

磁界方式人体通信信号損失シミュレーション

Signal Path Loss Simulation of Magnetically-Coupled Intra-body Communication

伊藤建一

新潟工科大学工学部情報電子工学科, 945-1195 新潟県柏崎市藤橋 1719 番地, itoh@iee.niit.ac.jp

あらまし: 本研究では, 磁界結合を用いた新しい人体通信方式について検討した. 磁界方式の人体通信の通信機を設計するためには, 人体の信号伝送損失特性をよく理解するとともにその損失を最小化する技術が重要となる. 本研究では各種磁界結合方式の信号伝送損失をシミュレーションで求めた. 検討した結合方式は一般的な誘導結合 (非共鳴結合) と 2 種類の共鳴結合である. 解析には回路要素を組み込んだ 3D 有限要素モデルを用いた. 信号伝送損失の周波数特性は, 誘導結合方式では 2~3MHz が最適な周波数帯であった. 共鳴結合方式の一つでは, 設定した共鳴周波数 2MHz において, 信号損失を約 20dB 改善できる結果が得られた.

1. まえがき

人体通信 (Intra-body Communication) は, 電気信号の伝送媒体として人体を用いる新しい信号伝送方式である. 人体通信に関する研究は, 1996 年に米国 IBM の T. G. Zimmerman 氏が, 人体通信に関する論文「Personal area networks: Near-field intrabody communication」を発表してから注目を浴びるようになった[1]. これまでに, 人体通信を利用したアプリケーションや通信メカニズムなどに関して, さまざまな検討がなされている[2], [3]. 人体通信は, 近距離無線ネットワーク (Body Area Network: BAN) を構築する有望な通信方式の一つであり, 人体及びその周囲環境が主な伝送媒体となるため, 通信効率や秘匿性の面で有利であるという特徴を持つ.

一般的に, 人体通信は電界方式と電流方式の 2 種類が用いられている[2]. しかしながら, 両方式の通信品質は外部環境に依存することが知られている. 近年, 外部環境の影響が少ない手法として磁界方式が提案された[4], [5], [6]. この磁界方式の信号損失特性は採用した結合方式に強く依存する. 本研究では, 通信距離を最大にし, 信号損失を最小にするために, 無線電力伝送で提案・検討されている各種磁界結合方式を検討した[7]. 検討した結合方式は一般的な誘導結合 (非共鳴結合) と 2 種類の共鳴結合である. 解析には 3D 有限要素モデルを用いた.

第 2 章では各種人体通信方式の概要と磁界方式の利点について述べる. 第 3 章では各種磁界結合方式について述べる. 第 4 章ではシミュレーションに用いた有限要素と送受信機回路等を融合したモデルについて説明する. 第 5 章ではシミュレーション方法と結果を示す. 第 6 章では各種磁界結合方式における信号損失特性の特徴とシミュレーション結果の妥当性について論じる. 最後に第 7 章にて本論文をまとめる.

2. 各種人体通信方式

人体通信の信号伝送方式として, これまで主に二つの方式 (電流方式と電界方式) が用いられてきた[3]. 図 1(a), (b)に二つの方式の模式図を示す. 電流方式では, 送受信機の両方の電極が人体に取り付けられる.

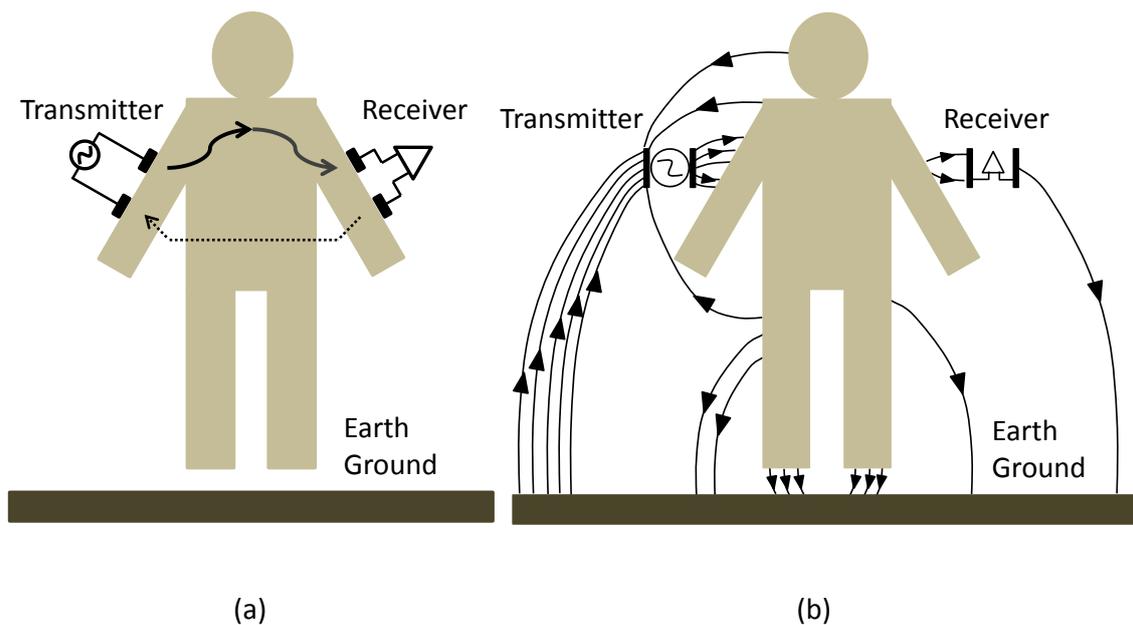
電気信号は送信機の二つの電極間に差動的に加えられ、人体内を直接通過して減衰した信号を受信機の二つの電極で検出する。この方式は小型の電極も使用可能であるため、人体内に埋め込まれた装置間のデータ通信への適用も可能である[8]。電界方式では、送受信機の片方の電極（信号電極）が人体側に配置され、残りの片方の電極（グランド電極）は反対側にフローティングで配置される。この電界方式では、人体を導体として扱う。電界信号は送信機の信号電極から人体に誘起され、この人体に誘起された電界信号を受信機の信号電極で検出する[9]。しかしながら、両方式の通信品質は外部環境に依存することが知られている[10], [11]。

近年、外部環境の影響が少ない手法として磁界方式が提案された[4]。磁界方式では、送受信機の電極としてコイルが用いられる。このコイルは人体の装着部を取り囲むように配置される。送信機は交流電流信号を送信コイルに出力し磁界信号を発生させる。この磁界信号を受信コイルで電流信号として検出する。磁界方式は従来の二つの方式より下記の点で有利な点を持つ。1) 磁界は基準電極なしで検出が可能であり、基準電極で検出された信号の変動の影響を受けない。2) 周囲環境に高透磁率の物質がある特殊な場合を除き、周囲環境の物質の透磁率はおおまかに同じであると考えてよい。3) 生体組織の透磁率は部位によらずほぼ均一であるため、磁界は人体特性の影響をあまり受けず、人体内を少ない減衰で通過できる。

本研究では、磁界方式として準静磁界を採用する。準静磁界の条件を満たすためには、送受信機間のコイル間距離 d が下記の関係を満たす必要がある[5]：

$$d \ll \frac{c}{2\pi f} \quad (1)$$

ここで c は光速を表す。式(1)を満たすために、本研究では搬送周波数として 10MHz までを対象とした。準静磁界は、準静電界と同様に距離の 3 乗に反比例して減衰する。そのため、準静磁界を用いた磁界方式人体通信も人体近傍に通信範囲が限定され、これまでの二つの方式と同程度のセキュリティとプライバシーを維持している。なお磁界方式には、受信コイルを用いずに、人体の一部を用いてループ回路を形成し、そのループ回路を用いて磁界を検出する方法も提案されている[5], [6]。



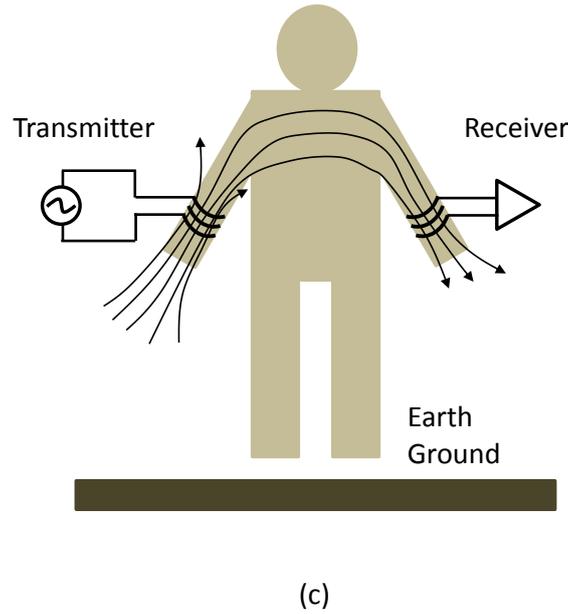


図 1 信号伝送方式. (a)電界方式, (b)電流方式, (c)磁界方式.

3. 各種磁界結合方式

通信距離を最大にし、信号損失を最小にするために、無線電力伝送で提案・検討されている各種磁界結合方式を検討する[7]. 図 2 に各種磁界結合の回路概略図を示す. 図中の V_s は送信機の送信電圧, R_s と R_L はそれぞれ送信機の内部抵抗と受信機の入力抵抗, L_1, L_2, L_3, L_4 はコイル 1~コイル 4 の自己インダクタンス, R_1, R_2, R_3, R_4 は各コイルの抵抗成分, C_1, C_2, C_3, C_4 は各コイルを終端するキャパシタを表す. 図 2(a)は単純な非共鳴結合であり, (b)と(c)は共鳴結合のバリエーションである. 図 2(b)の結合では, 抵抗 R_1 と R_4 は十分小さいと考えられるため, 送信機抵抗 R_s と受信機抵抗 R_L は並列 LC 共鳴回路と並列接続されているとみなせる. ゆえに, 回路の Q は両抵抗によって決定される. 共鳴周波数はキャパシタンスで調節でき, 次式で計算できる.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_4 C_4}} \quad (2)$$

対照的に図 2(c)の結合では, 両抵抗は誘導結合用コイルには直接結合されているものの, 共鳴回路用コイルには離れて誘導的に結合される. これが高 Q 共鳴結合を実現するキーであり, 巻数比を選択することで抵抗 R_s と R_L をより大きく効果的な抵抗値に変換することができる. 共鳴周波数はキャパシタンスで調節でき, 次式で計算できる.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}} \quad (3)$$

今後, 図 2 の各種磁界結合をそれぞれ非共鳴誘導結合, 低 Q 共鳴結合, 高 Q 共鳴結合と呼ぶことにする.

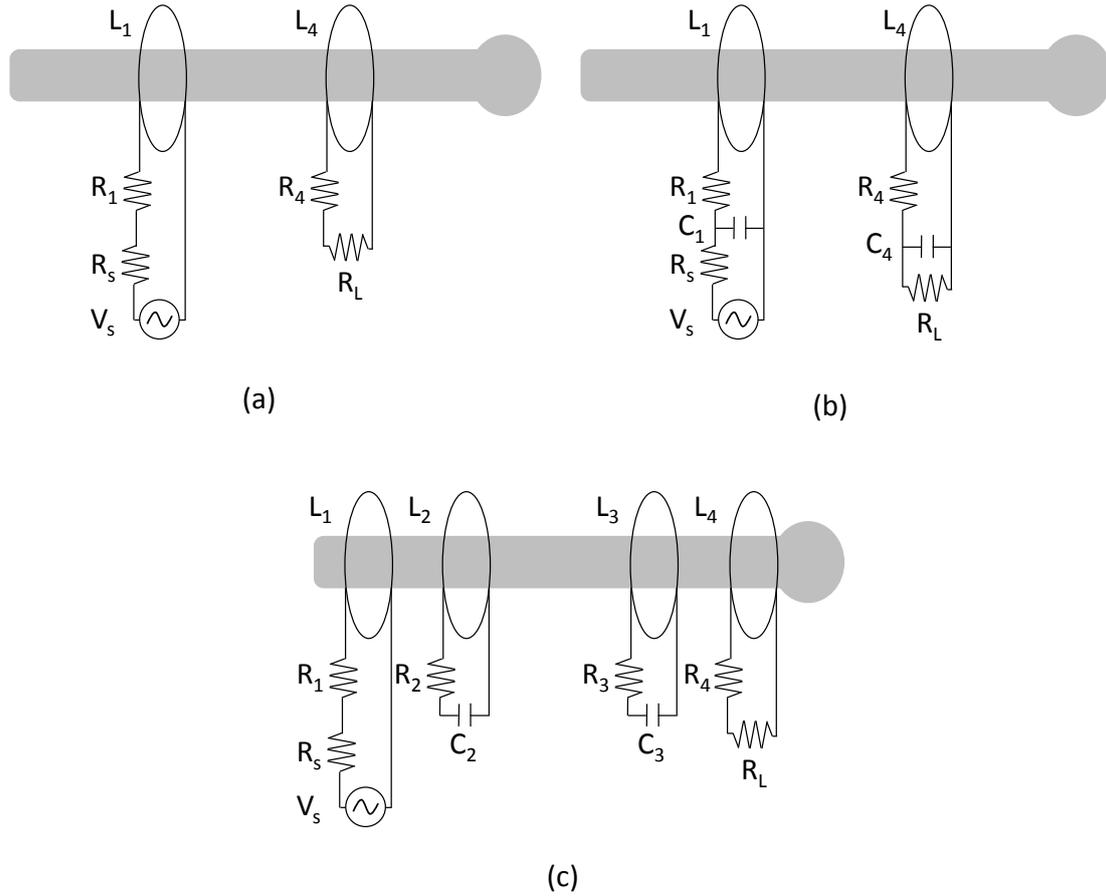


図2 各種磁界結合. (a)非共鳴誘導結合, (b)低 Q 共鳴結合, (c)高 Q 共鳴結合.

4. 有限要素モデル

本研究では、有限要素と送受信機回路等を融合したモデルを用いて、磁界方式の信号伝送特性について検討した。解析には商用ソフトウェア COMSOL5.2 を使用した[12]。図3に解析に用いたモデルを示す。図3(a)は非共鳴誘導結合と低 Q 共鳴結合の解析で使用したモデルであり、図3(b)は高 Q 共鳴結合の解析で使用したモデルである。解析モデルは、空気、前腕、コイルを含む送受信回路からなる。空気は半径 150mm、高さ 400mm の円筒でモデル化し、前腕はその中心に配置した。前腕は半径 48mm、高さ 300mm の円筒でモデル化した。人体組織は筋組織一層のみとし、導電率と比誘電率はウェブサイト計算ツール「Calculation of the Dielectric Properties of Body Tissues」[13]を用いて決定した。比透磁率は 1 とした。コイル 1 と 4 は幅 2mm、高さ 2mm、半径 50mm の銅線とし、巻き数は 1 とした。コイル 2 と 3 は幅 1.6mm、高さ 1.6mm、半径 50mm の銅線とし、巻き数は 2.5 とした。送受信回路などの外部要素は図2に示すように電気回路素子でモデル化し組み込んだ。

送信回路が交流電流 I_{TX} を送信コイルに出力すると、発生する電流密度 \mathbf{J}_e によって下記の支配方程式に基づき準静磁界が発生する。

$$\nabla \times (\mu^{-1} \nabla \times \mathbf{A}) = (\omega^2 \varepsilon - j\omega\sigma) \mathbf{A} + \mathbf{J}_e \quad (4)$$

ここで、 ε , σ , μ , ω , \mathbf{A} は、それぞれ誘電率、導電率、透磁率、角周波数、ベクトルポテンシャル

を表す. この準静磁界によって受信電流 I_{RX} が発生し受信回路で処理される. 空気円筒境界では, 磁界強度の接線成分が零となるように設定した.

$$\mathbf{n} \times \mathbf{A} = 0 \quad (5)$$

ここで, \mathbf{n} は面法線ベクトルを表す. 各形状は四面体および三角形要素を用いてメッシュ化した. メッシュ数は 30,000~50,000 要素であった.

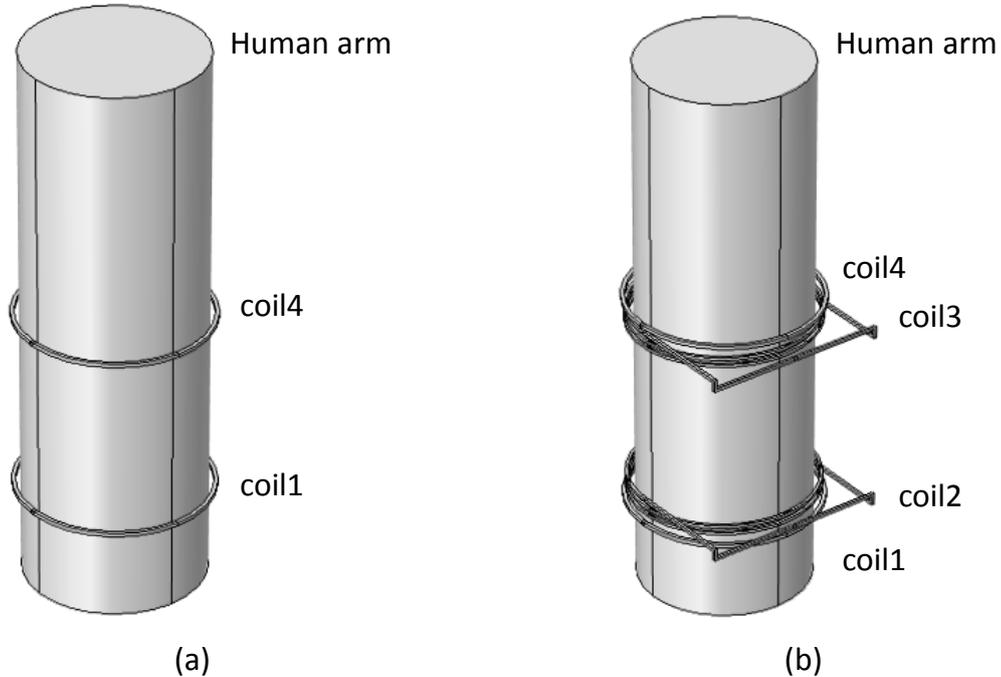


図 3 回路要素を組み込んだ有限要素モデル. (a) 非共鳴誘導結合と低 Q 共鳴結合に使用したモデル, (b) 高 Q 共鳴結合に使用したモデル

5. 計算機シミュレーション

5.1 シミュレーション条件

各結合方式においてコイル間距離を変えてシミュレーションを行った. 非共鳴誘導結合と低 Q 共鳴結合ではコイル 1 とコイル 4 の距離を 5cm, 10cm, 20cm とした. 高 Q 共鳴結合ではコイル 2 とコイル 3 の距離を 5cm, 10cm, 20cm とし, コイル 1 とコイル 4 はそれぞれコイル 2 とコイル 3 に近接して配置した (図 4.1(b)). 測定周波数の範囲は 300kHz から 10MHz, 並列 LC 共鳴回路の共鳴周波数は 2MHz とした. コイル 1 とコイル 4 の自己インダクタ L_1 と L_4 の推定値は $3.88 \mu\text{H}$ であったので, 低 Q 共鳴結合の共鳴用コンデンサのキャパシタ C_1 と C_4 は 1.63nF に設定した. コイル 2 とコイル 3 の自己インダクタ L_2 と L_3 の推定値は $25.4 \mu\text{H}$ であったので, 高 Q 共鳴結合の共鳴用コンデンサのキャパシタ C_2 と C_3 は 0.25nF に設定した. 送信機の内部抵抗 R_s と受信機の入力抵抗 R_L は, それぞれ 50Ω と 100Ω とした. 送信機の送信電圧 V_s を 1V に設定し, 信号損失の損失量 H_c とその位相変化量 θ_{rad} を式(6)と(7)で評価した.

$$H_c = -20 \log_{10} \left(\left| \frac{V_R}{V_S} \right| \right) \quad (6)$$

$$\theta_{rad} = \tan^{-1} \left(\frac{\text{imag}(V_R)}{\text{real}(V_R)} \right) \quad (7)$$

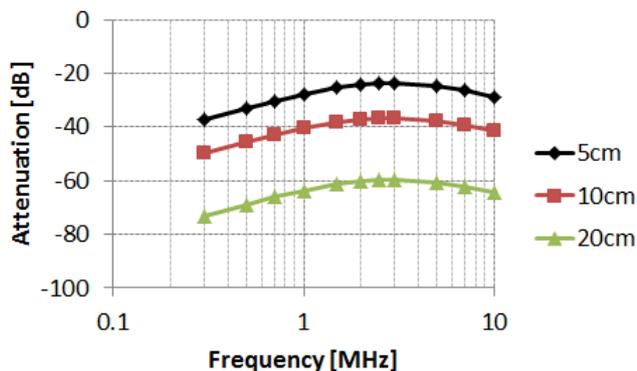
ここで、 V_R は受信機の入力抵抗に加わる電圧を表す。また、コイル1に印加された電圧 V_1 も評価した。

5.2 シミュレーション結果

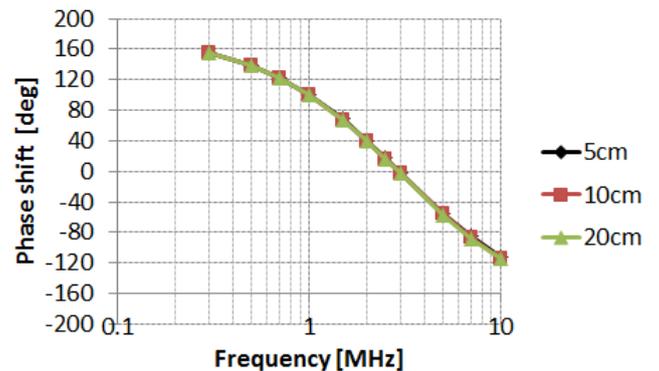
図4に非共鳴誘導結合のコイル間距離を変化させた場合の信号損失量とその位相変化量及びコイル1に印加された電圧の周波数特性を示す。図4(a)に示すように、コイル間距離の増加に伴い信号損失量は増加したものの、周波数特性は似た形状を示し、各距離において信号損失量は2~3MHzで最小となった。各距離の2MHzにおける信号損失量は、それぞれ-24.4dB、-37.2dB、-60.2dBとなった。図4(b)に示すように、位相は周波数の増加に伴い減少した。図4(c)に示すように、コイル1に印加された電圧は周波数の増加とともに大きくなり、10MHzでほぼ送信電圧 V_s に一致した。

図5に低Q共鳴結合のコイル間距離を変化させた場合の信号損失量とその位相変化量及びコイル1に印加された電圧の周波数特性を示す。図5(a)に示すように、共鳴周波数2MHzにおいて信号損失量は、それぞれ-14.2dB、-26.9dB、-49.9dBとなり、コイル間距離にかかわらず損失が10dB以上改善されるという結果が得られた。図5(b)に示すように、共鳴周波数付近で位相が大きく変化した。図5(c)に示すように、コイル1に印加された電圧は共鳴周波数2MHzにおいて最大となり送信電圧 V_s にほぼ一致した。

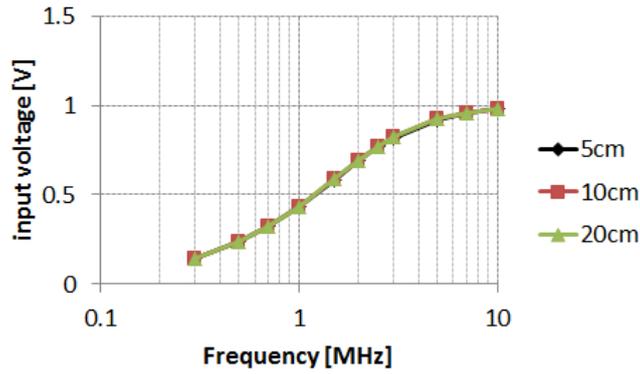
図6に高Q共鳴結合のコイル間距離を変化させた場合の信号損失量とその位相変化量及びコイル1に印加された電圧の周波数特性を示す。図6(a)に示すように、共鳴周波数2MHzにおいて信号損失量は、それぞれ-4.4dB、-14.6dB、-37.5dBとなり、コイル間距離にかかわらず損失が20dB以上改善されるという結果が得られた。図6(b)に示すように、高Q共鳴結合でも低Q共鳴結合と同様に共鳴周波数付近で位相が大きく変化した。なお、コイル間距離5cmの時のみ波形が異なっていた。図6(c)に示すように、コイル1に印加された電圧は共鳴周波数2MHzにおいて最大となり、コイル間距離5cmを除いて送信電圧 V_s にほぼ一致した。



(a) 信号損失量



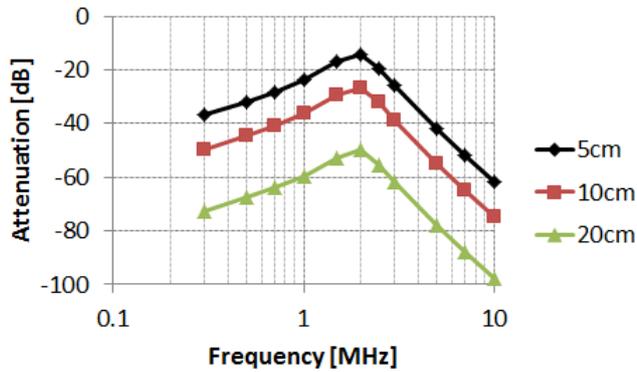
(b) 信号損失位相変化量



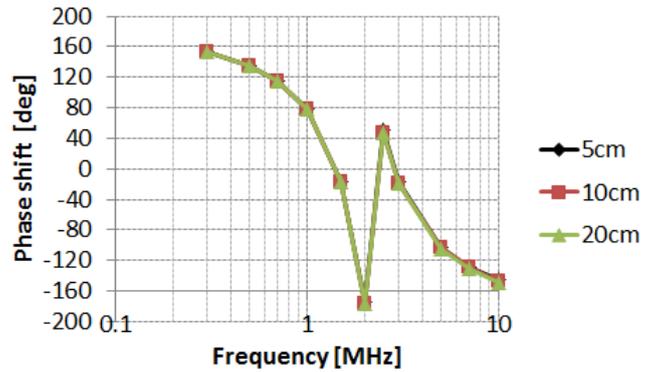
(c) コイル 1 に印加された電圧

図 4 非共鳴誘導結合のコイル間距離を変化させた場合の周波数特性. コイル間距離 5cm, 10cm, 20cm.

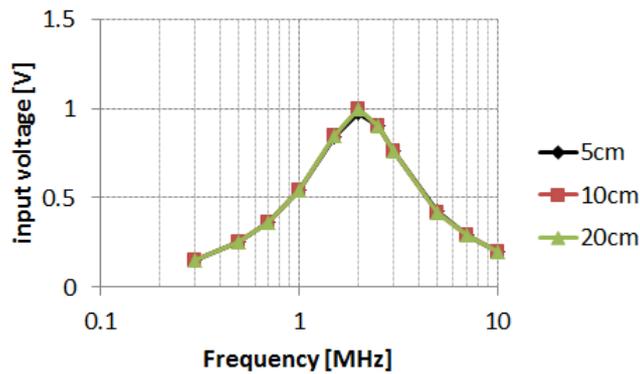
(a)信号損失量, (b) 位相変化量, (c)コイル 1 に印加された電圧.



(a) 信号損失量



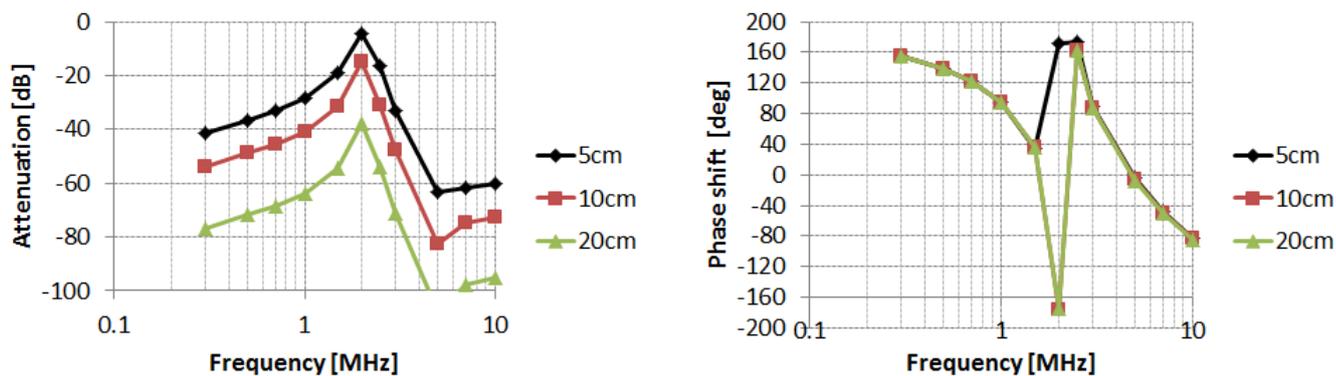
(b) 信号損失位相変化量



(c) コイル 1 に印加された電圧

図 5 低 Q 共鳴結合のコイル間距離を変化させた場合の周波数特性. コイル間距離 5cm, 10cm, 20cm.

(a)信号損失量, (b) 位相変化量, (c)コイル 1 に印加された電圧.



(a) 信号損失量

(b) 信号損失位相変化量

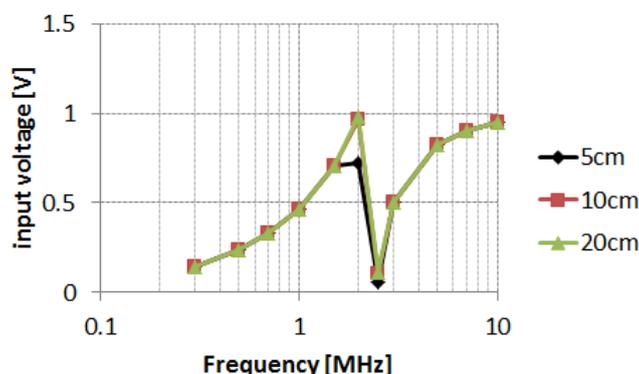


図 6 高 Q 共鳴結合のコイル間距離を変化させた場合の周波数特性. コイル間距離 5cm, 10cm, 20cm. (a)信号損失量, (b) 位相変化量, (c)コイル 1 に印加された電圧.

6. 考察

図 4(a)に示すように, 非共鳴誘導結合では, 各コイル間距離において信号損失量は 2~3MHz で最小となった. 送信周波数はその周波数帯が最適であると考えられた. なお, コイル 1 に印加された電圧は 10MHz で最大となり, 信号損失が最小となる周波数帯とは一致しなかった. また, 距離の増加に伴い信号損失量は大きく増加し, 5cm 距離が長くなるごとに 10dB 以上減衰量が増加した. 通信距離を伸ばすためには, 共鳴等による特性改善が不可欠なものと考えられた.

本研究では, 特性を改善するために, 低 Q 共鳴結合と高 Q 共鳴結合の二方式を検討した. 図 5(a)及び図 6(a)に示すように, それぞれ共鳴周波数で信号損失は最小となり, 非共鳴誘導結合と比較してそれぞれ 10dB 及び 20dB 以上特性が改善された. 特に高 Q 共鳴結合は通信距離を伸ばす方式として有望であると考えられた. なお, コイル 1 に印加された電圧はどちらの共鳴結合でも概ね共鳴周波数の 2MHz で最大となり, 送信機の送信電圧 V_s が効率的に伝送されていることがわかる. 図 5(a)と図 6(a)の周波数特性から簡易的に Q を計算すると, 低 Q 共鳴結合で 14.5, 高 Q 共鳴結合で 33.8 となった. コイル 1 とコイル 2 及びコイル 3 とコイル 4 の巻き数比はそれぞれ 2.5 であるので, 理論的には高 Q 共鳴結合は低 Q 共鳴結合の 6.25 倍よりも大きい Q を持つものと考えられるものの, それよりもかなり小さい結果となった. 文献[7]の実測結果でも高 Q 共鳴結合は本研究よりも高い Q を持つ結果が得られている. この差異については, 高 Q 共鳴結合の場合の Q の理論式を導出するなどして, 今後検討したいと考えている.

また、本研究では前腕を円筒モデルとして表現し計算を行っているが、前腕なしで同様な計算を行ってもほぼ同じ結果となった。しかし、文献[4]では人体のガイド効果により空気だけの場合よりも特性がよくなるという結果が得られている。この差異についても今後検討したいと考えている。

7. あとがき

本研究では、磁界方式人体通信の信号損失について、3D有限要素モデルを用いたシミュレーションによって検討した。磁界結合方式は非共鳴誘導結合、低Q共鳴結合、高Q共鳴結合の3種類である。非共鳴誘導結合では、各コイル間距離において信号損失量は2~3MHzで最小となった。また、距離の増加に伴い信号損失量は大きく増加し、5cm距離が長くなるごとに10dB以上減衰量が増加した。低Q共鳴結合と高Q共鳴結合では、それぞれ共鳴周波数で信号損失は最小となり、非共鳴誘導結合と比較してそれぞれ10dB及び20dB以上特性が改善された。特に高Q共鳴結合は通信距離を伸ばす方式として有望であると考えられた。

今後の課題は、考察に記載した検討事項に加え、実際に信号損失を計測して確認することである。さらに、伝送距離がより長くなったことを想定し、コイルの位置ずれやコイルの位置関係が平行ではない場合についても検討したいと考えている。

参考文献

- [1] T. G. Zimmerman, "Personal area networks: Near-field intrabody communication," *IBM Syst. J.*, vol. 35, no. 3-4, pp.609-617, 1996.
- [2] 根日屋英之: 人体通信の最新動向と応用展開, シーエムシー出版, 2011年.
- [3] M. Seyedi, B. Kibret, D. T. H. Lai and M. Faulkner, "A survey on intrabody communications for body area network applications," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 60, no. 8, pp.2067-2079, 2013.
- [4] J. park, P. Mercier, "Magnetic human body communication," in *37th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2015, pp. 1841-1843.
- [5] T. Ogasawara, A. Sasaki, K. Fujii and H. Morimura, "Human body communication based on magnetic coupling," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 2, pp.804-813, 2014.
- [6] S. Rocke and J. Persad, "Analysis of magnetically-coupled human body communications," in *2015 COMSOL conference in Boston*, 2015.
- [7] B. L. Cannon, J. F. Hoburg, D. D. Stancil and S. C. Goldstein, "Magnetic resonant coupling as a potential means for wireless power transfer to multiple small receivers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 7, pp.1819-1825, 2009.
- [8] M. S. Wegmuller, S. Huclova, J. Froehlich, M. Oberle, N. Felber, N. Kuster and W. Fichtner, "Galvanic coupling enabling wireless implant communications," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 8, pp.2618-2625, 2009.
- [9] 品川満: 体表面の誘起電界を利用した人体近傍通信技術, 電子情報通信学会誌, vol. 92, no.3, pp. 234-237, 2009.
- [10] 羽賀望, 齊藤一幸, 高橋応明, 伊藤公一: 準静電界を用いた人体通信チャネルにおける姿勢及び大地の影響, 電子情報通信学会論文誌, vol. J95-B, no.2, pp.257-264, 2012.
- [11] K. Ito, Y. Hotta, "Signal Path Loss Simulation of Human Arm for Galvanic Coupling Intra-body Communication," *Journal of Advanced Simulation in Science and Engineering*, vol. 3, no.1, pp. 29-46, 2016.
- [12] Comsol Multiphysics at <http://www.comsol.com/>.
- [13] An Internet resource for the calculation of the Dielectric Properties of Body Tissues at <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/>