

磁界方式人体通信のための

2 コイル電力伝送システムの動的最適化に関する研究

Study on Dynamic Optimization of Two-Coil Power Transfer System for Magnetically Coupled Intra-Body Communication

伊藤建一

新潟工科大学工学部工学科, 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、通信機の送受信コイルの電力伝達特性をよく理解するとともにその効率を最大化する技術が重要となる。本研究では、Lセクションマッチングネットワークを用いた2コイル無線電力伝送システムについて検討した。搬送周波数2MHz、送受信コイルの相互インダクタンス：0.12 μ H（結合係数：0.006）条件において、マッチングネットワークを調整することで、最大PTE(Power Transfer Efficiency)：0.78を達成できることを確認した。また、送受信コイルの位置に応じた相互インダクタンスを動的に推定することによって、その位置関係における最適な電力伝送効率を実現できることを示した。提案する無線電力伝送システムは、磁界方式人体通信の通信方式として有望であると考えられる。

1. はじめに

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。著者は、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・検討されているコイルを用いた各種磁界結合方式の特性を解析してきた[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[8]。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を求めた結果、誘導結合方式の最適な周波数帯は2~3MHzであることがわかった。また、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改善することができた。この共鳴結合方式は、コイル間距離を変更しても、すなわちコイル間の相互インダクタンスが変化しても、特に回路等を調整しなくても損失の改善量20dBをほぼ一定で維持することができる。このた

め、通信距離を伸ばす方式として有望であるという結論が得られている。しかしながら、逆にこの方式は必ずしも最小損失を与えていない可能性がある。

本研究では、送受信機の二つのコイルの位置関係が変化した場合において、その位置関係における最小損失量を与えるシステムについて検討する。二つのコイルを用いた無線電力伝送システムにおいて、コイルの自己インダクタンスと寄生抵抗及びコイル間の相互インダクタンスが与えられた場合、最適な transducer power gain を与えるマッチングネットワークを構成する方法が提案されている[9]。無線電力伝送では、二つのコイルの位置関係を既知な状態で固定できるため、すなわち相互インダクタンスを決まっているため、上記方法で最適な伝送システムを実現することができる。しかしながら、人体通信では、二つのコイルの位置関係が基本的に変化するため、相互インダクタンスも変化することになる。もし、相互インダクタンスをリアルタイムで推定することができれば、動的にマッチングネットワークのパラメータを変更することで、コイルの位置関係に応じた最適な transducer power gain を与える伝送システムを構成できる[10]。本研究では、そのようなシステムが構築可能かどうか検討する。

第2章ではマッチングネットワークを用いた2コイル無線電力伝送システムの概要について述べる。第3章ではLセクションマッチングネットワークを用いたシステムの transducer power gain とマッチングパラメータの算出式について記載する。第4章ではシミュレーション方法と結果を示す。第5章では伝送システムの実現可能性について論じる。最後に第6章にて本論文をまとめる。

2. マッチングネットワークを用いた2コイル無線電力伝送システム

図1に最大PTE(Power Transfer Efficiency)条件における入出力マッチングネットワークを用いた2コイル無線電力伝送システムの等価回路を示す。図中の V_s は電圧ソース、 Z_s と Z_L はそれぞれソースと負荷のインピーダンスを表す。最適なソース及び負荷条件が満たされている場合、無線電力伝送システムは理想的な最大PTEを達成することができる。マッチングネットワークがソース及び負荷インピーダンスを最適な値に変換する。PTEはtransducer power gainで推定することができ、以下のように計算する[9]。

ソース側のマッチングネットワークに入力される電力は次式で計算できる。

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I_1|^2 \text{Re}\{Z_{in}\} \quad (1)$$

ここで、 Z_{in} はソース側のマッチングネットワークへの入力インピーダンスを表す。一方、実際に負荷に入力される電力は次式で与えられる。

$$P_L = \frac{1}{2} |I_2|^2 \text{Re}\{Z_L\} \quad (2)$$

transducer power gain G_T は、次式によって与えられる。

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{P_L}{P_{in}|_{Z_{in}=Z_s^*}} \quad (3)$$

ここで、 P_{avs} はソースの利用可能な電力を表す。

図1に示すように、二つのコイルの自己インダクタンス L_1 と L_2 、相互インダクタンス M 、そして寄生抵抗 R_1 と R_2 が与えられた場合、transducer power gain を最大にする最適なソース及び負荷条件 $Z_{s,opt}$ と $Z_{L,opt}$ は、それぞれ式(4)及び(5)で与えられる[9]。

$$Z_{s,opt} = R_1 \sqrt{1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_1 R_2}} - j\omega L_1 \quad (4)$$

$$Z_{L,opt} = R_2 \sqrt{1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_1 R_2}} - j\omega L_2 \quad (5)$$

ここで、 ω は角周波数を表す。

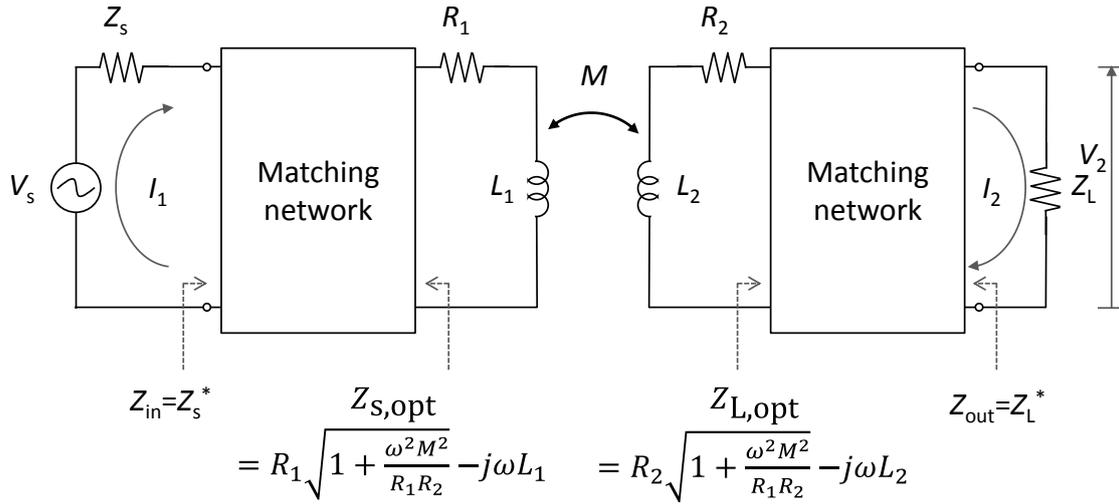


図 1 最大 PTE 条件における入出力マッチングネットワークを用いた伝送システムの等価回路

3. Lセクションマッチングネットワークを用いたシステム

マッチングネットワークはトランス，集中素子，伝送線路のような様々な形式で実装することができる．本研究では，集中素子を用いた Lセクションマッチングネットワークを用いることにした．図 3.1 に Lセクションマッチングネットワークを用いた伝送システムの等価回路を示す．

3.1 負荷電圧 V_2 と transducer power gain G_T の導出

まずこの回路の負荷の電圧 V_2 と transducer power gain G_T を求める．誘導リンクの Z パラメータは次のように求められる．

$$Z_{11} = R_1 + j\omega L_1 \quad (6)$$

$$Z_{22} = R_2 + j\omega L_2 \quad (7)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega M \quad (8)$$

Z パラメータを用いると，出力インピーダンス Z_{out} は次式で表現される．

$$Z_{out} = Z_{C2s} + \frac{Z_{C2p} \times Z_{out_}}{Z_{C2p} + Z_{out_}} \quad (9)$$

ここで， Z_{C2s} と Z_{C2p} はそれぞれコンデンサ C_{2s} と C_{2p} のインピーダンスを表す．また， $Z_{out_}$ はマッチング回路後の入力インピーダンスであり次式で与えられる．

$$Z_{out_} = Z_{22} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{11} + Z_{s_}} \quad (10)$$

また、 $Z_{s_}$ はマッチング回路を含んだソースインピーダンスであり次式で与えられる。

$$Z_{s_} = \frac{Z_{C1p} \times (Z_{C1s} + Z_s)}{Z_{C1p} + (Z_{C21} + Z_s)} \quad (11)$$

ここで、 Z_{C1s} と Z_{C1p} はそれぞれコンデンサ C_{1s} と C_{1p} のインピーダンスを表す。同様に入力インピーダンス Z_{in} の計算式も求めることができる。負荷に流れる電流 I_2 は次式で表現される。

$$I_2 = \frac{Z_{C2p} Z_{12} Z_{C1p} V_s}{(Z_{CZ2} + Z_{C2p})(Z_{out_} + Z_L)(Z_{11} + Z_{C1p})(Z_s + Z_{CCRL1})} \quad (12)$$

ここで、 $Z_{L_}$ はマッチング回路を含んだ負荷インピーダンスを、 Z_{CZ2} はコンデンサ C_{2s} と負荷インピーダンス Z_L の合成インピーダンスを、 Z_{CCRL1} はソース側のソースインピーダンス Z_s を除いた部分の合成インピーダンスを表す。従って、負荷の電圧 V_2 は次式で計算できる。

$$V_2 = I_2 \cdot Z_L \quad (13)$$

また、transducer power gain G_T は式(3)に式(2)と式(12)を代入して計算できる。

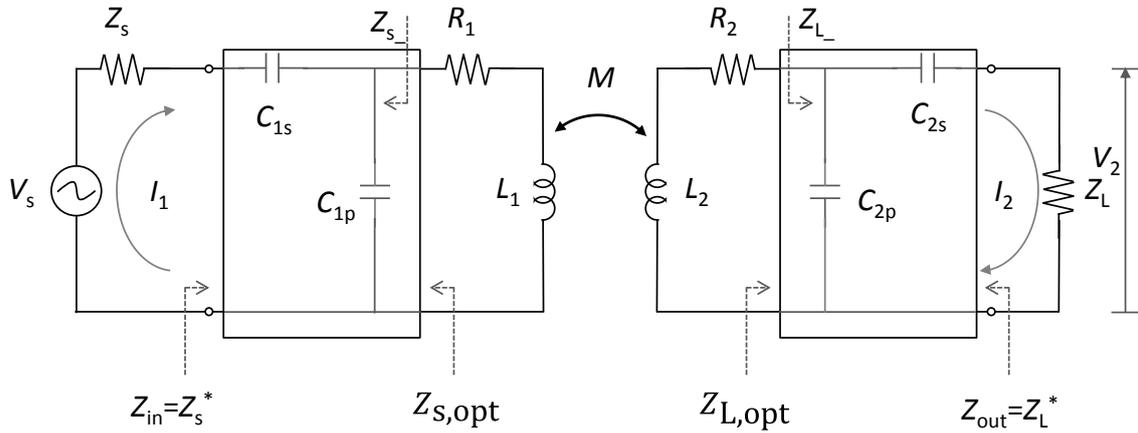


図2 Lセクションマッチングネットワークを用いた伝送システムの等価回路

3.2 マッチングパラメータの算出

2.1 節で述べたように、最適なソース及び負荷条件 $Z_{s,opt}$ と $Z_{L,opt}$ は、それぞれ式(4)及び(5)で与えられる。マッチングパラメータである直列及び並列コンデンサ C_s と C_p は、マッチング回路を含んだソースインピーダンス $Z_{s_}$ あるいは負荷インピーダンス $Z_{L_}$ が、 $Z_{s,opt}$ あるいは $Z_{L,opt}$ と一致するように調整される。正確な直列及び並列コンデンサのキャパシタンスは、Lセクションマッチングネットワークの解析式を用いて求めることができる[11]。

図3に負荷インピーダンス側のLセクションマッチングネットワークの構成図を示す。 X と B はそれぞれマッチングパラメータのリアクタンスとサセプタンスである。インピーダンスマッチング条件は次式となる。

$$\frac{1}{R_{L,opt} + jX_{L,opt}} = jB + \frac{1}{R_L + jX} \quad (14)$$

ここで、 $Z_{L,opt} = R_{L,opt} + jX_{L,opt}$ であり、 $Z_L = R_L + j0$ である。実部と虚部の二つの方程式に分け、それらを X と B に関して解くと次式が得られる。

$$X = \pm \frac{\sqrt{R_{L,opt}R_L(R_{L,opt}^2 - R_{L,opt}R_L + X_{L,opt}^2)}}{R_{L,opt}} \quad (15)$$

$$B = \frac{R_L X_{L,opt} \pm \sqrt{R_{L,opt}R_L(R_{L,opt}^2 - R_{L,opt}R_L + X_{L,opt}^2)}}{R_L(R_{L,opt}^2 + X_{L,opt}^2)} \quad (16)$$

このように二組の解が得られるが、片方の組み合わせの X が正となり、これはコイルでしか実現できないため、片方の解は無視することができる。直列及び並列コンデンサ C_{2s} と C_{2p} は次式で求めることができる。

$$C_{2s} = -\frac{1}{\omega X} \quad (17)$$

$$C_{2p} = \frac{B}{\omega} \quad (18)$$

直列及び並列コンデンサ C_{1s} と C_{1p} も同様に計算できる。

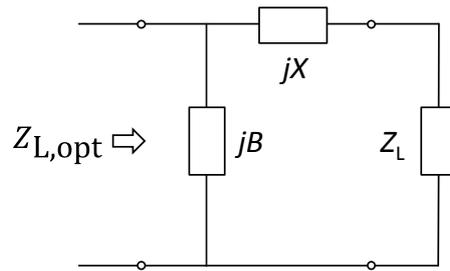


図3 Lセクションマッチングネットワークの構成図

4. 計算機シミュレーション

Lセクションマッチングネットワークを用いた伝送システム（図2）の回路パラメータを表1に示す。結合係数 $k = 0.0060$ なので、本シミュレーションの相互インダクタンスは $M = k\sqrt{L_1L_2} = 0.12 \mu\text{H}$ となる。シミュレーションプログラムはMATLABで作成した。

表1 回路パラメータ

Parameters	Value	Description
L_1, L_2	20 μH	Inductance of primary and secondary coil
R_1, R_2	0.2 Ω	Parasitic resistance of primary and secondary coil
Z_s, Z_L	50 Ω	Source and load impedances
k	0.006	Coupling coefficient
f_0	2 MHz	Carrier frequency
V_s	1 V	Source voltage

4.1 LC マッチングネットワークパラメータと効率の計算

表 1 の条件でマッチングパラメータである直列及び並列コンデンサ $C_{1s}, C_{1p}, C_{2s}, C_{2p}$ を算出した結果、 $C_{1s} = C_{2s} = 55.260$ pF, $C_{1p} = C_{2p} = 261.42$ pF となった。次に、上記パラメータを用いて、結合係数 k を $0.00 \sim 0.03$ まで変化させ、transducer power gain G_T と負荷の電圧の大きさ $|V_2|$ を算出した。図 4 と図 5 に transducer power gain G_T と負荷の電圧の大きさ $|V_2|$ の結果をそれぞれ示す。図 4 に示すように、transducer power gain G_T は結合係数 $k = 0.006$ の時にほぼ最大(0.78)となり、その設定した結合係数から離れるほど減少した。マッチングパラメータは概ね良好に求められていることが確認できた。ただし、わずかではあるが、最大となる位置は設定した結合係数からずれていた。また、図 5 に示すように、負荷の電圧の大きさ $|V_2|$ も結合係数 $k = 0.006$ でほぼ最大となった。

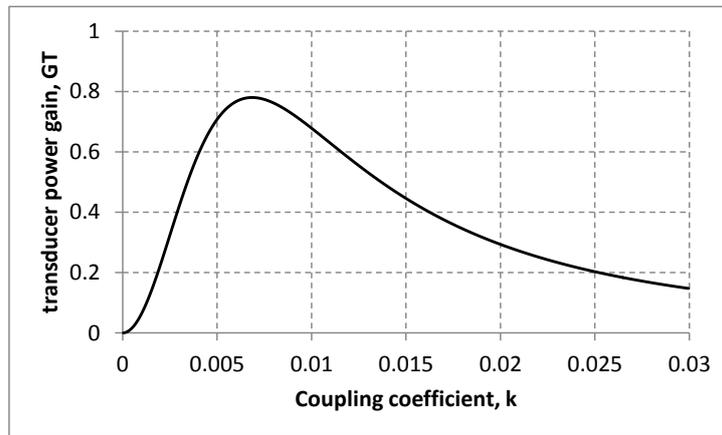


図 4 transducer power gain G_T の結合係数に関する変化

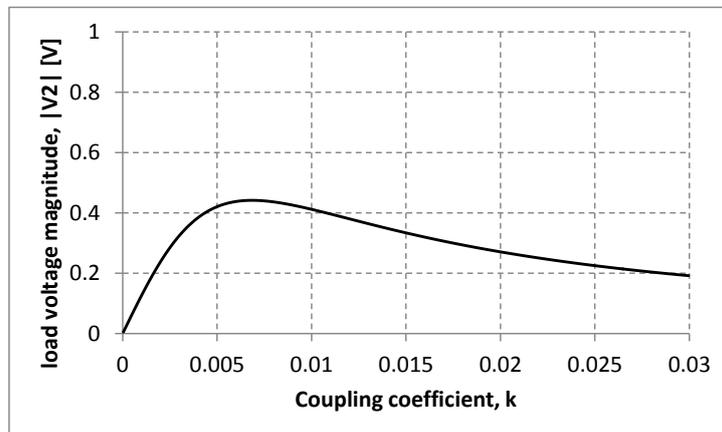


図 5 電圧の大きさ $|V_2|$ の結合係数に関する変化

4.2 各結合係数 k での効率の計算

本節では、各結合係数 $k = 0.001, 0.002, \dots, 0.03$ において、マッチングパラメータ $C_{1s}, C_{1p}, C_{2s}, C_{2p}$ を算出し、各結合係数における最適な transducer power gain G_T を求めた。また、各結合係数での最適な transducer power gain G_T を与える相互インダクタンス M を推定した。図 6 に各結合係数でのマッチングパラメータ $C_{1s}, C_{1p}, C_{2s}, C_{2p}$ を示す。結合係数が増加するにつれ、パラメータ C_{1s}, C_{2s} は 25 pF から 125 pF

まで連続的に単調増加し、パラメータ C_{1p}, C_{2p} は290 pFから190 pFまで連続的に単調減少した。図7に各結合係数での最適な transducer power gain G_T を示す。結合係数が増加するにつれ G_T は単調に増加し、結合係数 $k = 0.015$ 以上で0.90以上となった。図8に最適な transducer power gain G_T を与える相互インダクタンス M を示す。true Mはマッチングパラメータ推定に用いた相互インダクタンスを表し、obtained Mは最適な transducer power gain G_T を与える相互インダクタンスを表す。全ての結合係数において、obtained Mはtrue Mより $0.015 \mu\text{H}$ ほど大きくなった。また、結合係数が極端に小さい範囲において、その差は大きくなるような傾向が見受けられた。

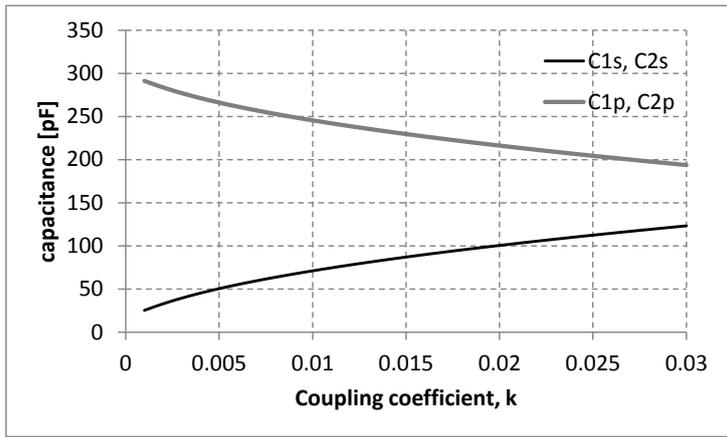


図6 各結合係数でのマッチングパラメータ $C_{1s}, C_{1p}, C_{2s}, C_{2p}$

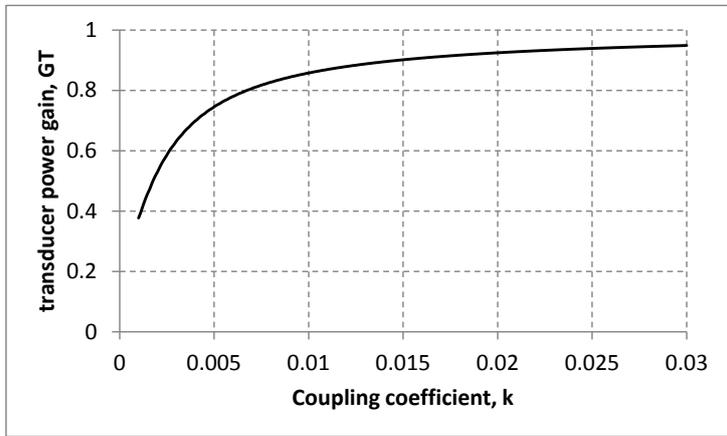


図7 各結合係数での最適な transducer power gain G_T

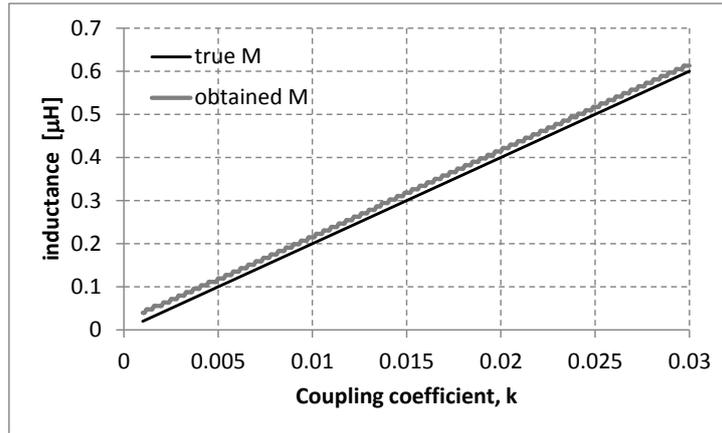
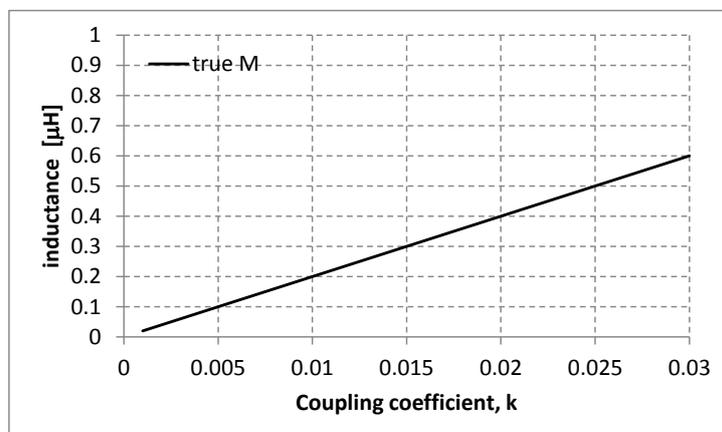


図 8 最適な transducer power gain G_T を与える相互インダクタンス M

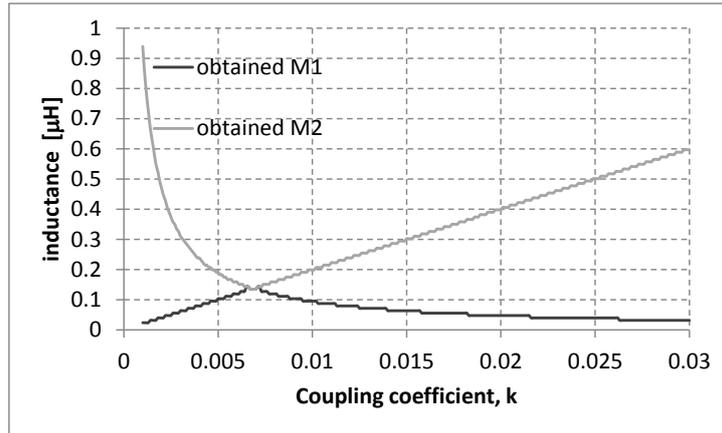
4.3 相互インダクタンスの推定

本節では、マッチングパラメータを結合係数 $k = 0.006$ の時の $C_{1s} = C_{2s} = 55.260$ pF, $C_{1p} = C_{2p} = 261.42$ pF に設定し、結合係数 k を $0.00 \sim 0.03$ まで変化させて、各結合係数に対応する相互インダクタンスを推定できるか確認した。推定には電圧の大きさ $|V_2|$ を用いた。図 5 に示すように、電圧の大きさ $|V_2|$ は、結合係数 k 、すなわち相互インダクタンス M だけに依存するため、電圧の大きさ $|V_2|$ を計測すれば、相互インダクタンス M を逆算できる。ただし、同じ電圧の大きさ $|V_2|$ を与える相互インダクタンス M は二つ存在するため、推定値は 2 個得られる。

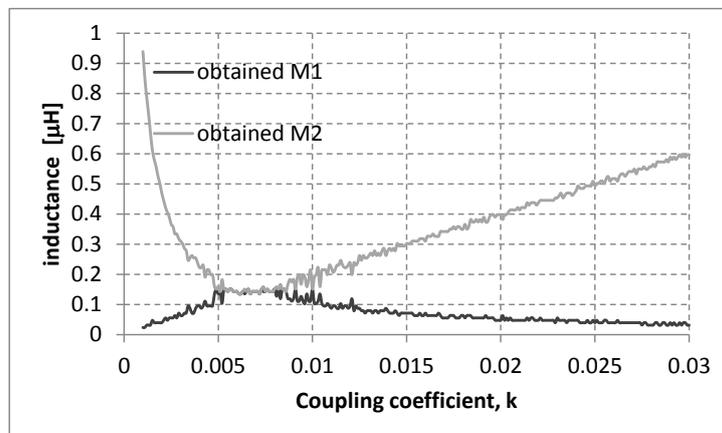
図 9 に各結合係数における相互インダクタンスの真値と推定値を示す。図 9(a) に示すように、相互インダクタンス M は結合係数 k の増加に伴い、 $0.02 \sim 0.6$ μH まで変化する。図 9(b) はマッチングパラメータに誤差がない場合の推定値を示したものである。このように、推定値は 2 個得られ、そのうちの片方が実際の相互インダクタンス M の推定値を表していることがわかる。この判別は、相互インダクタンス M の推定値によってマッチングパラメータを変更し、電圧の大きさ $|V_2|$ が大きくなる方を選択することで実施できる。図 9(c) はマッチングパラメータ $C_{1s}, C_{1p}, C_{2s}, C_{2p}$ に 1% 以内の一樣誤差を与えた場合の推定値を示したものである。結合係数 $k = 0.006$ 付近で少し誤差が大きいものの、比較的良好に相互インダクタンス M が推定できていることがわかる。



(a) 相互インダクタンスの真値



(b) 相互インダクタンスの推定値：マッチングパラメータに誤差がない場合



(c) 相互インダクタンスの推定値：マッチングパラメータに誤差がある場合

図 9 各結合係数における相互インダクタンスの真値と推定値

5. 考察

図 4 と 5 に示すように、最適なソース及び負荷条件 $Z_{s,opt}$ と $Z_{L,opt}$ を満たすようにマッチングパラメータ $C_{1s}, C_{1p}, C_{2s}, C_{2p}$ を設定すると、transducer power gain G_T と負荷の電圧の大きさ $|V_2|$ をほぼ最適に設定できる。しかしながら、図 8 に示すように、わずかではあるが偏差を持っており、与えた相互インダクタンスよりも $0.015 \mu\text{H}$ ほど大きい相互インダクタンスに対して最適なマッチングパラメータが算出された。今回のシミュレーションでは、この偏差は無視しても問題ない程度であったが、予備的なシミュレーションの結果、寄生抵抗 R_1 と R_2 が大きくなると無視できないほど大きくなることがわかっている。その場合は、この偏差量に応じてマッチングパラメータ $C_{1s}, C_{1p}, C_{2s}, C_{2p}$ の値をシフトすれば解決可能できると考えられる。図 6 に示すように、マッチングパラメータは連続的になめらかに変化しており、補正值の設定は容易である。

図 9 に示すように、マッチングパラメータに関しては、設定値に 1%以内の一様誤差を与えた場合、結合係数 $k = 0.006$ の推定値は $0.005 \sim 0.010$ 程度、相互インダクタンス M に換算すると $0.1 \sim 0.2 \mu\text{H}$ 程度ばらつく結果となった。図 4 に示すように、結合係数 $k = 0.006$ の条件でマッチングパラメータを設定した時に、結合係数 $k = 0.005$ 及び 0.010 の時の transducer power gain G_T は、それぞれ約 0.70 と約 0.67 になる。図 7

に示すように、それぞれ正確に結合係数 k を推定できた場合の最適な transducer power gain G_T は約0.75と約0.86になり、最適な条件のそれぞれ93%と78%程度までの減少で抑えることができる。相互インダクタンス M の推定は回路パラメータの設定誤差の影響を受けるため、その設定値の正確性が重要となるが、上記の範囲程度までに設定できれば、実用的な効率で伝送可能である。

6. あとがき

本研究では、磁界方式人体通信の最適な電力伝送を実現するために、L セクションマッチングネットワークを用いた 2 コイル無線電力伝送システムについて検討した。まず、最適なソース及び負荷条件を用いてマッチングパラメータを算出し、実際に設定した結合係数においてほぼ最適な transducer power gain が得られることを確認した。さらに、この時、負荷の電圧の大きさもほぼ最大になっていることを示した。次に、各結合係数におけるマッチングパラメータ、最適な transducer power gain 及びそれを与える相互インダクタンスを求めた。マッチングパラメータは、結合係数の変化によって、なめらかに単調に変化することがわかった。なお、最適な transducer power gain を与える相互インダクタンスは、設定した値と一致してはならず、偏差を持っていることを明らかにした。最後に実際に相互インダクタンスを推定可能であることを示し、2 コイルの位置関係が変化しても、その位置関係における最適な電力伝送に近い効率が実現できることを示した。今後は、4 コイル無線電力伝送システムについても同様な解析を実施する予定である。また、人体モデルを組み込んだ 3D 有限要素シミュレーションや実際に実験することによって、本研究結果の妥当性について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] 伊藤建一: 磁界方式人体通信信号損失シミュレーションー各種磁界結合方式の検討ー, 日本シミュレーション学会論文誌, Vol. 9 No. 4, pp. 85-93, November, 2017.
- [8] 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.
- [9] Dong-Wook Seo, Jae-Ho Lee and Hyung Soo Lee: Study on Two-Coil and Four-Coil Wireless Power Transfer Systems Using Z-Parameter Approach, ETRI Journal, Vol. 38 No. 3, pp.568-578, 2016.
- [10] Kenichi Ito: Power Transmission Optimization Simulation for Magnetically Coupled Intra-Body Communication, JSST2017, pp. 210-213, Tokyo, October 2017.
- [11] D. M. Pozar: Microwave Engineering, John Wiley & Sons, pp.229-234, 2012.