

無線電力伝送システムの

共振周波数同調自動化に向けたアルゴリズムの開発

電気・化学専攻 医用工学領域 2181278 矢頭薫

(主査：島谷 祐一 准教授 副査：和多田 雅哉 教授、 桃沢 愛 准教授)

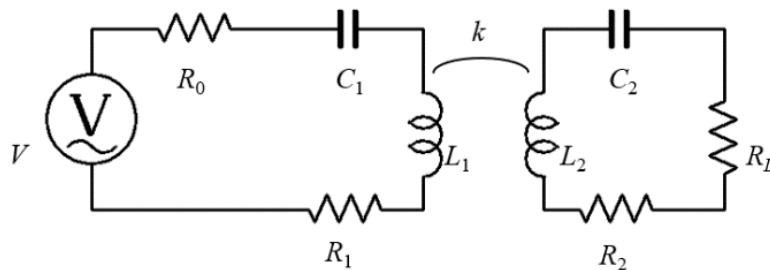
1. はじめに

心臓ペースメーカーなどの体内埋め込み型医療機器の多くは電池に一次電池が用いられているため、患者はバッテリー交換のための手術を数年に一度行わなければならない。これは利用者にとって非常に大きな負担となる。このため、体外から無線で電力供給を行うことで電池交換を不要にする研究が進められている。無線電力伝送には主に「電磁誘導方式」「磁界共鳴方式」「電波受電方式」の3つの方式がある。現在最も実用化されているものは電磁誘導方式である。しかし、この方式は伝送可能距離が数 cm 程度と極端に短く、コイル同士の位置関係も重要であり、少しのずれで極端に伝送効率が落ちるといふ欠点がある。そのため、生体内の不安定な状態には適さないと考えられる。そこで本研究では磁界共鳴方式に注目した。この方式は2006年にマサチューセッツ工科大学が、2mの距離で40%の効率での電力伝送に成功したと発表している法式^[1-3]である。この方式は送電側、受電側両方のコイルにコンデンサを接続し、同じ共振周波数になるようにRLC共振回路を構成する。双方の共振周波数を一致させることで、長距離かつコイルの位置ずれにも強い電力伝送を可能にしている。電磁誘導方式では、受電側コイルを体表近くの皮下に埋め込み、送電側コイルをずれがないように密着させる必要がある。これに対し磁界共鳴方式では体内深部への電力伝送が可能であり、体動などによるコイルの位置ずれに強いという利点がある。一方で共振周波数が少しでもずれると、伝送効率が低下するという欠点がある。体内埋め込み用として多く研究されている薄型コイルは体内の電解質の影響を受けやすいため、埋め込み後の受電側共振周波数の変化の可能性が指摘されている^[4]。また、ラット腹腔内において、経過日数によって共振周波数が変化するという問題も判明している^[5]。以上のことから、本研究の最終目標は埋め込み後のインダクタンスの変化に素早く対応し、高効率で電力伝送を行うシステム開発とした。先行研究では体内環境下で変化した受電側共振周波数を体外の送電回路から検出することで共振周波数を再同調する方法の検討を行った。しかしコイル間距離が大きくなり、結合係数 k が低下すると共振時に現れる極小値が小さくなることから、出力される電圧によっては受電側共振周波数を推定することが難しくなる。そこで本研究では先行研究で示された共振周波数の推定方法をもとに、より識別が容易な回路の設計及び推定時間の短縮を目的とした。本報告では共振周波数推定性能の向上及び推定時間短縮に向けて行った結果を掲載した。また、先行研究の結果をもとに、ノイズの影響が少なく識別が容易な回路素子の値について検討を行った。

2. 理論

2.1 磁界共鳴型電力伝送

磁界共鳴方式を用いた電力伝送は、現在最も実用化されている電磁誘導方式を用いたものよりも長距離での電力伝送が可能である。送電側、受電側両方のコイルにコンデンサを接続し、同じ共振周波数になるように RLC 共振回路を構成する。送電側、受電側両方の共振周波数が一致することで、長距離かつコイルの位置ずれに強い電力伝送が可能になるため、体内深部に埋め込まれたコイルへの電力伝送を可能にする。本研究では直列共振方式を使用した。この回路モデルを Fig.1 に示す。図中、 R_1 、 R_2 はコイルの損失を、 R_0 は電源の内部抵抗を、 R_L は負荷抵抗を示す。また、共振周波数 f_0 は送受電コイルのインダクタンス L_1 、 L_2 と共振用コンデンサの容量 C_1 、 C_2 を用いて式(1)で与えられる。



V : 交流電源 k : 結合係数

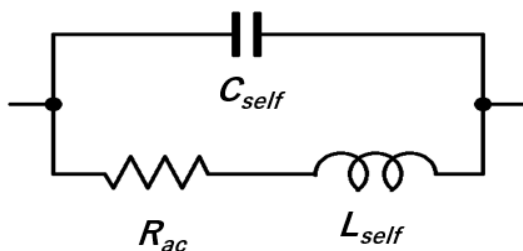
L_1, L_2 : コイルのインダクタンス C_1, C_2 : コンデンサ

Fig.1 回路モデル

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \quad (1)$$

2.2 生体環境下におけるコイルの等価回路

体液などの電解質溶液中ではコイルの寄生容量の値が増大すると考えられるため、Fig. 2 に示す等価回路に置き換えて考える。実効インダクタンス L_{eff} と実効損失 ESR は実測されたコイルインピーダンスの虚部と実部から求められる値である。これらの値は電解質溶液中では図の等価回路における寄生容量 C_{self} の影響によって周波数依存性を持つようになる。 L_{self} はコイルの空中でのインダクタンス、 R_{ac} はコイルの交流抵抗である。このとき、 L_{eff} 、 R_{eff} と L_{self} 、 C_{self} 、 R_{ac} の関係は式(2)、(3)で表される。



L_{self} : 空中でのインダクタンス
 C_{self} : 寄生容量 R_{ac} : 交流抵抗

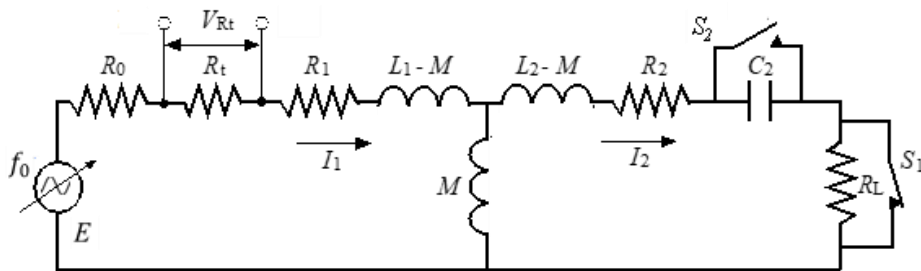
Fig.2 コイルの等価回路

$$L_{eff} = \frac{L_{self}}{(1 - \omega^2 L_{self} C_{self})} \quad (2)$$

$$ESR = \frac{R_{ac}}{(1 - \omega^2 L_{self} C_{self})^2} \quad (3)$$

2.3 外部送電回路による同調方法

先行研究で提案された同調方法は Fig.3 に示してあるように従来の磁界共鳴型無線電力伝送回路の送信側共振コンデンサに替えて電圧測定用の固定抵抗 R_t を設置した同調回路により行う。また、共振周波数同調時には受信回路の共振状態の切り替えを行った上で固定抵抗 R_t の電圧測定をする必要があるため、受信側の共振用コンデンサにスイッチを設置した。T型等価回路における一般式から算出した固定抵抗 R_t の両端電圧の理論値を以下に示す。受信回路に設置したスイッチが開き、共振している場合の固定抵抗 R_t の両端電圧を V_{Rt} 、スイッチが閉じられた場合の固定抵抗 R_t の両端電圧を $V_{Rtclose}$ で表す。 $V_{RtE} = V_{Rt}/E$ とすると V_{RtE} の絶対値は式(4)で、 $V_{RtEclose}$ は式(5)で表される。式中の R_{0t1} 及び R_{2L} はそれぞれ一次側と二次側の合成抵抗を示している。また、式(4),(5)で示されている二次側のインピーダンスは $Z_2 = \omega L_2 - 1/\omega C_2$ である。固定抵抗 R_t の両端電圧 V_{Rt} を測定し、スイッチの開閉時における V_{RtE} と $V_{RtEclose}$ の比較を行うことで体内環境下により変化した受信回路の共振周波数を推定することが可能になる。受信側共振周波数が 1MHz 時における両端電圧 V_{Rt} の理論値のグラフを Fig.4 に示す。スイッチが開いた場合の両端電圧 V_{RtE} のグラフを見ると、送受信間が共振状態である 1MHz で反共振を起こし、電圧が大きく低下し極小値をとることが確認できる。これは一次側からコイルのインピーダンスを見ると、調相結合により反共振周波数でインピーダンスが極大になるからである (Fig.5)。以上のことから、スイッチ開閉時における送信回路の固定抵抗 R_t の両端電圧を測定し、小値の探索を行うことで受信側共振周波数の推定を行うことが可能となる。式(4),(5)に示してあるように、この同調理論では結合係数に関係なく両端電圧 V_{Rt} を算出することが可能である。そのため、体内埋め込み時において想定される送受信間コイルの位置ずれによる結合係数の低下に影響なく測定することが可能になると考えられる。



- | | |
|----------------|-------------------|
| E: 交流電圧 | f0: 電源周波数 |
| R0: 電源の内部抵抗 | Rt: 電圧測定用抵抗 |
| R1, R2: コイルの損失 | L1, L2: 実効インダクタンス |
| C2: 共振用コンデンサ | RL: 負荷抵抗 |
| M: 相互インダクタンス | |

Fig.3 T型等価回路

$$|V_{RtE}| = \frac{\sqrt{(R_t R_{2L})^2 + (R_t Z_2)^2}}{\sqrt{(R_{0t1} R_{2L} - \omega L_1 Z_2 + \omega^2 M^2)^2 + (R_{0t1} Z_2 + \omega L_1 R_{2L})^2}} \quad (4)$$

$$|V_{RtEclose}| = \frac{\sqrt{(R_t R_{2L})^2 + (R_t \omega L_2)^2}}{\sqrt{(R_{0t1} \omega L_2 + \omega L_1 R_{2L})^2 + (R_{0t1} R_{2L} - \omega L_1 \omega L_2 + \omega^2 M^2)^2}} \quad (5)$$

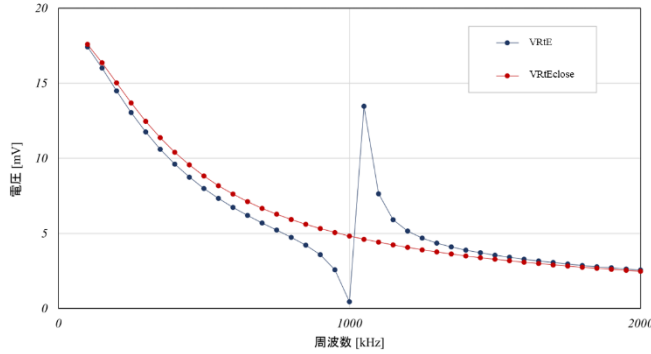


Fig.4 両端電圧 V_{Rt} の理論値

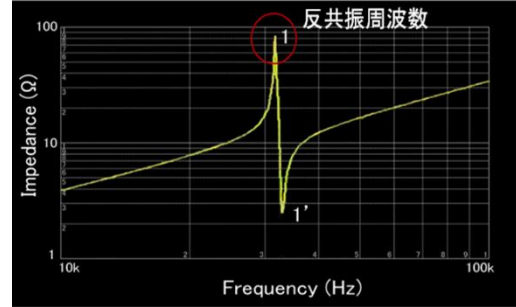


Fig.5 コイルのインピーダンス

3. 実験方法

3.1 コイルの作製

受電コイルは、構造が単純な単線一層巻きのスパイラルコイルを用いた。また、ラット腹腔内に埋め込むことを考慮し、外径 29mm、内径 5mm の小型のコイルとした。太さ 0.2mm のホルマル皮膜銅線で 1 層 50 回巻きのコイルを作製し、形状を維持するために少量のエポキシ樹脂を全体に塗布して固めた。エポキシ樹脂のコーティング厚は約 100 μ m である。送電コイルは高周波特性の良いリッツ線が用いられたコイルを使用した。リッツ線は太さ 0.04mm のエナメル同線を 300 本束ねたもので、これを 1 層 30 巻きのスパイラルコイルにした。外径 68mm、内径 10mm、厚さ 1mm である。

3.2 同調伝送実験

電力伝送実験の送電用電源にはプログラマブルファンクションジェネレータ (Hewlett-Packard、8116A) および高速バイポーラ電源 (エヌエフ回路設計ブロック、HSA4101) を用いた。送電回路に電流測定用抵抗 R_t を設置し、 $|V_{RtE}|$ および $|V_{RtEclose}|$ を測定した。送電側回路電流 I_{in} は R_t の両端電圧から求めた。また受電側出力電圧 V_L は負荷抵抗 R_L の両端電圧を計測した。 R_t および R_L の両端電圧はバッテリー駆動の差動アンプ (Taidacent、AD8130) を用いて電位差を測定し、それぞれ別々のオシロスコープを用いて波形を計測した。得られた値を用いて、式(6) から出力電力 P_{out} 、式(7) から伝送効率 η を算出した。伝送回路を Fig.3 をもとに作製した。各素子のパラメータを Table 1 に、測定条件を Table2 に示す。また、測定時の機器の接続を Fig.4 に示す。

$$P_{out} = \frac{V_L^2}{R_L} \quad (6)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{V I_{in}} \quad (7)$$

Table1 素子のパラメータ

E	5V	R ₀	0.5Ω
L ₁	25.9μH	L ₂	36.6μH
R ₁	0.48Ω	R ₂	1.7Ω
R _t	4.7Ω	C ₂	720pF
R _L	10Ω		

Table2 測定条件

コイル間距離	10mm
測定周波数	900 kHz~1100kHz
測定間隔	10 kHz

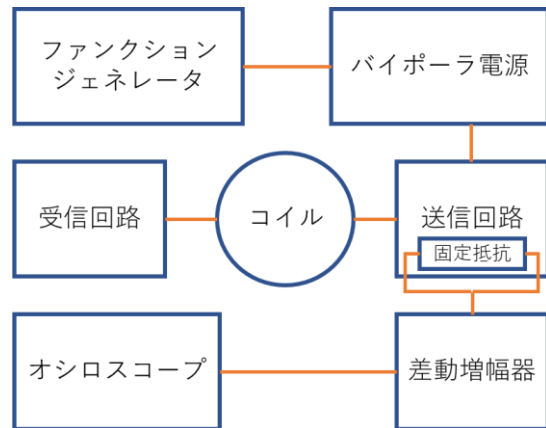


Fig.6 計測環境

3.3 計測条件の変更による影響の確認

固定抵抗 R_t を 0.1Ω、1Ω、10Ω に変更し、特性に変化がみられるかの確認を行った。また、コイル間距離を 5mm,10mm,15mm に変更しての計測も行った。

3.4 生理食塩水中での電送実験

受電側コイルを生理食塩水へ沈めた状態での共振周波数推定を行った。素子のパラメータを Table3 に、測定条件を Table4 に示す。素子のパラメータは 3.2 から変更した箇所のみを記載している。

Table3 素子のパラメータ

R _t	10Ω	L ₂	36.8μH
		R ₂	3.6Ω

Table4 測定条件

コイル間距離	10mm
測定周波数	800 kHz~1000kHz
測定間隔	5 kHz

3.6 共振周波数推定の自動化

推定時間の短縮を目的として PC より指定された電圧や周波数などの測定条件をファンクションジェネレータに送り込み、送信側測定用固定抵抗と受信側負荷抵抗の電圧を PC に取り込むプログラムをコンデンサのスイッチ開放時と短絡時でそれぞれ作成した。電力伝送時の固定抵抗 R_t の両端電圧 V_{Rt} と負荷抵抗 R_L の両端電圧 V_{RL} の測定を I/O 接続用 BNC コネクタ (National Instruments, BNC-2120) を用いて、式 (4) (5) のような特徴が現れるかの計測を空气中・生理食塩水中でそれぞれ行った。実験に使用した伝送回路の各素子のパラメータ及び計測条件は 3.2 と同様である。

4. 結果・考察

4.1 電圧比と伝送効率

空气中において共振結合による無線電力伝送の実験を行った。送・受電回路の共振周波数は 980kHz に設定した。|V_{Rt}E|と|V_{Rt}E_{close}|の比率を Fig.7 に示す。また、式(6)、(7)によって求められた伝送効率の変化を Fig.8 に示す。この時の S/N 比は約 24dB で

あった。

電圧比 ($|VR_tE|/|VR_tE_{close}|$) を求めた結果、先行研究のシミュレーションで示された特性に近い値を得られた。電圧比が設計した共振周波数である 980kHz で最小値を示していることから、送電側回路から共振周波数が推定可能であることが分かる。しかし、伝送効率を見ると設計上の共振周波数である 980kHz よりも 990kHz のときに効率が低い結果となった。差は小さいものの、後の研究に影響が出る可能性があるため原因を特定したいと考えている。今後の検討としては試行回数の増加、負荷抵抗値の変更、コイルの変更などが挙げられる。

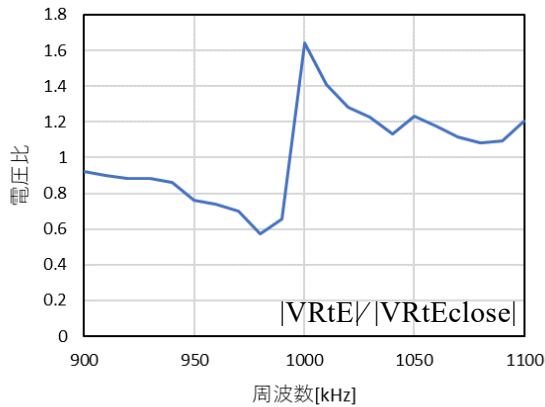


Fig.7 電圧比(4.7Ω)

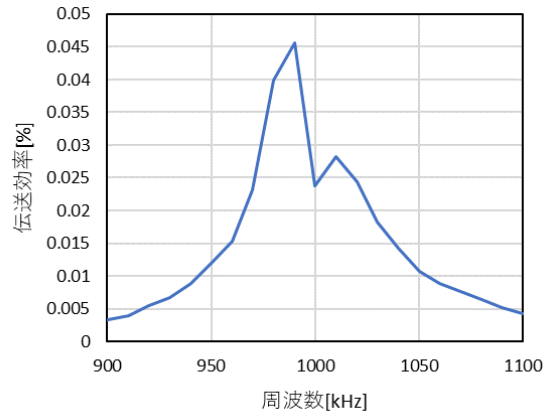


Fig.8 伝送効率(空気中)

4.2 固定抵抗の変更

固定抵抗 R_t を 4.7Ω から 1Ω と 10Ω に変更した際の電圧比の比較を Fig.9 に示す。1Ω の抵抗値ではノイズの影響が大きく波形が安定していないことが分かる。この時の S/N 比は約 10.1dB となっており、更に最小値が 990kHz となっているため共振周波数の推定には適していないと考える。10Ω の抵抗値では 4.7Ω と比較して波形が安定している。S/N 比も約 33.5dB と大きくなっているため、より大きい抵抗値での計測が適していると考えられる。しかし比率の変化量の点で見ると、4.7Ω と 10Ω で大きな差は見られないため今後の計測は 10Ω で行う。

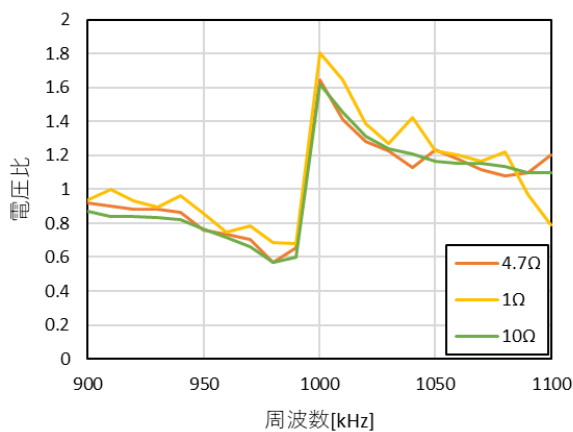


Fig.9 電圧比の比較

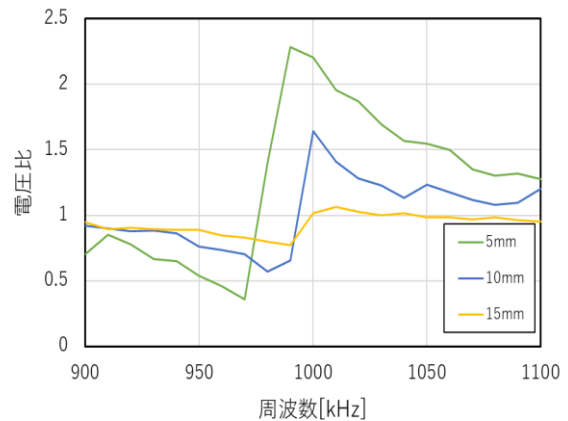


Fig.10 コイル間距離の比較

4.3 コイル間距離の変更

コイル間距離を 10mm から 5mm と 15mm に変更した際の電圧比の比較を Fig.10 に示す。距離が小さいほど特性の変化量が大きくなっていることが分かる。しかし、距離を変えたことにより最小値が設計上の共振周波数を示していない。今回の実験では負荷抵抗の同時計測を行っていなかったため、この現象の原因については今後の実験で明らかにしたい。

4.4 生理食塩水中での実験

受電側コイルを生理食塩水中に沈めた状態での電圧比と空気中での電圧比のグラフを Fig.11 に、伝送効率を Fig.12 に示す。空気中と比較すると変化は小さいが、電圧比の降下を確認できる。また、共振周波数は理論通り、空気中に比べて値が小さくなっている。伝送効率と比較しても効率の良い周波数で電圧比が最小値を取っていることから、生理食塩水中でもこの共振周波数推定方法は利用できるといえる。

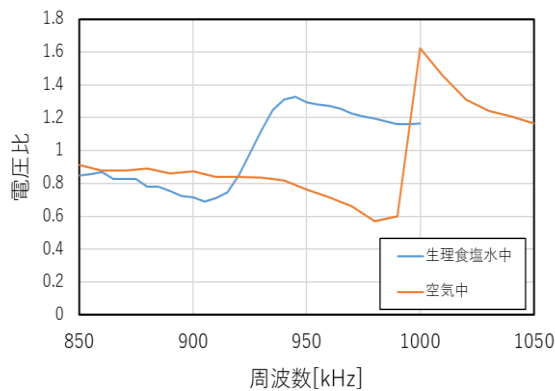


Fig.11 電圧比の比較(生理食塩水中)

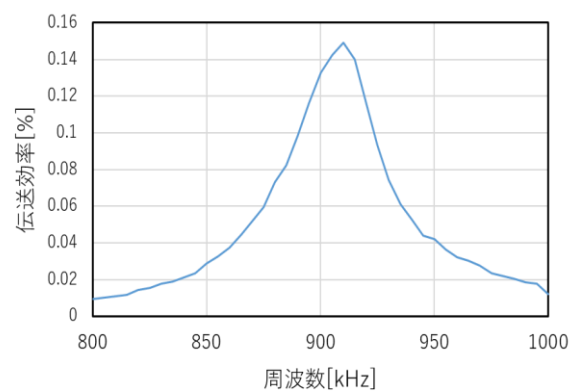


Fig.12 伝送効率(生理食塩水中)

4.5 共振周波数推定の自動化

空気中にて自動計測を行った際の電圧比の比較を Fig.13 に示す。こちらにも設定した共振周波数付近である 990kHz で電圧比が降下していることが分かる。このことから、共振周波数推定の自動化は可能であるといえる。また、全体の計測時間も手動に比べて約 5 分の 1 に短縮できている。今回はファンクションジェネレータの操作及び計測のみ自動化を行ったが、将来的にはスイッチ切り替えも自動化していきたいと考えている。

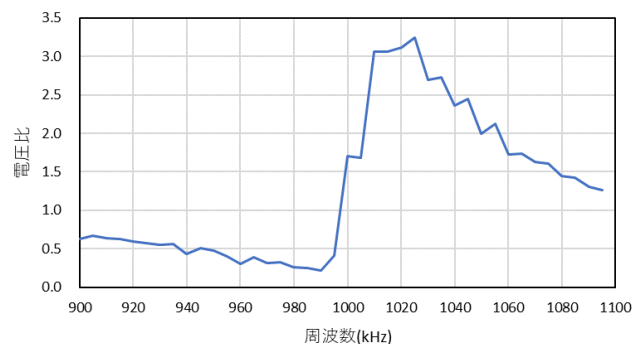


Fig.13 自動測定による電圧比

5. おわりに

本報告では磁界共鳴方式で無線電力伝送を行う際に問題となる生体内での共振周波数の変化に対応するため、先行研究で示された方法を用いて送電側回路から共振周波数の推定、及び同調を行うことで解決を試みた。電圧比による共振周波数の推定を行ったところ、設計上の共振周波数で電圧比が最小値を取ることが確認できたため。送電側回路からの共振周波数の再同調は可能であると考えられる。しかし伝送効率と比較すると最適な値で最小値を取っているとは言えない結果となった。今後は電圧比の最小値と伝送効率の最大値のずれについての検討を行う必要がある。また、回路素子の変更によりノイズの影響を小さくすることに成功した。今回使用した共振周波数推定回路は生理食塩水中においても有効であることが確認できたため、今後は鶏肉を使用し生体内を模した環境下での実験や、ラットを用いた実験も行いたいと考えている。更に計測時間の短縮のため、計測の自動化を試みた。今回の結果から、微小電圧かつ高周波である信号も自動で計測が可能であることが示されたため、共振周波数の推定も可能であるといえる。今後はスイッチの切り替えの自動化を進めていきたいと考えている。

参考文献

- [1] A.Kumar.Ram-Rakhyani, S.Mirabbasi, M.Chiao: Resonance-based wireless power delivery for implantable devices. Biomedical Circuits and Systems Conference, pp. 25-28, Nov. 2009.
- [2] X.Luo, S.Niu, S.L.Ho, W.N.Fu: A Design Method of Magnetically Resonating Wireless Power Delivery Systems for Bio-Implantable Devices. IEEE Trans. Magnetics, 47(10), pp. 3833-3836, 2011.
- [3] A. Kurs et. Al. ,“Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances”, Science, Vol.317, No.5834, pp.84-86, 2007.
- [4] R.Nagoshi, S. Oga, D. Matsui, Y. Shimatani, and S. Kiryu: Effective Inductance and Loss of a Small Coil for Implantable Devis. 8th APSAEM Conference, Taichung, July. 2014.
- [5] 峯村康平,”体内埋め込み医療機器に向けた磁界共鳴型無線電力伝送システムの同調法の検討,”令和元年度修士論文.
- [6] 居村岳広: 磁界共振結合における効率と磁束. 日本 AEM 学会誌 Vol.24,No.4 pp.317-322 2016.