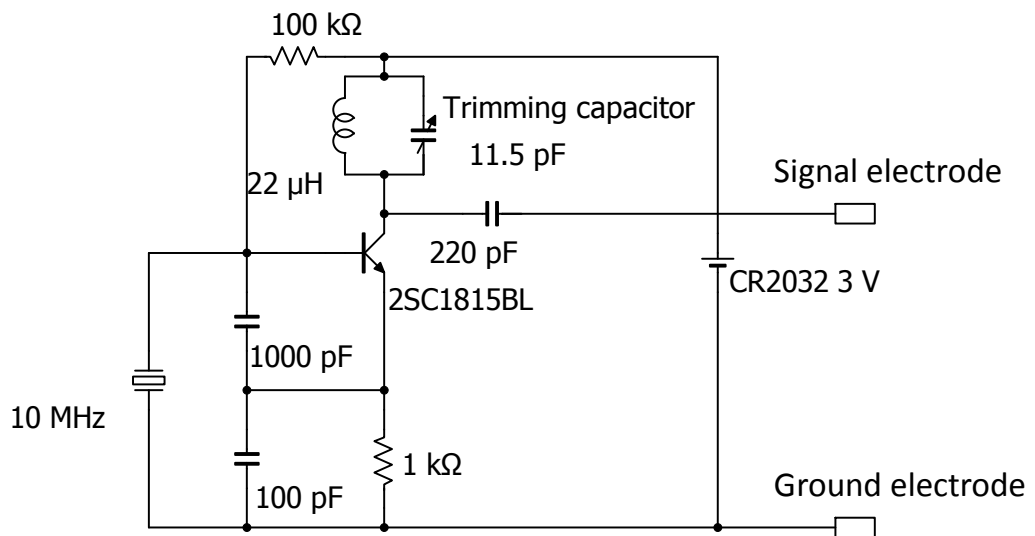


図 5.16 送信治具に用いた 10 MHz コルピッツ型水晶発振回路

5.7.2 測定に用いる受信治具

図 5.17 に、測定に使用する受信治具の外観を示す。受信治具は図 5.18 に示す、フィルタや高周波増幅器から構成されており、送信治具同様にバッテリーで駆動できる。受信電極として $5 \times 5 \text{ mm}$ のステンレス板を用いている。受信回路は、 $200 \times 150 \times 40 \text{ mm}$ のアルミケースに納められており、回路のグラウンドはアルミケースに接続されている。つまり、受信治具の筐体そのものがグラウンド電極として機能する。受信電極から入力された信号は高周波増幅器で 40 倍に増幅された後、オシロスコープで測定される。受信治具の入力インピーダンスは $4.7 \text{ k}\Omega$ とした。

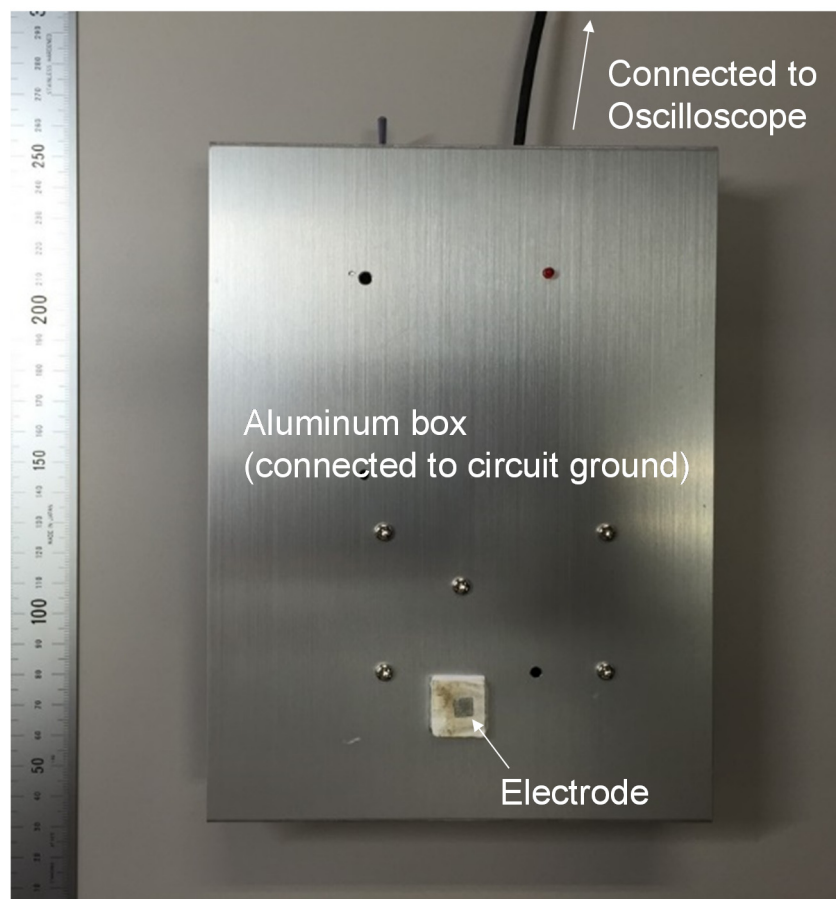


図 5.17 受信治具の外観

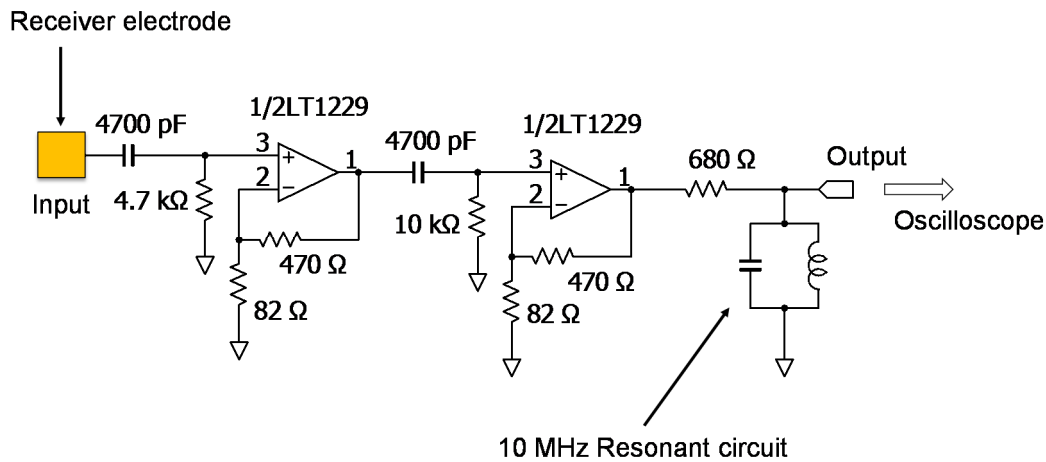


図 5.18 受信治具筐体に内蔵される受信回路

5.7.3 ファントムによる電極入力インピーダンスの測定

開発した三層固体ファントムを用いた送信機電極の入力インピーダンスの測定結果および電磁界解析結果を図 5.19 に示す. 測定は 5.4 節と同様にして, 図 5.15 に示した電極をインピーダンスアナライザに接続した状態で, 被験者の左手首に装着し測定した. このとき送信機の発振回路は取り除かれて, 電極のみが腕時計筐体内に存在する状態である. ファントム表面の不均一さや, 電極を押しつける圧力によって入力インピーダンスが変動するため, 測定はファントム長手方向の中央付近の異なる位置に置いて, 3 回測定を行った. 図 5.19 に示した測定結果は 3 回の測定の平均値である. 比較のため, 詳細腕部モデルおよび均質円柱モデルを用いた解析結果をあわせて示す. グラフ内の塗りつぶした範囲は, 詳細腕部モデルによって計算された Z_{in} 特性の 1/2~2 倍の範囲であり, 送信機回路の出力インピーダンスを詳細腕部モデルによって計算された Z_{in} の値に設定したと仮定した場合, この範囲にファントムによる測定値がおさまっていれば電極の VSWR 特性が 2 以下となることを意味する (もしファントムで測定される入力インピーダンス特性と詳細腕部モデルで計算される入力インピーダンス特性が完全に一致していれば, VSWR は 0 となる). つまり, ファントムが人体の入力インピーダンス特性をどの程度模擬できているかどうかを表すひとつの指標となる. グラフからわかるように, 均質円柱モデルによる解析値が VSWR=2 以下の範囲からはずれているのに対して, 三層固体ファントムによる測定結果は範囲内におさまっている. このことから, 開

発した三層固体ファントムは、人体の電気的特性を良好に模擬できていると考えられる。また、丸および菱形のプロットは、表 5.2 に示したファントムの電気的特性を、積層角柱モデル各層に割り当てた数値ファントムによる解析結果である。数値ファントムにより計算された入力インピーダンスは、測定値に近い値をとっており、測定が適切に行われていることが確認できる。

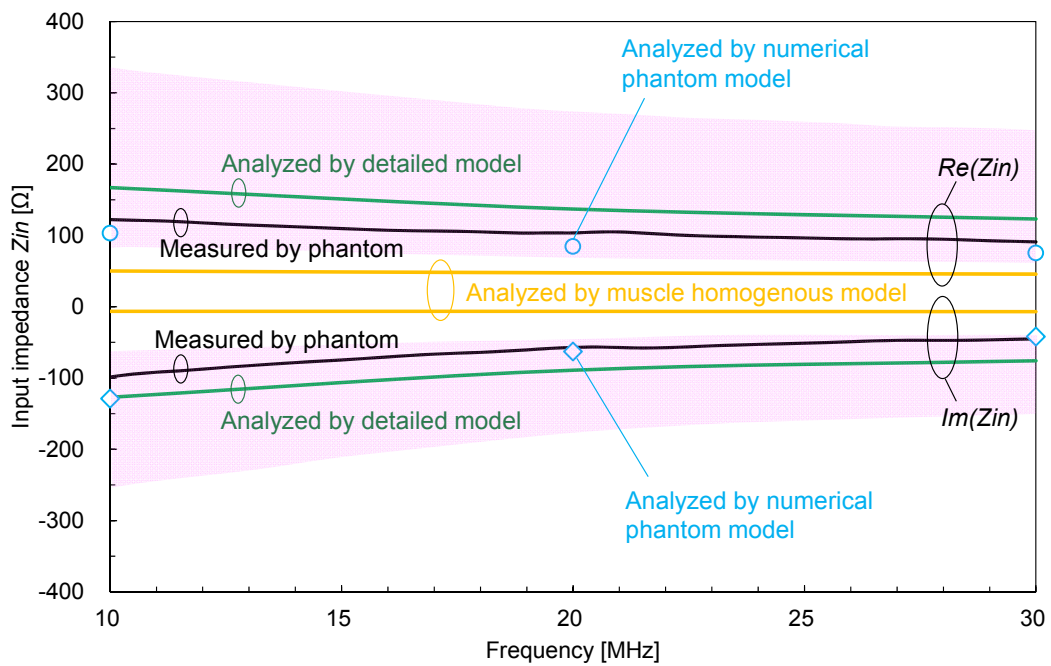


図 5.19 三層固体ファントムによる送信機電極の入力インピーダンス測定

5.7.4 ファントムによる送受信伝送効率の測定

開発した三層固体ファントムおよび送受信治具を用いて、送受信伝送効率の測定を行った。ファントムおよび被験者による測定の模式図を図 5.20 と図 5.21 に、被験者による測定の様子を図 5.22 に示す。受信機電極はファントムの端部から 10 cm の位置に接触させ、送信機電極は受信機電極から 10, 15, 20 cm の位置に配置した。また、比較のために被験者（28 歳の男性であり日本人成人男性の平均に近い体型を有している）による測定も行った。被験者による測定では、受信機電極は手のひらに接触させ、受信機電極から 10, 15, 20 cm の位置に送信機電極を配置した。この際、送信機電極配置が手首の外側（手の甲側）および内側（手のひら側）の二種類について測定した。送受信伝送効率は送信機における入力電力と受信機における受信電力の比として計算した。

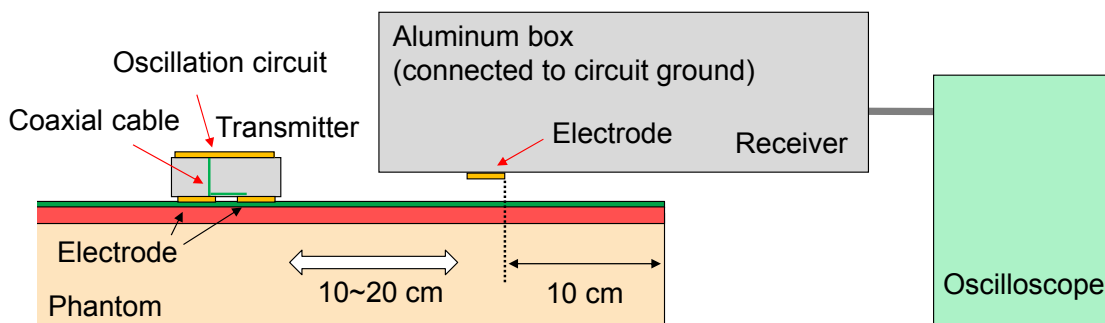


図 5.20 ファントムによる送受信伝送効率測定の模式図

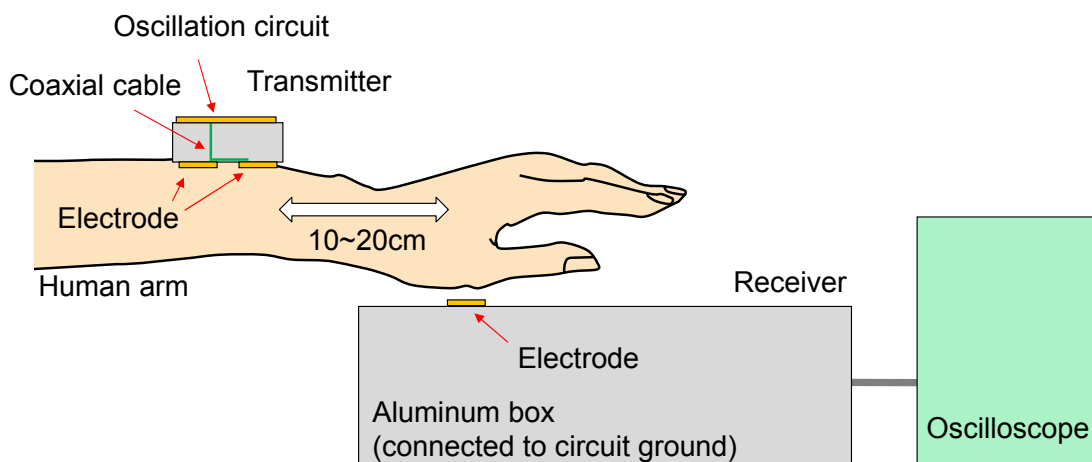


図 5.21 被験者による送受信伝送効率測定の模式図

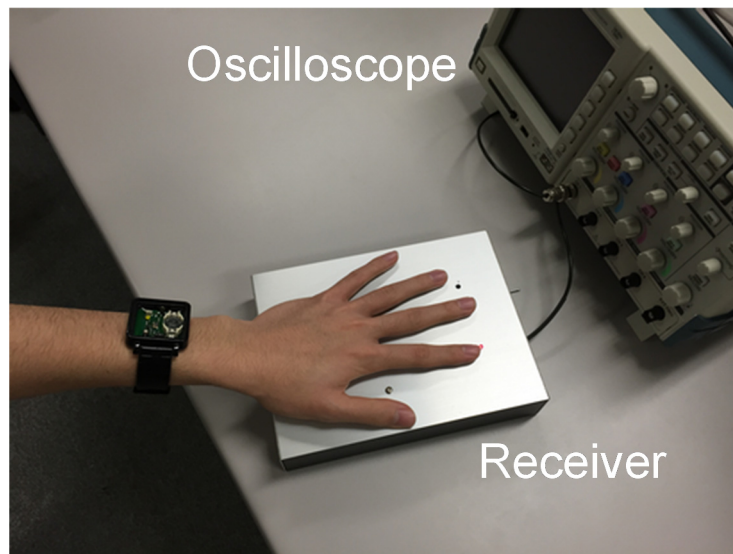


図 5.22 被験者による送受信伝送効率測定の様子

また，比較のために積層角柱モデルによる解析を行った．ファントムによる伝送効率測定実験を模擬した電磁界解析モデルを図 5.23 に示す．これは，第 4 章の図 4.10 に示した積層角柱モデルの手首を想定した位置に，第 3 章の 3.8 節において設計した送信電極を配置し，手部を想定した位置に，図 5.24 に示す受信治具モデルを配置したモデルである．図 5.16 の送信治具の発振回路の出力インピーダンスが $300\ \Omega$ 程度，図 5.18 の受信回路の入力インピーダンスが $4.7\ \text{k}\Omega$ であるため，解析モデルにおいてもこれを模擬し，励振源の出力インピーダンスは $300\ \Omega$ ，受信負荷抵抗は $4.7\ \text{k}\Omega$ に設定した．FDTD 法の解析領域は解析モデルから吸収境界までの自由空間距離が 20 セルとなるように決定しており， $294 \times 350 \times 765\ \text{mm}$ である．

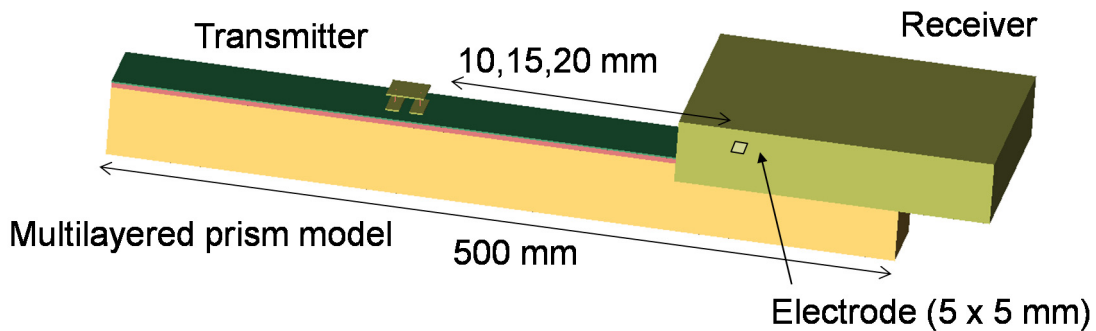


図 5.23 ファントムによる伝送効率測定を模擬した電磁界解析モデル

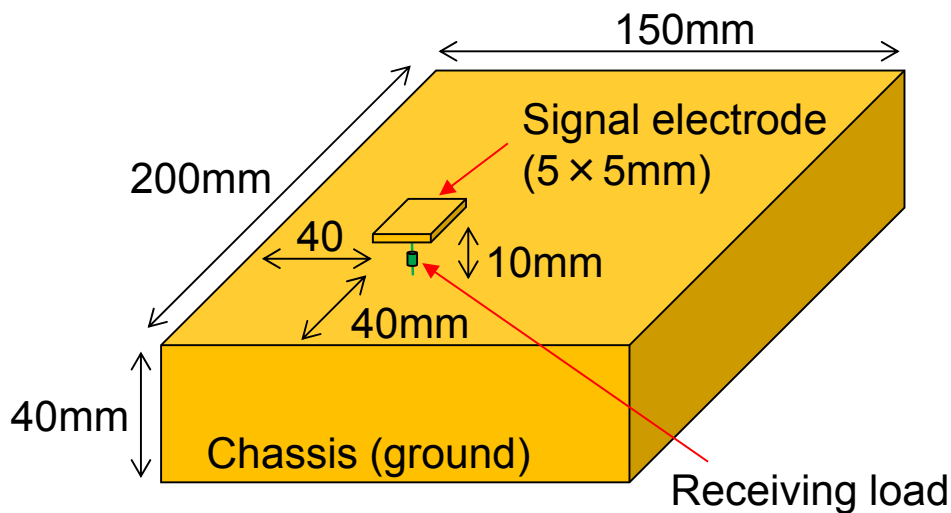


図 5.24 手部に配置される受信治具を模擬した解析モデル

図 5.25 に、ファントムによる測定結果と、被験者による測定結果を示す。また、図 5.23 の積層角柱モデルによる解析結果を菱形のプロットで示す。送受信機間の距離が 10 cm の状態では、ファントム測定値と積層角柱モデル計算値の差は 1.0 dB で、ファントム測定値と被験者による測定値の差は 8.2 dB であった。ファントムと被験者により測定された効率が解析値より大きな値となっているのは、受信機に接続されたバッテリー駆動のオシロスコープ等の、周囲環境との電磁的な結合が原因と予想される。また、ファントムと実人体で、各送受信機間距離において 5~8 dB 程度の差が生じるのは、体幹の有無に起因するものと考えられる。実際の設計を考える場合、受信信号レベルとして数

十 dB 程度のマージンを考慮する必要があるため [98], 5~8 dB 程度の差違で実人体の伝送効率を模擬可能なファントムは, 機器設計の早い段階で基礎検討を行うには十分有用であるといえる. また, 解析や被験者実験との比較から, 伝送効率の差違の理由や範囲についてもある程度予想が可能である.

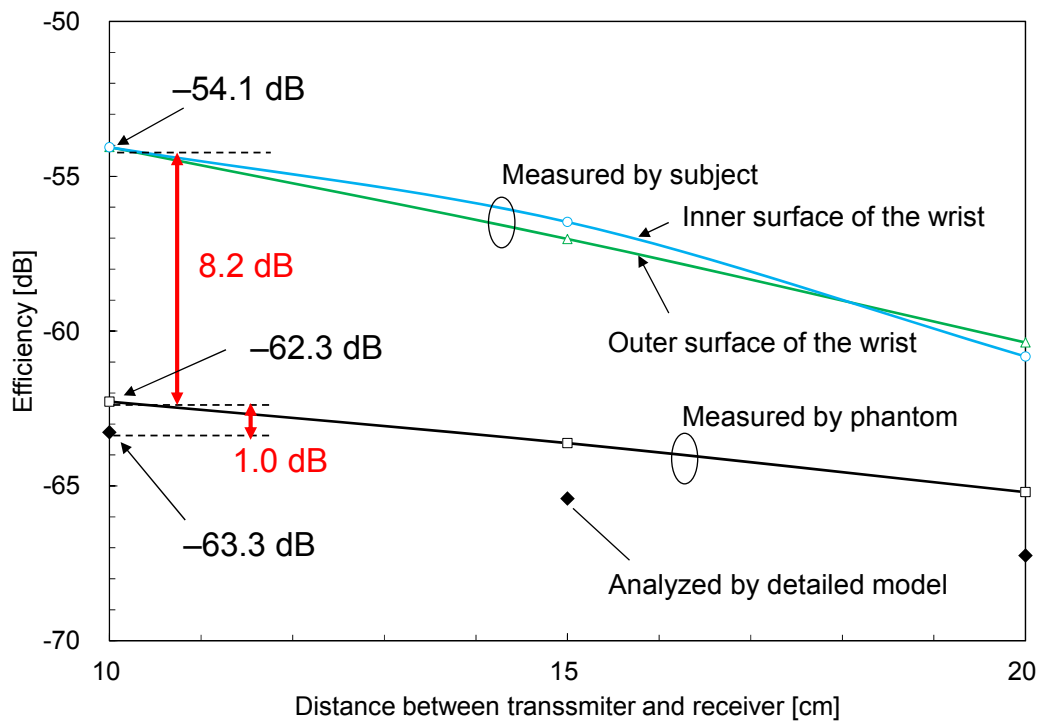


図 5.25 三層固体ファントムによる送受信伝送効率の測定

5.8 本章のまとめ

第4章で開発を行った簡略化モデルを用いてシミュレーションベースでの効率的な機器設計が可能となる一方、解析結果の妥当性確認や、実験的に周囲の電磁環境の影響を検討するために、人体の電気的特性を模擬した電磁ファントムが必要となる。本章においては、電磁ファントム開発を目指し、まず複数人の被験者（年齢22～30歳の日本人男性で成人男性平均に近い体型）による電極入力インピーダンス測定実験から、個人差によるインピーダンス特性の傾向を確認した。各被験者から得られた入力インピーダンスの周波数特性は、詳細腕部モデルによる解析結果の傾向と定性的に一致した。10 MHzにおける入力インピーダンス特性を詳細腕部モデルによる解析値と比較すると、最大で実部は26%、虚部は60%の差違があった。

次に、ファントム各層の電気的特性が目標値（実人体の電気的特性）からずれた場合、電極の入力インピーダンスに対してどの程度影響があるか明らかにするため、積層角柱モデル各層の電気的特性の変化に対する電極の入力インピーダンス特性について検討した。その結果、電極入力インピーダンスの個人差を考慮したときの、ファントム各層の電気的特性あわせこみの基準として以下の知見が得られた 1) 筋肉層は電極から離れているため電気的特性の変動の影響が小さく、少なくとも導電率が0.1～1.0 S/mの範囲にあればよい、2) 脂肪層は入力インピーダンスの決定に大きく寄与し、特に導電率ができる限り目標値に近いことが望ましい、3) 皮膚層の導電率と比誘電率は目標値から±20%の差違があっても、電磁ファントムとして十分に機能する。

この結果を受けて、積層角柱モデルと同様の構造を有する三層構造固体ファントムを開発した。開発したファントムを用いて、送信機電極の入力インピーダンス特性および送受信機間の伝送効率について評価し、解析値や被験者による実験値と比較した。その結果、以下の結果から開発したファントムの有用性が示された。

・三層固体ファントムによって測定された入力インピーダンス特性は、詳細腕部モデルによる計算値の1/2～2倍の範囲に収まっており、VSWR特性をひとつの評価指標として見た場合、人体の電気的特性を良好に模擬できていると考えられる。

・三層固体ファントムによって測定された伝送効率は、被験者によって測定された値に比較して5～8 dB程度小さな値となった。これは、被験者とファントムとで体幹の有無の影響が生じた結果と考えられる。しかし、機器設計の早い段階における伝送特性の見積もりとしては、5～8 dB程度は十分許容範囲内であり、人体を模擬したファントムとして利用可能であると考えられる。

開発した電磁ファントムによって、実際の機器使用を想定した様々な電磁環境における実験評価が可能となる。その結果として得られるデータは、必要な送信電力やそれにあわせた受信機の増幅器性能の見積もりといった、具体的な人体通信機器設計プロセスにおいて重要な知見となる。

第 6 章

結論

第6章 結論

本研究は、人体腕部における人体通信システムを想定し、電極の入力インピーダンス特性、送受信機器間の伝送特性、人体周囲の電界分布といった人体通信物理層における重要な諸特性に焦点をあて、これらの解析手法を使用する人体モデルの観点から明確にし、機器設計のプロセスを効率化することを目的に行った。これらの具体的な成果は、各章末に記載したので、ここでは全体を通したまとめを述べる。

6.1 本研究で明らかになった学術的知見

人体通信の搬送波周波数として利用が多い数百 kHz から数十 MHz において、機器同士は波長に比較し近接して配置されるため、伝送における近傍界の寄与が増大する。また、自由空間と異なる電気的特性と複雑な構造を有する人体の存在も、電極の入力インピーダンスや機器間の伝送特性に多大な影響を与え、信号伝送の状況も複雑になる。このため、数値人体モデルを導入した電磁界解析を駆使して、生体と電磁波の相互作用を考慮した伝送特性解析や機器設計を行うことが必要不可欠となる。基礎的な信号伝送状況や定性的な電界分布の確認については、モデル周囲の定性的な電界分布の観点から、最も簡略化された均質円柱モデルが適用可能である。一方で、人体内部に励振される電界は、組織構造に起因して複雑な分布をとるため、人体通信機器の設計開発における定量的な評価には、人体の組織構造を考慮した簡略化モデルや電磁ファントムの開発が必要である。

人体通信システムにおける電極は、人体へ電気信号を入出力する重要なインターフェースであり、通常の電波通信システムにおけるアンテナに相当する。均質円柱モデルを用いて電極の構造寸法と入力インピーダンス特性や伝送特性の定性的な関係について検討した結果、1) 伝送特性向上と周囲への電磁雑音低減という観点から、送信機は二電極接触構造をとることが望ましく、受信機は腕部に垂直に生じる電界を効率よく受信

し伝送特性を向上するため、単一の下部電極と上部電極からなる構造が望ましいこと、2) 電極実装面積が指定された場合、電極面積と電極間隔で入力インピーダンスが定式化でき電極設計に利用可能なこと、3) 均質円柱モデルを用いて解析的に計算された電極の入力インピーダンスや伝送特性は、筋肉ファントムを用いた実験結果とよく一致することを示した。

人体通信機器の設計における定量的な評価を目的に、実人体再現度の高い詳細腕部モデルによる解析を行った結果、骨等の筋肉層より内部の組織にはごく微小な電流しか流れず、入力インピーダンスや伝送特性の決定にはほとんど関与しないため、皮膚、脂肪、筋肉のみでモデルを構成しても、実人体を想定した精度の高い解析が十分可能であることが明らかとなった。この結果をふまえて、簡略な構造を有しているが、詳細腕部モデルと同等の精度で人体通信の諸特性が計算できる、皮膚、脂肪、筋肉の三層からなる簡略化モデルを提案した。この簡略化モデルは、モデルの変形や解析に特殊な変換ツール等が必要なく設計も容易であり、計算精度とモデル使用の容易さを両立している。このため、搬送波周波数、機器の筐体寸法、電極実装面積が決まる設計のごく初期の段階において、簡略化モデルを用いた電磁界解析により実人体装着時の電極の入力インピーダンス特性を容易に把握可能になるなど、シミュレーションベースの設計効率改善に大きく貢献すると考えられる。

一方、解析結果の妥当性確認や、実験的に周囲の電磁環境の影響を検討するために、人体の電気的特性を模擬した電磁ファントムが必要となる。短波帯で利用するファントムは、一般に所望の電気的特性を厳密に再現することが困難であるため、被験者（年齢22～30歳の日本人男性で成人男性平均に近い体型）による電極入力インピーダンス測定値の個人差や、ファントム各層の電気的特性を変化させた場合の入力インピーダンス変動の解析結果から、三層構造ファントムにおける皮膚、脂肪、筋肉層の電気的特性の許容値を示した。この結果を受けて開発した三層構造固体ファントムによって測定された入力インピーダンス特性は、詳細腕部モデルによる計算値の1/2～2倍の範囲に収まっており、VSWRの観点から考えて人体の電気的特性を良好に模擬できているといえる。また、三層固体ファントムによって測定された伝送特性は、被験者によって測定された値と比較して5～8dB程度小さな値となったが、機器設計における定量的な目安を得るには許容範囲内であり、人体を模擬したファントムとして十分利用可能であると考

えられる。

電極設計や回路フロントエンド設計といった人体通信機器の設計における重要な各局面においては、人体と電磁波の相互作用を考慮し、適切な実人体再現度の人体モデルを用いた電磁界解析が必要不可欠である。本研究で蓄積された基礎データや、それらにもとづいて開発された簡略化モデルを用いることで、搬送波周波数や人体通信機器の筐体寸法、電極実装可能面積といった仕様が与えられたとき、腕部を対象とする人体通信システムで利用する機器の電極や回路フロントエンドの効率的な設計がシミュレーションベースで可能となる。さらに、開発した電磁ファントムによって実際の機器使用を想定した様々な電磁環境における実験評価も可能となる。その結果として得られる知見は、必要な送信電力やそれに合わせた受信機の増幅器性能の見積もりといった、具体的な人体通信機器設計プロセスにおいてきわめて重要になると考えられる。

6.2 今後の展望

本研究において開発された簡略化モデルおよび三層固体ファントムによって、電極や回路フロントエンドを中心とした人体通信機器の効率的な設計が可能になったといえる。従来は伝送メカニズムの検討や機器設計に用いる人体モデルやファントムを適切に選択する段階から専門的な知識や経験が必要であった。しかし、本研究で得られた知見により、人体通信機器を設計しようとする技術者は、簡略化モデルを利用したシミュレーションベースの機器設計開発や、ファントムによる基礎実験を通して効率的に機器開発を行うことが可能となる。その結果として、電磁両立性に優れ高効率低消費電力の人体通信機器の実用化および製品化が進むことが期待される。

一方で、本研究における検討は、人体腕部における特定の利用形態を想定しており、開発した簡略化モデルやファントムも、想定する利用形態という点においては適用範囲が限定されている。このため、開発したモデルやファントムを限られたアプリケーションや利用形態のみならず、広く適用できるものに発展させていくことが、今後の人体通信の統合的な設計手法確立には欠かせない。究極的には、頭部、体幹、足部等も含めた簡略モデル化を行い、あらゆる人体通信の利用形態に適用可能なモデルやファントムの開発が望まれる。さらに、実際に機器を利用するユーザの年齢、性別、体型が多種多様であることを考慮し、幅広い層の被験者実験を通じて基礎データを蓄積していくことも

忘れてはならない。

また、今後さらに技術の開発がすすめば、複数の送受信電極を利用した人体上の信号伝送方向制御や MIMO (Multi-Input Multi-Output) 伝送による空間多重などが行える可能性もあり、人体通信システムの一層の高度化も期待される。同時に、現在普及している近距離無線通信技術との差別化を考え、電磁両立性やヒューマンインターフェースの観点から、人体通信にしか実現できないアプリケーションを開拓していくことも重要な課題のひとつである。

参考文献

- [1] 電波政策研究会, “電波利用読本”, クリエイト・クルーズ社, ISBN : 4-9900031-3-6, 1991.
- [2] The Official Bluetooth® Technology Web Site (<http://www.bluetooth.com>)
- [3] ZigBee Alliance Webpage (<http://www.zigbee.org/Home.aspx>)
- [4] 河野隆二, “超広帯域(UWB)無線通信と今後の高度無線アクセス技術,”電子情報通信学会会誌 Vol.87, No.5, pp.396-401, 2004.
- [5] 根日谷英之, 植竹古都美, “ユビキタス無線工学と微細 RFID—無線 IC タグの技術”, 東京電機大学出版局, ISBN : 4-501-32280-2, 2003.
- [6] 総務省, “平成 16 年版情報通信白書特集「世界に広がるユビキタスネットワーク社会の構築」報道資料”, 2004.
- [7] 板生清, “ウェアラブル情報機器の実際”, オプトエレクトロニクス社, ISBN : 4-900474-78-9, 1999.
- [8] 板生清, “コンピュータを着る時代”, 文藝春秋社, ISBN : 4-16-660446-5, 2005.
- [9] Edward Sazonov, Michael R Neuman, “Wearable Sensors, 1st Edition, Fundamentals, Implementation and Applications”, Academic Press, ISBN-10: 0124186629, 2014.
- [10] 宮本浩二, 橋本和則, 鈴木琢治, “ヘルスケアの様々な用途に対応したウェアラブルセンサ”, Toshiba review 69(11), pp.13-16, 2014.
- [11] 板生清, 駒澤真人, “ウェアラブルデバイスの応用と近未来の展開”, エレクトロニクス実装学会誌, Vol.18, No.6, pp.384-389, 2015.
- [12] Huan-Bang Li, Kenichi Takizawa, Ryuji Kohno: “Trends and Standardization of Body Area Network”, Proceeding of the 1st European Wireless Technology Conference, 2008.

- [13] 李還幫, “IEEE802.15 WPAN 標準化の最新動向と考察”, 信学技報, 112(122), pp.25-30, AN2012-19, 2012.
- [14] 李還幫, “医療ヘルスケアのためのボディエリアネットワーク —標準規格の策定と開発事例—”, 特技懇, No.271, pp.53-60, 2013.
- [15] C. Gomez, J. Oller, J Paradells, "Overview and Evaluation of Bluetooth Low Energy: An Emerging Low-Power Wireless echnology" Sensors, 12(9), 2012.
- [16] Texas Instruments Webpage (<http://www.ti.com/>)
- [17] RFID 技術動向・運用環境調査報告書. 財団法人流通システム開発センター: 2008
- [18] CEATEC JAPAN 2010 Webpage (<http://www.ceatec.com/2010/ja/index.html>)
- [19] 岡村武夫, “微弱無線と省電力無線の基礎知識,” トランジスタ技術, Vol.44, No.11, pp.106-115, 2007.
- [20] E. Murakuni, N. Higaki, and K. Shiba, “Analysis of human body electric field distribution using the transmitting antenna in an implantable device,” Inst. Electron., Inf. Commun. Eng., vol. 33, no. 15, pp. 13–18, 2009.
- [21] T. G. Zimmerman: “Personal Area Networks (PAN): Near-Field Intra-Body Communication”, M.S.thesis, MIT Media Laboratory, 1995.
- [22] Y. Kato, “New Type Sensing Technology Using Evanescent Electromagnetic Field Area”, International Conference on Electronics Packaging 2012, pp.727-730, 2012.
- [23] A. Noda, H. Shinoda, “Selective Wireless Power Transmission Through High-Q Flat Waveguide-Ring Resonator on 2-D Waveguide Sheet,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 59, no. 8, pp. 2158-2167, 2011.
- [24] 滝口清昭, 児矢野英典, 河野賢司, “多重極子電極構造により生成される準静電界を応用した新しい近接センシング手法の検討”, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.77, No.778 pp.142-154, 2010.
- [25] T. Nagaoka, S. Watanabe, K. Sakurai, E. Kunieda, S. Watanabe, "Development of realistic high-resolution whole-body voxel models of Japanese adult male and female of average height and weight and application of models to radio-frequency electromagnetic-field

- dosimetry "Physics in Medicine and Biology, Vol.49, pp.1-15, 2004.
- [26] 吉田勝, “手ぶらで「ピッ」人体通信, 商用化へと離陸”, 日経 BP 社, 日経エレクトロニクス 2008 年 6 月 30 日号, pp.91-98, 2008.
- [27] 根日屋英之, “人体通信の概要と自動車への展開”, Automotive Technology International 2009, Forum C-2-4, 2009.
- [28] 土井謙之, 西村篤久, “人体を伝送路とする高信頼性通信方式”, 松下電工技報, Vol.53, No.3, pp.72-76, 2005.
- [29] M. Shinagawa, "Development of Electro-optic Sensors for Intra-body Communications", NTT Technical Review, Vol.2, No.2, pp.6-11, 2004.
- [30] 津崎翔伍, 齊藤一幸, 高橋応明, 伊藤公一, “UHF 帯を用いた人体通信用アンテナの性能評価”, 平成 23 年度電子情報通信学会東京支部学生会研究発表会, pp.168, 2012.
- [31] G. A. Conway, W. G. Scanlon, "Low-Profile Patch Antennas for Over-Body-Surface Communication at 2.45 GHz", Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications, IWAT '07 International Workshop, pp.416,419, 21-23 March 2007.
- [32] 前山利幸, “電流方式と弾性波方式の人体通信”, MicroWave Workshop&Exhibition 2009 ワークショップ, WS-03-04, 2009.
- [33] P.S. Hall, "Antennas challenges for body centric communications," in International Workshop on Antenna Technology 2007 (IWAT'07), No.2.1, pp.41-44, 2007.
- [34] 加藤康男, 梅田祐司, 水澤純一, “人体通信技術の電子トリアージ適用実験”, 信学技報, MBE2010-61, pp.35-40, 2010.
- [35] 上條 昇, 井上 忠宣, 岸本 幸一郎, 玉川 憲, “スマート・ウォッチ : ウェアラブルコンピューティングのためのハードウェア・プラットフォーム”, human interface, 3(1), pp.1-4, 2001.
- [36] 蜂須賀啓介, 岸慶憲, 林勇樹, 佐々木健, “人体内通信における信号伝送モデルの提案および実験的検証”, エレクトロニクス実装学会誌, Vol.10, No.6, pp.462-468, 2007.
- [37] T. C. W. Schenk, N. S. Mazloum, L. Tan, P. Rutten, "Experimental characterization of the

- body-coupled communications channel," Wireless Communication Systems 2008, IEEE International Symposium on ISWCS '08, pp.234-239, 2008.
- [38] M. Amparo Callejon, D. Naranjo-Hernandez, J. Reina-Tosina, L. M. Roa, "Distributed Circuit Modeling of Galvanic and Capacitive Coupling for Intrabody Communication," IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol.59, no.11, pp.3263-3269, 2012.
- [39] 滝口清昭, 河野賢司, “多重極構造によるモバイル用基準電位—スマートリファレンスの開発—”, 信学技報, MoMuC2010-65, pp.31–36, 2011.
- [40] 福本雅朗, 外村佳伸, “人体通信の伝搬特性変動に関する基本検討”, 情報処理学会論文誌, vol. 39, no. 5, pp. 1423-1430, 1998.
- [41] Sony CSL : Projects—Interaction Lab 『Wearable Key』
(http://www.csl.sony.co.jp/IL/projects/wearable_key/contents_j.html)
- [42] 朝日利彰, 品川満, 柴田信太郎, 落合克幸, 美濃谷直志, 川野龍介, “社会インフラ化を目指すネットワーク技術「レッドタクトン (RedTacton)」”, NTT 技術ジャーナル, vol. 19, no. 3, pp.14-17, 2007.
- [43] NTT エレクトロニクス(http://www.nttelelectronics.com/new/information/2008_04_23.html)
- [44] 横尾兼一, “電界通信モジュールの開発”, NATURE INTERFACE, vol.9, no.3, pp.12-13, 2009.
- [45] Ericsson Webpage (<http://www.ericsson.com/jp/>)
- [46] アドソル日進: 電界通信 (人体通信) タッチタグ®ハンズフリー認証システム
(<http://www.adniss.jp/archives/1257>)
- [47] Microchip: BodyCom Technology (<http://www.microchip.com/pagehandler/ja-jp/technology/embeddedsecurity/technology/bodycom.html>)
- [48] 井上和弘, 大石崇文, 尾林秀一, “人体通信における受信特性変化に関するシミュレーション検討”, 2013 年電子情報通信学会総合大会講演論文集, pp.175, 2013.
- [49] E. R. Post, M. Reynolds, M. Gray, J. Paradiso and N. Gershenfeld, “Intrabody Buses for Data and Power”, Digest of Papers of the 1st International Symposium on Wearable Computers (ISWC '97), pp.52-55, 1997.

- [50] K. Partridge, B. Dahlquist, A. Veiseh, A. Cain, A. Foreman, J. Goldberg and G. Borriello, “Empirical measurements of intrabody communication performance under varied physical configurations”, ACM Symposium, User Interface Software Technology, pp.183-190, 2001.
- [51] M. Shinagawa, M. Fukumoto, K. Ochiai, and H. Kyuragi, “A near-field-sensing transceiver for intrabody communication based on the electrooptic effect,” IEEE Trans. Instrum. Meas. Tech., vol. 53, no. 6, pp. 1533-1538, 2004.
- [52] T. Maeyama, K. Takasaki, Y. Karasawa, “High-Speed Human Body Communication System”, 2007 International Symposium on Antennas and Propagation, pp.414-417, 2007.
- [53] 佐久間淳, 藤原拓也, 加藤巧, 安在大祐, 王建青, “心電信号の人体通信によるリアルタイム伝送とコモンモードノイズ低減”, 信学技報 EMCJ2014-6, pp.31-36, 2014.
- [54] Human Body Communication Website(<http://amplet.com/hbc/page04.html>)
- [55] 多氣昌生, 鈴木敬久, 渡辺恭平, “電界カップリングによる人体通信機器に関する曝露評価”, 信学技報, EMCJ2007-47, pp.25-30, 2007.
- [56] 王建青, “人体通信における埋め込み型医療機器の EMC 評価法に関する研究,” 財団法人テレコムエンジニアリングセンター 公益的調査研究助成 成果報告書, 2012.
- [57] K. Hachisuka, A. Nakata, T. Takeda, K. Shiba, K. Sasaki, H. Hosaka, and K. Itao, “Development of wearable intra-body communication devices,” Sensors and Actuators A: Physical, Vol. 105, No. 1, pp.109-115, 2003.
- [58] K. Fujii, M. Takahashi, K. Ito, Electric Field Distributions of Wearable Devices Using the Human Body as a Transmission Channel, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.55, No.7, pp.2080-2087, 2007.
- [59] 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.
- [60] 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.
- [61] IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 15.6: Wireless Body Area

Networks, IEEE Computer Society, 2012.

- [62] NFC Forum (<http://nfc-forum.org/>)
- [63] M.A. Jensen and Y. Rahmat-Samii, "EM interaction of handset antennas and a human in personal communications," Proc. IEEE, vol.83, no.1, pp.7-17, 1995.
- [64] 渡辺聡一, 多気昌生, 野島俊雄, "携帯無線機のアンテナ入力インピーダンスに対する人体頭部との相互作用による影響," 電子情報通信学会論文誌 B-II, vol.J79-B-II, no.9, pp.557-565, 1996.
- [65] 佐藤和夫, 西川訓利, 鈴木徳祥, 小川明, "人体近傍に置かれた携帯無線機用アンテナの特性解析," 電子情報通信学会論文誌 B-II, vol.J79-B-II, no.11, pp.892-900, 1996.
- [66] 森下久, 林田章吾, 伊藤淳, 藤本京平, "人体 (頭, 手及び指) モデルを用いた携帯端末用内蔵アンテナの特性解析," 電子情報通信学会論文誌 B, vol.J85-B, no.5, pp.687-697, 2002.
- [67] 浅沼 健一, 後河内 大介, 山本 志緒, 前田 裕一, 田中 雅人, 小堤 直樹, 松田 祐征, 吉田 博志, 前田 忠彦, "人体を含めた UWB 伝送路モデルの提案と特性評価," 電子情報通信学会論文誌 B, vol.J90-B, no.9, pp. 873-884, 2007.
- [68] 宇野由美子, 齊藤一幸, 高橋応明, 伊藤公一, "2~10 GHz における人体の組織構造がアンテナ特性に与える影響評価," 電子情報通信学会論文誌 B, vol.J93-B, no.2, pp.278-285, Feb. 2010.
- [69] 高橋応明, 中田智史, 齊藤一幸, 伊藤公一, "多層媒質モデルを用いたペースメーカー装荷型アンテナの特性解析," 電子情報通信学会論文誌 B, vol.J93-B, no.12, pp.1636-1643, Nov. 2010.
- [70] C.Gabriel: "Compilation of the dielectric properties of body tissues at RF and microwave frequencies", Report N.AL/OE-TR- pp.1996-0037, Occupational and environmental health directorate, Radiofrequency Radiation Division, Brooks Air Force Base, Texas (USA), June 1996.
- [71] C.Gabriel, S.Gabriel and E.Corthout: "The dielectric properties of biological tissues: I. Literature survey", Phys. Med. Biol. 41, pp.2231-2249, 1996.

- [72] Gabriel, R W Lau, 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.
- [73] Gabriel, R W Lau, C Gabriel, "The dielectric properties of biological tissues: II. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues", *Phys. Med. Biol.* 41, pp.2271-2293, 1996.
- [74] Italian National Research Council : Dielectric Properties of Body Tissues in the frequency range of 10 Hz – 100 GHz (<http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/>)
- [75] FCC Webpage: Radio Frequency Safty –Body Tissue Dielectric Parameters Tool (<http://transition.fcc.gov/oet/rfsafety/dielectric.html>)
- [76] K. Hachisuka, T. Takeda, Y. Terauchi, K. Sasaki, H. Hosaka, K. Itao, "Intra-Body Digital Data Transmission for the Personal Area Network", *IIP/ISPS Joint MIPE '03* pp.139-140, 2003.
- [77] 独立行政法人 情報通信研究機構 EMC グループ Webpage (<http://emc.nict.go.jp/bio/index.html>)
- [78] 長岡 智明, 櫻井 清子, 国枝 悦夫, 渡邊 聡一, 本間 寛之, 鈴木 保, 河合 光正, 酒本 勝之, 小川 孝次"日本人成人男女の平均体型を有する全身数値モデルの開発" *生体医工学*, Vol.40, No.4, pp.45-52, Dec. 2002
- [79] T. Nagaoka, S. Watanabe, K. Sakurai, E. Kunieda, S. Watanabe, "Development of realistic high-resolution whole-body voxel models of Japanese adult male and female of average height and weight and application of models to radio-frequency electromagnetic-field dosimetry" *Physics in Medicine and Biology*, Vol.49, pp.1-15, 2004.
- [80] 渡辺聡一, 山中幸雄, 長岡智明, 国枝悦夫, 鈴木敬久, 多氣昌生, 王建青, 藤原修: "日本人数値人体モデル開発と無償データ利用公開の経緯", *信学技報*, EMCJ2004-53, pp.29–35, 2004.
- [81] 株式会社エーイーティー Webpage (<http://www.aetjapan.com/index.php>), "時間領域で解決する電磁界シミュレーションの基礎知識".
- [82] Kane Yee; , "Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.14,

no.3, pp.302-307, May 1966.

- [83] 宇野亨, “FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析”, コロナ社, 1998.
- [84] P.B. Johns, R.L. Beurle, “Numerical solutions of 2-dimensional scattering problems using a transmission-line matrix,” in Proceedings of the IEE, vol. 118, no. 9, pp. 1203-1208, 1971.
- [85] T. Weiland, “A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields,” Electronics and Communication (AEÜ), vol. 31, p. 116, 1977.
- [86] B. Krietenstein, R. Schuhmann, P. oma, and T. Weiland, “The perfect boundary approximation technique facing the challenge of high precision eld computation,” in Proc. of the XIX International Linear Accelerator Conference (LINAC'98), Chicago, USA, 1998, pp. 860-862.
- [87] REMCOM Webpage (<http://www.remcom.com/>)
- [88] Luebbers, R.; , "XFDTD and beyond-from classroom to corporation," Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE , vol., no., pp.119-122, 9-14 July 2006.
- [89] 設計のための人体寸法データ集. 生命工学工業技術研究所編. 人間生活工学研究センター. 日本出版サービス, ISBN4-88922-093-3 C3040 P4635E, 1996.
- [90] 平野勝義, 稲垣直樹, 藤井勝之: “On-Body Channel 人体通信用ウェアラブルデバイスのインピーダンス特性と電極接地抵抗”, 信学技報, A・P2009-99, pp.115-120, 2009.
- [91] 大西輝夫, 上林真司: “広帯域で利用可能な生体等価ファントムの開発”, NTT DoCoMo テクニカル・ジャーナル, Vol.13, No.4, 2006.
- [92] 国際無線障害特別委員会: CISPR 11, 国際電気標準会議, 1999.
- [93] 総務省電波防護指針(<http://www.tele.soumu.go.jp/>)
- [94] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP): “Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)”, 1998.
- [95] R.G. Gordon, et al., “A Mathematical Model of the Human Temperature Regulatory System-transient Cold Exposure Response”, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol.BME-23, no.11, pp.

- 434-444, 1976.
- [96] W.F.W. Southwood, "The Thickness of the Skin," *Plastic Reconst. Surgery*, vol. 15, pp.423-429, May 1955.
- [97] 古泉一久, "筋厚,皮下脂肪厚の分布と身体組成との関係," 城西大学研究年報 自然科学編, vol.22, pp.125-133, 1998.
- [98] 広畑敦, "通信距離を伸ばすには,どうすればよいか," *トランジスタ技術*, Vol.44, No.11, pp.140-147, 2007.
- [99] 前山利幸, "iPhone 4 の受信感度は本当に悪いのか?—「アンテナ問題」を実際の測定で検証", 日経 BP 社, 日経エレクトロニクス 2010 年 8 月 9 日号, pp.55-59, 2010.
- [100] 前山利幸, "iPhone 4S で受信感度は改善したのか", 日経 BP 社, 日経エレクトロニクス 2012 年 1 月 9 日号, pp.83-88, 2012.
- [101] 齊藤正男, "電磁界の生体への影響," *テレビジョン学会誌*, vol.42,no.9, pp.945-950, 1988.
- [102] 藤原修, "電磁波のバイオエフェクト," *信学誌*, vol.75, no.5, pp.519-522, 1992.
- [103] 岡野好伸, 長谷篤志, 伊藤公一, "脳等価固体ファントムを用いたサーモグラフィ法による SAR 測定法に関する基礎検討," *電子情報通信学会論文誌 B*, vol.J82-B, no.1, pp.167-176, 1999.
- [104] 雨宮好文, "電磁波の生体に及ぼす影響と安全基準," *テレビジョン学会誌*, vol.45, no.7, pp.831-836, 1991.
- [105] 齊藤正男, 多氣昌生, "電波の生体影響と健康リスク," *電子情報通信学会誌*, vol.82, no.6, pp.572-579, 1999.
- [106] 伊藤公一, 河井寛記, 齊藤一幸, "生体等価ファントムの現状と今後の展望," *信学論(B)*, vol.J85-B, no.5, pp.582-596, May 2002.
- [107] 人体電磁ファントム研究会: "人体電磁ファントムに関する調査研究の体系化," 信学会, ソサイエティ活性化事業, 2003.
- [108] 福永 香, 渡辺 聡一, 山中 幸雄, "頭部 SAR 測定用液体ファントムの電気特性の経時変化と SAR への影響", *信学技報 EMCJ2002-01*, pp.49-54, 2002.

- [109] IEC 62209-1:“Human Exposure to Radio Frequency Fields from Handheld and Body-Mounted Wireless Communication Devices - Human models, Instrumentation, and Procedures,”First edition, Feb. 2005.
- [110] Y. Okano, K. Ito, I. Ida, and M.T akahashi, “The SAR evaluation method by a combination of thermographic experiments and biological tissue-equivalent phantoms,” IEEE Trans. Micro wave Theo. Tech., vol.48, no.11, pp.2094-2103, 2000.
- [111] 滝本 拓也 , 大西 輝夫 , 齊藤 一幸 , 高橋 応明 , 伊藤 公一, “UWB 通信帯域における広帯域生体等価固体ファントムの有効性評価,”電子情報通信学会論文誌 B, vol. J89-B, no.9, pp. 1806-1814, 2006.
- [112] 阿比留 幸文 , 二川 佳央 , 千野 勝 , 北畑 慎一 , 倉田 桂子,“電磁環境下で用いる生体モデルに関する研究”, 1997 年電子情報通信学会総合大会講演論文集, エレクトロニクス(1), pp. 283, 2013.
- [113] 加納 唯 , 駱 美玲 , 前山 利幸 , 清水 優輝 , 小山 友裕 , 田中 稔康, “人体通信ファントムの開発”, 信学技報 AP2010-12, pp. 7-12, 2010.
- [114] 阿比留 幸文 , 二川 佳央 , 千野 勝 , 北畑 慎一 , 倉田 桂子,“電磁環境下で用いる生体モデルに関する研究”, 2015 年電子情報通信学会総合大会講演論文集, 通信(1), pp. 216, 2015.

研究業績一覧

(A) 学術論文 9 件

- (1) 村松大陸, 山本隆彦, 越地福朗, 越地耕二, “人体通信用受信機の電極構造に関する検討”, 日本 AEM 学会誌, Vol.19, No.2, pp.354-359, 2011.
- (2) 村松大陸, 山本隆彦, 越地福朗, 越地耕二, 佐々木健, “インピーダンス整合を考慮した人体通信送信機の電極設計と周辺電界に関する検討”, ライフサポート学会誌, Vol.24, No.7, pp.70-78, 2012.
- (3) D. Muramatsu, F. Koshiji, K. Koshiji, K. Sasaki, “Input Impedance Analysis of a Human Body Communication Transmitter Using a Realistic Human Model and a Simplified Layered Model”, Transactions of The Japan Institute of Electronics Packaging, Vol.16, No.7, pp.528-534, 2013.
- (4) D. Muramatsu, F. Koshiji, K. Koshiji, K. Sasaki, “Development and Study of Electrical Property on Phantom for Human Body Communication Considering Tissue Structure of Human Arm”, Transactions of The Japan Institute of Electronics Packaging, Vol.17, No.1, pp.63-68, 2014.
- (5) 村松大陸, 横山義晃, 佐々木健, “頭部装用型ウェアラブル機器間の人体通信モデルと電極構造”, 日本 AEM 学会誌, Vol.22, No.2, pp.82-88, 2014.
- (6) D. Muramatsu, F. Koshiji, K. Koshiji, K. Sasaki, “Analytical and Experimental Studies on Human Body Communication between Wristwatch and Handheld Device using Muscle Homogenous Phantom at 10 MHz”, Sensors and Materials, Vol.26, No.8, pp.581-589, 2014.
- (7) 村松大陸, 越地福朗, 越地耕二, 佐々木健, “多層円柱腕モデルを用いた人体通信用電極の入カインピーダンス解析”, 電子情報通信学会論文誌 B, Vol.J-98B, No.5, pp.448-450, 2015.

- (8) 越地福朗, 越地耕二, 村松大陸, 佐々木健, “人体通信用ウェアラブル電極のギガヘルツ帯パーソナルエリアネットワーク用アンテナとしての利用の提案と検討”, 日本 AEM 学会誌, Vol.23, No.2, pp.288-293, 2015.
- (9) 越地福朗, 越地耕二, 村松大陸, 佐々木健, “ウェアラブルコイルの磁界結合を利用した人体周辺通信における腕部折り曲げ時の伝送特性および周辺電磁界分布の検討”, 日本 AEM 学会誌, Vol.23, No.2, pp.294-301, 2015.

(B) 国際会議発表 19 件

- (1) D. Muramatsu, T. Yamamoto, F. Koshiji, K. Koshiji, “Structural Design of Transmitter and Receiver Electrodes for Improvement of Transmission Characteristics in Human-Body Communication”, International Conference on Electronics Packaging 2011 (ICEP 2011), pp.114-119, Nara, Japan, Apr. 2011. (Oral)
- (2) D. Muramatsu, F. Koshiji, K. Koshiji, K. Sasaki, “Input Impedance Characteristics of Human Body Communication Transmitter Using Realistic Human Model”, International Conference on Electronics Packaging 2012 (ICEP 2012), pp.735-738, Tokyo, Japan, Apr. 2012. (Poster)
- (3) D. Muramatsu, F. Koshiji, K. Koshiji, K. Sasaki, “Transmission Characteristics of Wearable Devices Between Two Human Bodies”, The 1st IEEE Global Conference on Consumer Electronics (GCCE 2012), pp.365-366, Makuhari, Japan, Oct. 2012. (Oral)
- (4) F. Koshiji, D. Muramatsu, K. Sasaki, K. Koshiji, “Input Impedance Characteristics of Wearable Transmitter Electrodes in Intra-body Communication”, The 1st IEEE Global Conference on Consumer Electronics (GCCE 2012), pp.367-368, Makuhari, Japan, Oct. 2012. (Oral)
- (5) D. Muramatsu, F. Koshiji, K. Koshiji, K. Sasaki, “Multilayered Cylindrical Human Arm Model for Impedance Analysis in Human Body Communication”, The 18th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC 2012), pp.478-479, Jeju Island, Korea, Oct. 2012. (Oral)
- (6) D. Muramatsu, F. Koshiji, K. Koshiji, K. Sasaki, “Input Impedance Analysis in Human

- Body Communication Using Detailed Human Body Model”, The 15th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC 2012), pp.31, Oita, Japan, Nov. 2012. (Poster)
- (7) F. Koshiji, T. Fujisawa, D. Muramatsu, K. Sasaki, K. Koshiji, “Input Impedance Characteristics of Wearable Transmitter Electrodes in Dry/Wet Skin Conditions for Human Body Communication”, IEEE-EMBS Micro- and Nanoengineering in Medicine Conference (MNMC 2012), pp.78, Hawaii, U.S.A, Dec. 2012. (Poster)
- (8) D. Muramatsu, F. Koshiji, K. Koshiji, K. Sasaki, “Development and Study of Electrical Property on Phantom for Human Body Communication Considering Tissue Structure of Human Arm”, International Conference on Electronics Packaging 2013 (ICEP 2013), pp.605-610, Osaka, Japan, Apr. 2013. (Oral) [\[IEEE CPMT Japan Chapter Young Award\]](#)
- (9) D. Muramatsu, F. Koshiji, K. Koshiji, K. Sasaki, “Homogenous Arm Model in Impedance Analysis of Electrodes for Human Body Communication”, The 2nd IEEE Global Conference on Consumer Electronics (GCCE 2013), pp.286-287, Makuhari, Japan, Oct. 2013. (Poster) [\[IEEE GCCE 2013 Excellent Poster Award \(3rd Prize\)\]](#)
- (10) D. Muramatsu, F. Koshiji, K. Koshiji, K. Sasaki, “Evaluation of Homogenous Medium Model for Analyses in Human Body Communication Characteristics”, International Conference on BioSensors, BioElectronics, BioMedical Devices, BioMEMS/NEMS and Applications 2013 (Bio4Apps 2013) & 5th Sensing Biology Symposium, p.62, Tokyo, Japan, Oct. 2013. (Poster)
- (11) D. Muramatsu, F. Koshiji, K. Koshiji, K. Sasaki, “Input Impedance Analysis of Wearable Antenna and Its Experimental Study with Real Human Body”, IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE 2014) , pp.151-152, Las Vegas, U.S.A, Jan. 2014. (Oral) [\[IEEE CE Japan Chapter ICCE Young Scientist Paper Award\]](#)
- (12) D. Muramatsu, Y. Yokoyama, K. Sasaki, “Clarification of Transmission Mechanism in Human Body Communication between Head-Mounted Wearable Devices”, International Conference on Electronics Packaging 2014 (ICEP 2014), pp.740-743, Toyama, Japan, Apr. 2014. (Poster)

- (13) D. Muramatsu, F. Koshiji, K. Koshiji, K. Sasaki, “Human Body Communication Between Fingertip and Wrist Using Stationary and Wearable Devices”, The 3rd IEEE Global Conference on Consumer Electronics (GCCE 2014) , pp.18-19, Makuhari, Japan, Oct. 2014. (Oral) [[IEEE GCCE 2014 Best Student Paper Award \(1st Prize\)](#)]
- (14) T. Nguyen, D. Muramatsu, K. Sasaki, “Measurement of Human Body Communication Transmission Characteristics at 20 MHz”, the 9th International Symposium on Medical Information and Communication Technology (ISMICT 2015), pp.45-48, Kamakura, Japan, Mar. 2015. (Oral)
- (15) D. Muramatsu, F. Koshiji, K. Koshiji, K. Sasaki, “Effect of User's Posture and Device's Position on Human Body Communication with Multiple Devices”, International Conference on Electronics Packaging & iMAPS All Asia Conference 2015 (ICEP-IAAC2015), pp.124-127, Kyoto, Japan, Apr. 2015. (Oral)
- (16) D. Muramatsu, F. Koshiji, K. Koshiji, K. Sasaki, “Multilayered Phantom for Input Impedance Evaluation of Human Body Communication Electrodes”, 10th EAI International Conference on Body Area Networks (Bodynets 2015), Sydney, Australia, Sep. 2015. (Poster)
- (17) N. Arai, D. Muramatsu, K. Sasaki, “Maximization of Received Signal Power by Impedance Matching in Human Body Communication Receiver”, 10th EAI International Conference on Body Area Networks (Bodynets 2015), Sydney, Australia, Sep. 2015. (Oral)
- (18) D. Muramatsu, K. Sasaki, “Lighting Color Control System Using Smartphone with Human Body Communication Module”, The 4th IEEE Global Conference on Consumer Electronics (GCCE 2015), pp.377-378, Osaka, Japan, Oct. 2015. (Poster)
- (19) N. Arai, D. Muramatsu, K. Sasaki, “Equivalent Output Impedance of a Transmitter-Human Body System as Viewed From a Receiver for Human Body Communication”, The 4th IEEE Global Conference on Consumer Electronics (GCCE 2015), pp.644-645, Osaka, Japan, Oct. 2015. (Oral)

(C) 国内学会発表 44 件

- (1) 村松大陸, 山本隆彦, 越地福朗, 越地耕二, “人体を伝送路としたウェアラブル機器間通信の伝送特性改善—電極構造に関する検討—”, 第 20 回マイクロエレクトロニクスシンポジウム, pp.211-214, 滋賀, 2010 年 9 月
- (2) 村松大陸, 山本隆彦, 越地福朗, 越地耕二, “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”, 第 26 回ライフサポート学会大会, pp.412-415, 大阪, 2010 年 9 月 [バリアフリーシステム開発財団奨励賞]
- (3) 村松大陸, 山本隆彦, 越地福朗, 越地耕二, “人体通信用受信機の電極構造に関する検討”, 第 19 回 MAGDA コンファレンス, pp.197-202, 北海道, 2010 年 11 月
- (4) 村松大陸, 山本隆彦, 越地福朗, 越地耕二, “人体通信における送信機電極構造および測定用ファントムに関する検討”, 第 20 回ライフサポート学会フロンティア講演会, pp. 38, 東京, 2011 年 3 月 [平成 22 年度ライフサポート学会奨励賞]
- (5) 村松大陸, 山本隆彦, 越地福朗, 越地耕二, “人体通信に用いる電極の構造および測定用ファントムに関する検討”, 第 25 回エレクトロニクス実装学会春季講演大会, pp. 113-115, 神奈川, 2011 年 3 月
- (6) 村松大陸, 山本隆彦, 越地福朗, 越地耕二, “人体通信用機器の電極構造調整による伝送特性改善”, 2011 年電子情報通信学会総合大会, pp. 173, 東京, 2011 年 3 月 (ポスター)
- (7) 村松大陸, 山本隆彦, 越地福朗, 越地耕二, “人体通信用機器の設計に関する検討—電極構造調整による伝送特性改善—”, 第 23 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム, pp. 129-132, 愛知, 2011 年 5 月
- (8) 村松大陸, 山本隆彦, 越地福朗, 越地耕二, “伝送特性改善を目的とした人体通信用機器の電極設計”, 第 41 回国際電子回路産業展 (JPCA Show 2011) アカデミックプラザ, AP-024, 東京, 2011 年 6 月
- (9) 町田雄太, 山本隆彦, 越地耕二, 村松大陸, 佐々木健, 越地福朗, “2/3 均質人体モデルを用いた人体通信用機器の電極構造の検討”, エレクトロニクス実装学会超高速高周波エレクトロニクス実装研究会予稿集, 東京, 2011 年 7 月
- (10) 村松大陸, 越地福朗, 越地耕二, 佐々木健, “詳細人体モデルを用いた人体通信用機

器の入力インピーダンス特性に関する検討”, 2011 年度精密工学会秋季学術講演会, pp.956-957, 金沢, 2011 年 9 月

- (11) 村松大陸, 越地福朗, 越地耕二, 佐々木健, “詳細人体モデルによる人体通信機器の入力特性および生体暴露に関する検討”, 生活生命支援医療福祉工学系学会連合大会 2011, O1-1, pp.1-3, 東京, 2011 年 11 月 [若手プレゼンテーション賞]
- (12) K. Darne, D. Muramatsu, K. Sasaki, “Application Development and Analysis for Human Body Communication System”, 第 10 回人間情報学会講演会, pp.10-14, 東京, 2012 年 3 月 (ポスター)
- (13) 横山義晃, 村松大陸, 佐々木健, “頭部を信号の伝送路として利用した人体通信 – 電磁界解析における頭部形状・内部構造の詳細モデリングの重要性 –”, 2012 年度精密工学会春季大会学術講演会, pp.951-952, 東京, 2012 年 3 月
- (14) 村松大陸, 越地福朗, 越地耕二, 佐々木健, “多層円柱モデルによる人体通信送信機の入力インピーダンス解析”, 電子情報通信学会 2012 年総合大会, pp.181, 岡山, 2012 年 3 月
- (15) 村松大陸, 越地福朗, 越地耕二, 佐々木健, “詳細および簡易モデルを用いた人体通信機器の特性解析”, 第 24 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム, pp.585-588, 富山, 2012 年 5 月
- (16) 村松大陸, 越地福朗, 越地耕二, 佐々木健, “1 MHz~1 GHz での異なる腕モデルによる人体通信電極の入力特性”, 電子情報通信学会 2012 年ソサイエティ大会予稿集, B-1-143, 富山, 2012 年 9 月
- (17) 越地耕二, 山本隆彦, 越地福朗, 村松大陸, 佐々木健, “電磁波を用いた医療情報通信技術”, 電子情報通信学会医療情報通信技術研究会資料集 MICT, No.3, 2012-18~34, pp.11-24, 東京, 2013 年 1 月
- (18) 村松大陸, 山本隆彦, 越地福朗, 越地耕二, “人体腕部における組織構造を考慮した電磁ファントムの電気定数に関する検討”, 第 27 回エレクトロニクス実装学会春季講演大会, pp. 366-368, 仙台, 2013 年 3 月
- (19) 馬場 英彰, 村松大陸, 佐々木健, “人体通信用 10 MHz 帯ファントムの組成と電気特性に関する基礎検討”, 電子情報通信学会 2013 年総合大会, pp.174, 岐阜, 2013 年

3 月

- (20) 村松大陸, 越地福朗, 越地耕二, 佐々木健, “1 MHz~1 GHz での腕モデル構造変化と人体通信電極入力特性の関係”, 電子情報通信学会 2013 年ソサイエティ大会, B-1-143, pp.179, 福岡, 2013 年 9 月
- (21) 村松大陸, 横山義晃, 佐々木健, “頭部装用型ウェアラブル機器間の人体通信モデルと電極設計”, 第 22 回 MAGDA コンファレンスー電磁現象および電磁力に関するコンファレンスー, pp.47-52, 宮崎, 2013 年 12 月
- (22) D. Muramatsu, “Development of Human Body Communication for User-friendly Information Society”, The 10th IEEE Tokyo Young Researchers Workshop (TYRW 2013), pp.39, Tokyo, Japan, Dec. 2013. (Poster)
- (23) 村松大陸, 越地福朗, 越地耕二, 佐々木健, “ウェアラブルアンテナの入力インピーダンス解析および実人体を用いた測定”, 映像情報メディア学会技術報告, Vol.38, No.6, CE2014-7, MMS2014-7, pp.13-16, 東京, 2014 年 2 月
- (24) 越地福朗, 越地耕二, 村松大陸, 佐々木健, “医療・ヘルスケアを支えるボディエリア通信技術”, エレクトロニクス実装学会材料技術委員会研究会機能性ハイブリッド材料研究会, pp. 19-30, 東京, 2014 年 2 月
- (25) 村松大陸, 越地福朗, 越地耕二, 佐々木健, “人体を信号伝送路として利用するウェアラブル機器間通信システム”, 第 23 回ライフサポート学会フロンティア講演会予稿集, pp.137-139, 東京, 2014 年 3 月 [依頼講演]
- (26) 村松大陸, 横山義晃, 佐々木健, “人体を通信路とする頭部装用型ウェアラブル機器間の伝送メカニズム”, 第 28 回エレクトロニクス実装学会春季講演大会, pp. 196-199, 東京, 2014 年 2 月
- (27) 村松大陸, 越地福朗, 越地耕二, 佐々木健, “二者を伝送路とするウェアラブル機器間通信の伝送特性解析”, 電子情報通信学会 2014 年総合大会講演論文集, pp.172, B-1-173, 新潟, 2014 年 3 月
- (28) 秋山侑祐, 越地福朗, 越地耕二, 村松大陸, 佐々木健, “人体通信とパーソナルエリアネットワークを想定したウェアラブル電極の検討”, 電子情報通信学会 2014 年総合大会講演論文集, pp.173, B-1-173, 新潟, 2014 年 3 月

- (29) T. Nguyen, D. Muramatsu, K. Sasaki, “Determining Received Voltage Using Received Signal Strength Indication (RSSI) Function In Human Body Communication at 10.7MHz”, 2014 年度精密工学会春季大会学術講演会, pp.60, 東京, 2014 年 3 月
- (30) 村松大陸, 越地福朗, 越地耕二, 佐々木健, “スマートライフを加速する人体通信システムの開発”, ワイヤレステクノロジーパーク (WTP) 2014 アカデミア発表, 東京, 2014 年 5 月
- (31) 越地福朗, 越地耕二, 村松大陸, 佐々木健, “人体通信とパーソナルエリアネットワークのためのウェアラブル電極の検討”, 第 24 回マイクロエレクトロニクスシンポジウム (MES 2014) 論文集, 1B2-4, pp.107-110, 吹田, 2014 年 9 月
- (32) 越地福朗, 越地耕二, 村松大陸, 佐々木健, “自動車内における人体通信の検討ー左右前腕部とハンドル間の伝送特性ー”, 生活生命支援医療福祉工学系学会連合大会 2014 (LIFE 2014), pp.1-2, 北海道, 2014 年 9 月
- (33) D. Muramatsu, “Human Body Communication to Accelerate Smart Life”, The 11th IEEE Transdisciplinary-Oriented Workshop for Emerging Researchers (TOWERS 2014), Tokyo, pp.26, Nov. 2014. [The 11th IEEE TOWERS Best Award], [The 11th IEEE TOWERS Innovative Research Award]
- (34) D. Muramatsu, F. Koshiji, K. Koshiji, K. Sasaki, “Analysis and Improvement of Transmission Characteristics between Stationary Device and Wearable Device through Human Body”, 第 23 回 MAGDA コンファレンス (MAGDA 2014), pp.349-351, 高松, 2014 年 12 月
- (35) 越地福朗, 越地耕二, 村松大陸, 佐々木健, “メガヘルツ帯の人体通信とギガヘルツ帯のパーソナルエリアネットワークに対応するウェアラブル電極の提案と検討”, 第 23 回 MAGDA コンファレンス (MAGDA 2014), 高松, pp.247-252, 2014 年 12 月
- (36) 越地福朗, 越地耕二, 村松大陸, 佐々木健, “ウェアラブルコイルの磁界結合を利用した人体周辺通信における腕部折り曲げ時の伝送特性および周辺電磁界分布の検討”, 第 23 回 MAGDA コンファレンス (MAGDA 2014), 高松, pp.253-258, 2014 年 12 月
- (37) 村松大陸, 越地福朗, 越地耕二, 佐々木健, “多層ファントム皮膚層の電気定数と人

- 体通信電極入力特性の関係”, 電子情報通信学会 2015 年総合大会講演論文集, B-1-173, pp.132, 草津, 2015 年 3 月
- (38) 村松大陸, 荒井稔登, 佐々木健, “ウェアラブル機器—設置型機器間の人体通信における送受信電力効率の解析”, 第 29 回エレクトロニクス実装学会春季講演大会論文集, pp.329-331, 東京, 2015 年 3 月
- (39) 荒井稔登, 村松大陸, 佐々木健, “ウェアラブル機器と据置型機器間の人体通信に関する研究”, 第 29 回エレクトロニクス実装学会春季講演大会論文集, pp.332-335, 東京, 2015 年 3 月
- (40) 寺田一貴, 村松大陸, 佐々木健, “人体のインピーダンス測定による指の識別”, 2015 年度精密工学会春季学術講演会, pp.965-966, 東京, 2015 年 3 月
- (41) 越地福朗, 越地耕二, 村松大陸, 佐々木健, “ウェアラブルコイルの磁界結合を利用した人体周辺通信における腕部折り曲げ時の伝送特性の検討”, 第 45 回国際電子回路産業展 (JPCA Show 2015) アカデミックプラザ, AP11, pp.1-4, 東京, 2015 年 6 月
- (42) 荒井稔登, 村松大陸, 佐々木健, “人体通信用受信機のインピーダンス整合による受信信号電力の最大化”, 2015 年度精密工学会秋季学術講演会, pp.100, 仙台, 2015 年 9 月
- (43) N. Ishiwata, D. Muramatsu, “Communication with plants”, The 12th IEEE Transdisciplinary-Oriented Workshop for Emerging Researchers (TOWERS 2015), Tokyo, pp.16, Nov. 2015.
- (44) N. Arai, D. Muramatsu, K. Sasaki, “Maximization of Received Signal Power by Impedance Matching in HBC Receiver”, The 12th IEEE Transdisciplinary-Oriented Workshop for Emerging Researchers (TOWERS 2015), Tokyo, pp.51, Nov. 2015.

(D) 解説 2 件

- (1) 村松大陸, “ボディエリアネットワーク技術「人体通信」と EMC -基礎と技術動向 EMC を考慮した電極設計-”, 月刊 EMC, Vol.319, pp.25-41, 2014 年 11 月

- (2) 越地福朗, 越地耕二, 村松大陸, 佐々木健, “電磁界シミュレーション技術を用いた人体通信用電極の設計と人体通信の自動車システムへの応用”, エレクトロニクス実装学会誌, Vol.17, No.7, pp.516-522, 2014.

(E) 表彰 11 件

- (1) 2010 年 9 月 第 26 回ライフサポート学会大会「バリアフリーシステム開発財団奨励賞」受賞 (年次大会の優秀論文発表者に授与)
- (2) 2011 年 3 月 ライフサポート学会「平成 22 年度ライフサポート学会奨励賞」受賞 (優れた卒業研究および学業成績を修めた者に授与)
- (3) 2011 年 11 月 生活生命支援医療福祉工学系学会連合大会 2011「若手プレゼンテーション賞」受賞 (35 歳以下の優秀論文発表者に授与)
- (4) 2013 年 3 月 東京大学大学院 新領域創成科学研究科 人間環境学専攻長賞 (人間環境学修士課程において優秀な成績を修めた者に授与)
- (5) 2013 年 10 月 IEEE GCCE 2013 Excellent Poster Award (3rd Prize)
(2013 IEEE 2nd Global Conference on Consumer Electronics において優れたポスター発表を行った者に授与)
- (6) 2014 年 1 月 IEEE CE Japan Chapter ICCE Young Scientist Paper Award (International Conference on Consumer Electronics 2013 において優秀な研究発表を行った日本の若手大学研究者に対して授与)
- (7) 2014 年 4 月 IEEE CPMT Japan Chapter Young Award (International Conference on Electronics Packaging 2013 において優れた発表を行った 35 歳以下の若手技術者に対して授与)
- (8) 2014 年 10 月 IEEE GCCE 2014 Best Student Paper Award (1st Prize) (2014 IEEE 3rd Global Conference on Consumer Electronics において最も優れた学生の論文発表に対して授与)
- (9) 2014 年 11 月 The 11th IEEE TOWERS Best Award (The 11th IEEE Transdisciplinary-Oriented Workshop for Emerging Researchers において最も優れた発表を行った者に

授与)

- (10) 2014年11月 The 11th IEEE TOWERS Innovative Research Award (The 11th IEEE Transdisciplinary-Oriented Workshop for Emerging Researchers におけるワークショップ特別イベントで最も優れた成果を残した研究者に授与)
- (11) 2015年10月 IEEE GCCE 2015 Excellent Demo! Award (3rd Prize)
(2013 IEEE 4th Global Conference on Consumer Electronics において優れたデモ発表を行った者に授与)

付録

(A) FDTD 法による電磁界解析

FDTD 法は、電磁現象を記述する基礎方程式であるマクスウェル方程式を、時間領域および空間領域で離散化し、陽的な時間進行法を用いて経時的な電磁界強度を求める手法である。マクスウェル方程式のうち、ファラデーの電磁誘導の法則とアンペールの法則は式(1)および(2)のようにそれぞれ表される。

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (1)$$

$$\nabla \times H = -\frac{\partial D}{\partial t} + J \quad (2)$$

ここで、 $E[\text{V/m}]$ は電界、 $H[\text{A/m}]$ は磁界、 $D[\text{C/m}^2]$ は電束密度、 $B[\text{T}]$ は磁束密度である。マクスウェル方程式のうち、電界に対するガウスの法則および磁界に対するガウスの法則は、FDTD 法においては数値誤差の評価基準として用いられる程度であるため、ここでは省略した。

FDTD 法では、ある有限の解析空間を設定し、解析空間全体を図に示すような微小立方体セルに分割し、時間領域に対しても同様に離散化を行う。図 1 に示すように、電界はセルの各辺にそって、磁界は面の中心に垂直に割り当てられる。こうすることで、電界の回転 ($\nabla \times$) が磁界を、磁界の回転が電界を生じるという式(1)および(2)を満たすようになっている。このように電界と磁界を配置したセルは Yee セルと呼ばれる[37]。Yee セルでは同じ場所に電界と磁界が配置されないため、それらの値を交互に時間更新していくことが可能となる。この手法は Leap-frog(蛙飛び) アルゴリズムと呼ばれる。

例えば，ある場所の電界はその場所の半ステップ前の電界および，その場所の磁界の回転から計算される．同様にして，ある場所の磁界はその場所の半ステップ前の磁界および，その場所の電界の回転から計算される．

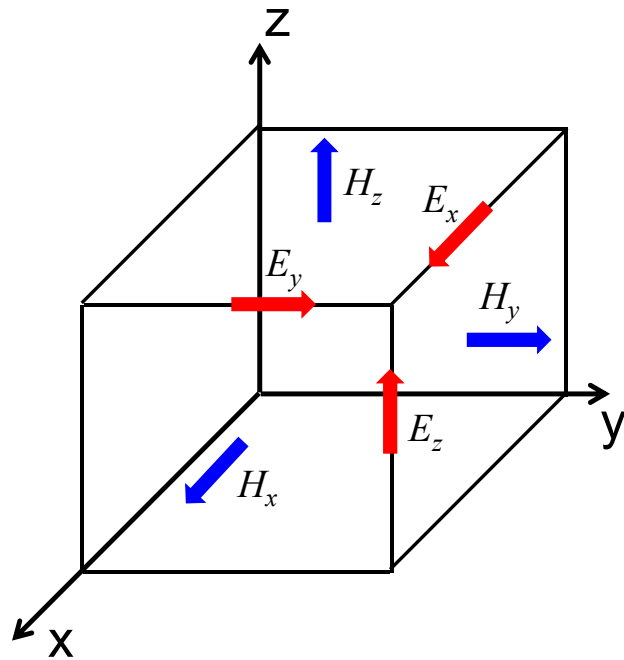


図1 FDTD 法における単位セル (Yee セル) と電磁界の配置

式(1)を用いて時間領域に対する離散化により, 具体的な定式化を行うと, 時間ステップ n における差分式は下式(3), (4)のようになる [38].

$$E^n = \frac{1 - \frac{\sigma\Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma\Delta t}{2\varepsilon}} E^{n-1} + \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma\Delta t}{2\varepsilon}} \nabla \times H^{n-\frac{1}{2}} \quad (3)$$

$$H^{n+\frac{1}{2}} = H^{n-\frac{1}{2}} - \frac{\Delta t}{\mu} \nabla \times E^n \quad (4)$$

式(3)および(4)からわかるように, $t = (n-1)\Delta t$ の電界 E^{n-1} と $t = (n-1/2)\Delta t$ の磁界 $H^{n-1/2}$ から次の半ステップ後の電界 E^n が計算され, さらにこの電界 E^n と磁界 $H^{n-1/2}$ から次の半ステップ後の磁界 $H^{n+1/2}$ が計算される. 各時間における電界および磁界の値の対応関係を図 2 に示す. FDTD 法では, このような方法で各セルの電磁界の値を逐次更新していく.

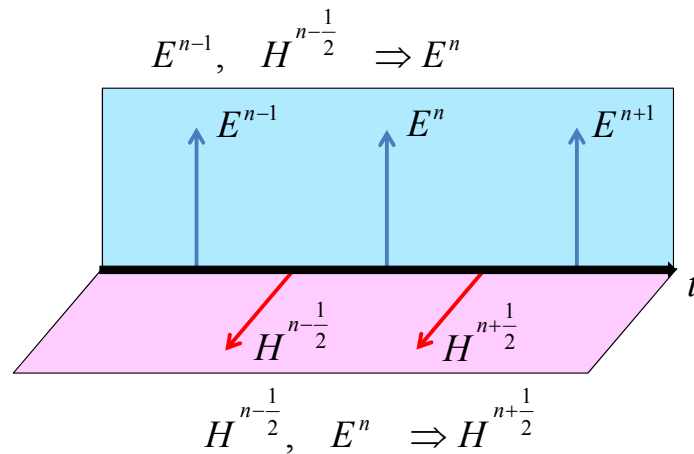


図2 FDTD 法における電磁界の時間配置

以下に、FDTD 法による電磁界解析を行う場合に特に重要となる点について記す。

・セルサイズ

FDTD 法では計算対象となる空間を均一な格子で分割し、時間ごとにその全てのセルにおける電界と磁界を求めていくが、3次元の場合 Yee セルと呼ばれるものを用いる。FDTD 法においてセルサイズの選択は非常に重要である。セルサイズを十分に小さくすることで正確な結果を得ることができる。一方、セルサイズを小さくし過ぎると総セル数が増え、解析に必要なメモリと時間が膨大となる。ナイキストのサンプリングの定理により、セルサイズは扱われる最短波長の $1/2$ 以下、一般的には最短波長の $1/10$ 以下の値であることが望ましい。

特に誘電体材料を含むモデルを解析する場合には、波長短縮を考慮し、比誘電率が高いほど小さいセルサイズを使う必要がある。セルサイズが大きいと、周波数応答の高域に誤差（共振周波数のずれなど）が生じるため、対象とする周波数領域に応じてセルサイズを決める必要がある。

・解析空間の大きさ (Padding)

解析を有限な大きさに打ち切るため、解析空間の大きさを決め外部との境界条件を定めなくてはならない。解析空間は大きいほど正確な結果を得ることが出来る反面、必要メモリと解析時間は増加する、適当な大きさに解析を打ち切ることが重要である。

一般的にはアンテナから共振周波数の半波長の距離で解析を打ち切ればよいことが知られているが、場合によってはさらに大きな解析空間をとる必要な時もある。特に誘電体材料を含むアンテナを解析する時に注意する必要がある。解析空間を十分にとらないと、給電電流がうまく収束できず、発散してしまう。解析空間を変えると解析結果に影響があるため、最適化する場合には解析空間を一定に保ち解析を行う必要がある。

・吸収境界条件

FDTD 法による解析を行う場合には、解析領域を仮想的な境界（吸収境界）で閉じておく必要がある。吸収境界がなければ、反射波が解析領域に戻り、誤差が生じる原因となる。本研究では吸収境界として、PML(Perfectly Matched Layer)を用いている。PML 吸収境界は、解析空間の内側境界と外側境界の間で、常に波動インピーダンスがマッチングするような非物理的な損失媒質を吸収壁として配置し、入射波を減衰させるものである。

PML 吸収境界は、解析空間の外側境界に損失媒質を吸収壁として配置し、入射波を減衰させるものである。この損失媒質は、解析空間の内側境界と外側境界の間で常に波動インピーダンスがマッチングし反射が 0 となるような、非物理的なものである。PML 吸収境界の場合、解析モデルにもよるが、経験的に 7 層あれば十分であることが知られており、本研究でも 7 層の PML を吸収境界としている。

・入力インピーダンス

入力インピーダンスは、給電部分の電流と電圧の時間応答をフーリエ変換により周波数応答に変換して求める。電流が完全に収束しきってない場合、周波数応答の低域に影響が生じるため、電流が完全に収束するまで解析を続ける必要がある。

・誘電体を含む物質の解析

誘電体を含む物質を解析する場合、誘電体部分での電磁波の速度減少、誘電体と自由空間の境界面での反射により、自由空間と比較して電流が収束するのに時間を要する。また、高誘電率のモデルを解析する際には、共振周波数が下がるために解析空間の大きさも自由空間の場合に比べ大きくする必要がある。

(B) 入力インピーダンス特性と VSWR

一般にアンテナの入力特性は、伝送線路における電圧（または電流）の反射の程度を示す指標として、VSWR（電圧定在波比）特性で評価される。VSWRは、インピーダンス不整合に起因する反射波と進行波によって生じる電圧定在波分布の最大値 V_{\max} と最小値 V_{\min} の比で定義される。VSWRは、以下の式のように電圧反射係数 Γ を用いて表すことができる。

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (5)$$

ただし電圧反射係数 Γ は以下の式で表される。 Z_{in} はアンテナ（電極）の入力インピーダンスで、 Z_0 は励振源の出力インピーダンスである。 Γ , Z_{in} , Z_0 は全て複素数である。

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (6)$$

完全にインピーダンス整合がとれた状態では VSWR は 1（このとき $\Gamma = 0$ ）となる。一般に良いアンテナの指標としては VSWR が 2（入力信号の約 1/3 が反射，すなわち $\Gamma = 1/3$ ）以下，実用上の限界としては VSWR が 3（入力信号の約 1/2 が反射，すなわち $\Gamma = 1/2$ ）以下とされている。

人体通信用電極の評価指標については確立されていないため，本論文では一般的に用いられる $VSWR \leq 2$ を，電極の入力特性に関するひとつの評価指標として用いた。

(C) 誘電正接と誘電損失

誘電体に交流電圧を印加した場合、周波数が高くなるにつれて分極の速度が電圧変化に追従できなくなる。このような場合、実質的な分極が小さくなることで、物質の誘電率は小さくなる。さらに、誘電体内において分極と電界が同じタイミングで変化するようになると、抵抗的な成分が生じ、導電率は増加することになる、このように、物質の誘電率には周波数依存性が生じ、特に複素誘電率の周波数依存特性のことを誘電分散と呼ぶ。一般的に、誘電体に印加する交流電圧の周波数を高くした場合、上述した抵抗的な成分によって損失が生じることとなる。これを誘電損失と呼ぶ。

誘電体のエネルギー損失について、図3に示すような、理想キャパシタ C と、それに並列に接続される寄生抵抗 R を考える。キャパシタに印加する交流電圧の周波数が高くなると、誘電体内において分極の速度が電圧変化に追従できなくなる。このような場合、理想的な誘電体中において直交するはずの電圧と電流の位相が、完全には直交しなくなる。これは、電圧と同相の電流が流れることを意味し、そのエネルギーは誘電体内の分子やイオンの熱振動として消費される。これが誘電損失である。

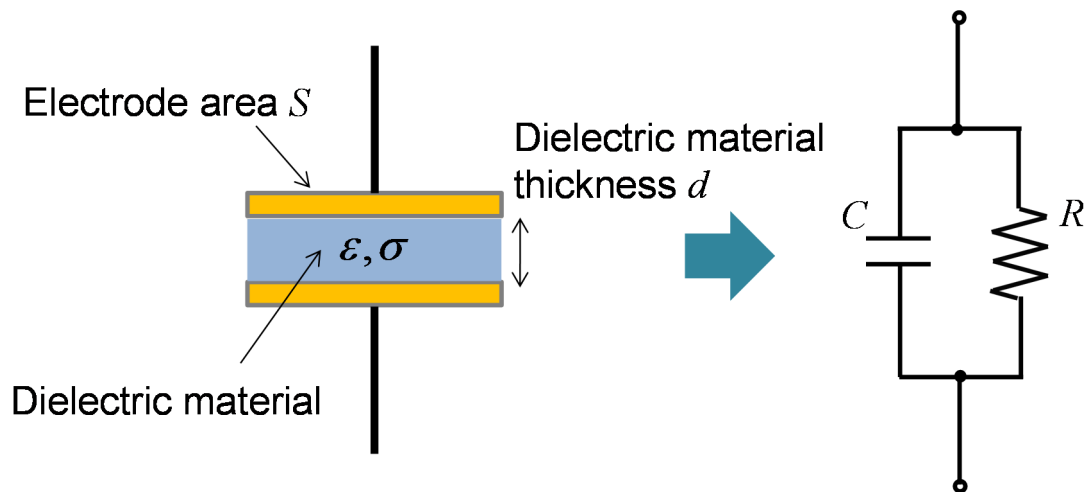


図3 誘電体（キャパシタ）の等価回路

理想キャパシタに流れる電流と、寄生抵抗に流れる電流の比率を誘電正接と呼び、下式のように表せる。

$$\tan \delta = \frac{1}{\omega CR} \quad (7)$$

ここで、理想キャパシタの誘電率を ϵ 、寄生抵抗による誘電体の導電率を σ とすると、理想キャパシタの静電容量 C および寄生抵抗 R は誘電体の厚さ d と極板面積 S を用いて以下となる。

$$C = \epsilon \frac{S}{d} \quad (8)$$

$$R = \frac{d}{\sigma S} \quad (9)$$

式(5), (6), (7)より、誘電正接は理想キャパシタの誘電率 ϵ 、寄生抵抗の導電率 σ を用いて以下のように表すことができる。

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon} \quad (10)$$

ここで注意が必要な点がひとつある。誘電正接は一見すると角周波数 ω に反比例する、すなわち誘電体に印加する交流電圧の周波数が高くなると、誘電正接が減少し誘電体損も減少するように見える。しかし実際には、 σ や ϵ の値が周波数に依存し変化する度合いの方が大きいため（生体組織では周波数増加にともなって σ は増加し ϵ は減少）、周波数が高くなると誘電正接は増加し誘電損失も増加することになる。

謝辞

本研究は、指導教員である、東京大学大学院 新領域創成科学研究科 人間環境学専攻 佐々木健 教授の懇切丁寧なご指導のもとに遂行することができたものです。佐々木先生には、研究に必要な設備の拡充から論文発表の支援まで、不自由なく研究を行える環境を提供していただきました。また、学生の考えや行動を尊重する自由な雰囲気の中で、思う存分研究をさせていただきました。心より感謝申し上げます。いつも穏やかな先生が垣間見せる、自然現象や人間の能力に対する旺盛な知的探究心は、心に強く残っています。このような「研究者としての姿勢」に間近で触れることができたことは、今後私が研究を続けていく上での何よりの財産であると思います。

東京大学 人工物工学研究センター 鈴木克幸 教授、東京大学大学院 工学系研究科 精密工学専攻 山本晃生 准教授、東京大学大学院 新領域創成科学研究科 人間環境学専攻 割澤伸一 教授、東京大学大学院 新領域創成科学研究科 人間環境学専攻 森田剛 准教授には、本論文をまとめていく過程で、多くの貴重なご助言とご指導をいただきました。鈴木先生には、電磁界解析手法や数値人体モデルに関連することを中心に多くのご助言をいただきました。山本先生には、得られた結果の評価や適用範囲について貴重なご指導をいただきました。割澤先生には、注意深く論文をお読みいただき、全体の構成から細部にいたるまで丁寧なご指導をいただきました。森田先生には、各章における評価指標や学位論文としての流れの一貫性についてご助言をいただきました。本論文には、先生方のご指導にもとづいて増補した部分が少なくありません。先生方に厚く御礼申し上げます。

東京大学大学院 新領域創成科学研究科 人間環境学専攻 保坂寛 教授には、研究会における数々の貴重なご助言をはじめとし、研究を発展させるきっかけを幾度となくいただきました。また、研究に必要な機器の購入や設備の使用に際しても、多くのご配慮をいただきました。深謝いたします。

東京理科大学 越地耕二 名誉教授には、私が卒業研究生の時分より一貫して、親身なご指導を頂戴いたしました。越地先生には、私が東京理科大学を卒業して後も、ご多忙にもかかわらず機会あるごとに研究や進路の相談にのっていただき、さらに高周波測定設備の使用もご快諾いただくなど、ひとかたならぬお世話になりました。心から御礼申し上げます。

東京工芸大学 工学部 基礎教育研究センター 越地福朗 准教授におきましては、研究室の、そして人体通信に関する研究の大先輩として、ご多忙の中でも頻繁に電話やメールで議論させていただき、多くのきめ細やかなご助言と励ましをいただきました。研究を続ける中、挫けそうになることも幾度となくありましたが、いつも明るく前向きな越地先生の励ましのおかげでなんとか乗り切ることができたように思います。心より感謝を申し上げます。

環境情報マイクロシステム学分野の三研究室の皆様には、日常の議論を通じて多くの知識と示唆をいただきました。私が修士課程に入学して以来、共に研究に打ち込むとともに、親しみをもって接してくださった皆様に深く感謝いたします。

特に、2011年度 修士課程修了 横山義晃 さんとは、頭部を対象とする人体通信の電磁界解析を、2013年度 精密機械工学科卒業 馬場英彰 君とは、短波帯で使用可能な人体通信用ファントムの開発を、2015年度 修士課程修了 Thang Nguyen Xuan 君とは、人体通信の伝送特性測定に用いる送受信治具の開発を、修士課程1年生の荒井稔登 君とは、据置型機器とウェアラブル機器間の人体通信に関する様々な実験を協力して行ってきました。共通する研究テーマに取り組んできた皆様に心より感謝いたします。そして、三研究室の秘書 三枝孝子 さんには、物品購入や出張申請等、数え切れないほどの面倒を見ていただきました。また、気を置かず何でも相談することができる三枝さんの存在は、研究生活の中で大きな支えでした、深く感謝いたします。

本論文における研究の一部は、日本学術振興会 特別研究員として、科学研究費補助金 特別研究員奨励費(25・5924)の補助を受けて行ったものです。学生でありながら自らの研究に対して自由に使用できる予算をいただけたことで、思い描いた研究計画を遂行することができました。心より感謝いたします。

本論文は、ここではお名前をあげきれないほど多くの方々のおかげで、はじめてまとめることができたものです。お世話になった皆様にあらためて感謝の意を申し上げます。

最後に、できの悪い私が博士課程へ、そして研究の道に進むという決断をしたことについて、両親には大変な心配をかけたと思います。学位取得までの長い間、両親からの応援はとても心強く、精神面で大きな励みとなりました。これまで私を育て支えてくれた父と母には感謝の気持ちでいっぱいです、本当にありがとう。