体内埋込医療機器への容量結合型ワイヤレス電力伝送 -受電電極の極性を考慮した受電電圧の測定-

Capacitive coupling energy transmission system for an implantable medical device: measurement of received voltage considering the polarity of received electrode

柴 建次^{*1}(正員)

Kenji SHIBA (Mem.)

In order to evaluate the energy transmission efficiency of capacitive coupling energy transmission systems for an implantable medical device, a precise measurement of received voltage on the order of megahertz is required. In this study, an investigation of a measurement method for received voltage is conducted, when electrical energy is transmitted from the surface of a human phantom (primary) to an implantable device inside this phantom (secondary). To prevent the common-mode current between primary and secondary sides through the ground line, the oscilloscope on the secondary side is driven by an uninterruptible power supply (UPS). In addition, a common-mode filter is inserted in the transmission line. Three types of voltage probes (passive, active, and differential) are used for measuring the received voltage in through the oscilloscope. As a result, an error rate below 0.0003% of the received voltage and a common-mode current of less than 0.9 mA can be obtained from the experiments, when a differential voltage probe is used.

Keywords: capacitive coupling, common-mode, voltage probe, stray capacitance.

1 緒言

近年、埋込型の癌検出センサ、埋込型の血圧センサ、埋込型の pH センサ、カプセル内視鏡等、体内に埋め込む様々な小型医療機器[1-3]が開発されている。これらは、いずれも駆動用に電気エネルギーを用いるため、何らかの電力供給方法が必要となる。そこで、高周波の電磁界等を用いて体内に無線で電力伝送する方法[4-7]が求められている。その中でも、我々は体表面に貼り付けた2枚の送電電極と、体内埋込機器に貼り付けた2枚の受電電極の間に、1 MHz～数 10 MHz の電流を人体に流して、無線で体外から体内に電力伝送するシステム（容量結合型電力伝送）[6-7]の設計・開発を行っている。高周波電力は体内で直流に変換されてから小型医療機器に電力供給されるが、設計・試作段階においては高周波電力または高周波電圧を測定する技術が必要不可欠となる。

ところで、一般に高周波電力や高周波電圧の測定には、高速電力計が用いられる。高速電力計 PZ4000 等（横河電機）[8]は、その一つであるが、保証周波数の最大値は 2 MHz であり、他メーカーの製品も多くが 2

MHz 以下である。1 MHz 以上の確度は、PZ4000 の場合は、電圧測定において 8%以上、電力測定において 10%以上であり、他の製品も同程度である。MHz 帯での正確な測定は困難と言える。近年はサンプリング周波数が 100 MHz を越える 12 bit 高速電力計も販売され始めたが、1MHz 以上の誤差は電圧測定において 7%以上、電力測定において 10%以上であり、また、汎用のオシロスコープと比べると高価である[9]。

そこで、我々は、汎用のオシロスコープを用いて、高周波電圧を実測することを試みた。その際、重要と考えられる点には、

- 1) オシロスコープや電圧プローブの周波数帯域
- 2) オシロスコープや電圧プローブの浮遊容量
- 3) 電力計は、マイナス端子とグラウンドが絶縁されているが、オシロスコープは絶縁されていないこと
- 4) 縦軸分解能

が考えられる。

本研究では、測定対象を容量結合型ワイヤレス電力伝送の受電電圧（二次側）において正確な測定を行うことを目的とし、オシロスコープと4種類の電圧プローブ、コモンモードフィルタを用いて、受電電圧の測定比較を行った。

連絡先：柴 建次，〒125-8585 葛飾区新宿 6-3-1，東京理科大学基礎工学部電子応用工学科，
e-mail: shiba@te.noda.tus.ac.jp

^{*1} 東京理科大学

2 方法

2.1 容量結合型ワイヤレス電力伝送の模擬実験装置

容量結合型ワイヤレス電力伝送システムの実使用イメージ図を Fig. 1 に示す。送電電極 2 枚を体表面に貼り付け、そこに高周波電流を流す。体内に埋め込まれた体内埋込機器の表面には受電電極が貼り付けてあり、そこに無線で電力を送送する。人体には高周波電流が流れるが、生体に安全な範囲内の電流を用いて電力伝送を行う[7]。

実験システムを Fig. 2 に示す。ファンクションジェネレータ (Agilent, 33522A) からの正弦波出力を、高速バイポーラアンプ (NF, HSA4101, 10MHz) で増幅し、送電電極に印加した。2 枚の送電電極は、10cm×8cm のステンレス製 (SUS403) とし、直径 25cm のアクリル製円柱水槽の内面に貼り付けた。

アクリル製円柱水槽の中には、NaCl 水溶液を入れ、この NaCl 水溶液中に、2 枚のステンレス製 (SUS316L) の受電電極 (2 cm×2 cm) を取り付けたアクリル四角柱 (幅 3.0 cm×奥行き 2.0 cm×高さ 12.5 cm) を浸漬させた。このアクリル四角柱は、体内埋込機器を模擬しており、2 枚の受電電極には 1 k Ω の負荷抵抗 (金属被膜抵抗, 1/4 W, KOA) を接続した。負荷抵抗の端子間電圧 (実効値) を受電電圧として測定した。なお、NaCl 水溶液の濃度は、4 MHz の高周波電流で測定した際の人間の内臓の導電率の中間的な値である 0.5 S/m とした[10]。

なお、本実験では、送電電流を正弦波とし、周波数を 4 MHz、電流値を 500 mA (実効値) 一定とした。

Fig. 1 Wireless energy transmission system using capacitive coupling.

2.2 測定装置

一次側のパラメータである送電入力電流は、オシロスコープ 1 (Agilent, DSO-X 2002A, 周波数帯域: 70MHz, 最大サンプリング: 2GSa/s, 縦軸分解能: 8 bit) と、電流プローブ (Tektronics, P6022, 150 MHz) により測定した。二次側のパラメータである受電電圧は、

オシロスコープ 2 (Agilent, DSO-X 4054A, 周波数帯域: 500 MHz, 最大サンプリング: 5 GSa/s, 縦軸分解能: 8 bit) と、4 種類の電圧プローブ (プローブ A~D) を用いて測定した。各プローブの仕様を Table 1 に示す。

Fig. 2 Experimental equipment and measurement circuit for input current and received voltage of the wireless capacitive coupling energy transmission system.

高速バイポーラアンプから入出力される電流量が等しい場合は、往復電流の絶対値の差 I_{diff} は常に 0 A になるはずである。出力部の往復線路の両方を大型電流プローブ (CTL-28-S90-05Z-1R1, UR-D) でクランプすることにより、 I_{diff} を測定した。この測定は、オシロスコープ 3 (Agilent, DSO-X 2002A, 周波数帯域: 70 MHz, 最大サンプリング: 2 GSa/s, 縦軸分解能: 8 bit) を用いた。

なお、いずれのオシロスコープも、32 回の平均化処理を行った。正弦波の場合の縦軸分解能は、平均化処理時には 12 bit 相当である[11]。

実験モデル番号の組み合わせ一覧を Table 2 に示す。正確な受電電圧の測定にはオシロスコープの 2 の接地方法が重要と考え、オシロスコープ 2 の電源の 3 極プラグを、実験室壁面のコンセントに接続した場合と、無停電電源 (UPS, APC Smart-UPS 1500) に接続し、内部のバッテリーによりオシロスコープ 2 に電力供給を行った場合について実験を行った。なお、1 次側のファンクションジェネレータ、高速バイポーラアンプ、オシロスコープ 1 の電源の 3 極プラグ (3P プラグ) は、すべて実験室壁面のコンセントに接続した。オシロスコープ 2 の電源に無停電電源を用いた理由は、3 極プ

ラグの低電圧側が電柱の変圧器内で大地に接続されているため、これを介して一次側とオシロスコープ 2 の間でコモンモード電流が流れる可能性があるためである。よって、無停電電源に接続し、内部のバッテリーによりオシロスコープ 2 を駆動させる実験は、オシロスコープ 2 を接地せずに測定していることに相当する。

Fig. 2 のすべての機器は、高さ 76cm の木製の机に置いて実験を行った。実験を行った部屋は鉄筋コンクリート造の 10 階である。床面にはビニル製化粧タイルが貼られているが、数 cm 下にはモルタルと格子状の鉄筋があり、鉄筋は接地されている。

また、コモンモード電流の発生を抑制させるため、コモンモードフィルタ (大進無線, KIT-DCF-RF-WK, 12 turn) をアンプ出力部 (Fig. 2 参照) に挿入した場合としない場合についても実験を行った。使用したコモンモードフィルタの 4 MHz におけるインピーダンス及びコモンモードの減衰率は、それぞれ、18.7k Ω 、-49.8dB である (FRA5097 (NF 回路設計ブロック) により測定)。

Table 1 Specification of the voltage probes

Probe name	Maker, name, and probe type	frequency band, input impedance
Probe A	Agilent, N2894A, Passive probe	700 MHz, 9.5 pF // 9 M Ω (25.5pF // 10M Ω)*1
Probe B	Agilent, N2862B, Passive probe	150 MHz, 15 pF // 9 M Ω (31pF // 10M Ω)*1
Probe C	Agilent, N2795A, Active probe	1 GHz, 1 pF // 1 M Ω
Probe D	Agilent, N2791A, Differential probe	25 MHz, 8 pF // 8 M Ω (CMRR: -35 dB)

*1: Input impedance when probe was connected to oscilloscope 2

Table 2 The experimental setup and each model name

Voltage probe name	Common-mode filter is not used		Common-mode filter is used	
	3P plug of the oscilloscope 2 is connected to the wall outlet.	3P plug of the oscilloscope 2 is not connect to the wall outlet.	3P plug of the oscilloscope 2 is connected to the wall outlet.	3P plug of the oscilloscope 2 is not connect to the wall outlet.
Probe A	Model 1	Model 2	Model 3	Model 4
Probe B	-	Model 5	-	-
Probe C	-	Model 6	-	-
Probe D	-	Model 7	Model 8	Model 9

2.3 受電電極の極性

オシロスコープ 2 の電圧プローブを負荷抵抗に接続する際の方法として、正極性、逆極性があり、その定義を Fig. 2 に図示する。正常に電流が流れている場合は、正極性の受電電圧 V_2 と逆極性の受電電圧 V_2' に

おいて、受電電圧が変わらないはずであるが、コモンモード電流などにより、電流のルートが正常でない場合は差がでる可能性がある。ここでは両極性を測定し比較した。評価指標として、正極性と逆極性の受電電圧の差を、正極性と逆極性の受電電圧の平均で割った値 (誤差率 ε)、

$$\varepsilon = \frac{V_2 - V_2'}{(V_2 + V_2')/2} \quad (1)$$

を定義した。

送電電極と受電電極の配置 (正極性接続) を Fig. 3(a) に、実験の様子を Fig. 3 (b) に、実験に用いたコモンモードフィルタの写真を Fig. 3(c) に示す。

Fig. 3 (a) Arrangement of transmitting and receiving electrode (b) overview of the experiment, and (c) common-mode filter used in the experiment.

3 結果

3.1 各受電電圧と誤差率の全測定結果

モデル 1～9 における正極性の受電電圧 V_2 と逆極性

の受電電圧 V_2' を Fig. 4 に、誤差率 ε を Fig. 5 に示す。

オシロスコープ 2 の接地の有無による影響を調べるため、model 1 と model 2 を比較する。model 1 において、正極性及び逆極性の受電電圧の差は、3.147V もあり、正しい測定ができていないことがわかる。オシロスコープ 2 の接地を無くすことにより (mode 2)、誤差率は 1.574% から 0.975% (-0.401%) に大きく減少した。

コモンモードフィルタによる影響を調べるため、model 1 と model 3 を比較する。コモンモードフィルタにより、正極性及び逆極性の受電電圧の差は、0.129V となり、誤差率は 1.574% から 0.087% (-1.487%) に激減した。model 2 と model 4 の比較においても同様な傾向が現れており、誤差率は 0.975% から 0.027% (-0.948%) に激減した。model 1~4 の中では、コモンモードフィルタを挿入し、かつ、オシロスコープ 2 の接地を無くした model 4 が最も誤差率が小さくなった。

電圧プローブの種類による影響を調べるため、電圧プローブ A, B, C, D の結果に相当する model 2, 5,

Fig. 4 Measurement results of the received voltage in each model

Fig. 5 Measurement result of error rate ε of the received voltage in each model

6, 7 の結果を比較する。model 2, 5, 6 において、誤差率にほとんど変化がないことがわかる。しかしながら、差動電圧プローブを用いた model 7 において、誤差率は大幅な改善が見られ、例えば model 6 から model 7 においては、1.009% から 0.142% (-0.867%) となった。差動電圧プローブにはコモンモードフィルタによる効果と同程度のコモンモード抑制効果があることがわかった。

差動電圧プローブ (プローブ D) を用い、コモンモードノイズフィルタを挿入し、かつ、オシロスコープ 2 の接地を無くした model 9 は、誤差率 0.0003% と最も小さく、安定した測定が確認できた。

3.2 往復電流の絶対値の差 I_{diff} の全測定結果

往復電流の絶対値の差 I_{diff} の測定結果を Fig. 6 に示す。この結果と Fig. 5 の誤差率を比較すると、ほぼ傾向が同じであることがわかる。model 9 の I_{diff} が最小値であり、0.810 mA であった。

4 考察

コモンモード電流が流れる原因を、電気等価回路から考える。Fig. 7 に推定される model 1 の正極性と逆極性の電気等価回路を示す。オシロスコープ 2 の内部は、受動電圧プローブの場合、プローブのインピーダンス 9 MΩ と、オシロスコープ内部の 1 MΩ の合計 10 MΩ となる。一次側と二次側が共に接地されているため、大地を介したコモンモード電流のルートが存在する。逆極性の場合 (Fig. 7(b)参照)、大電流がコモンモードのルートを行ってしまい負荷抵抗を通過する電流が減るため、 V_2 が低下すると推定できる。

Fig. 6 Measurement result of difference current I_{diff} for the received voltage in each model

Fig. 7 Electric equivalent circuit of model 1 ((a) straight polarity and (b) reverse polarity)

Fig. 8 Electric equivalent circuit of model 2, 5, or 6 (straight polarity)

Fig. 9 Electric equivalent circuit of model 7 or 9 (straight polarity)

Model 2, 5, 6 の等価回路を Fig. 8 に示す。オシロスコープ 2 の接地がないため、コモンモード電流のルートは存在しないはずであるが、44~46 mA 程度の I_{diff} が流れていた。この原因としては、模擬生体と床面の間の浮遊容量を介したルートが考えられる。実験を行った部屋の床面には接地されている鉄筋があるため、この鉄筋と容量結合し、コモンモード電流が流れていると考えられる。また、スリッパをはいた状態で筆者

が NaCl 水溶液の入ったアクリル容器の表面を手で触れると、 I_{diff} が 44 mA から 53 mA に増加する現象が見られた。鉄筋との容量結合は、空気中よりも人体が入る方が結合しやすくなるため増加したと考えられる。

Model 7 または 9 における電気等価回路を Fig. 9 に示す。実験に用いた差動電圧プローブ (プローブ D) は、帯域は 25 MHz であり、プローブ A~D のの中では最も低いものではあるが、4 MHz における同相信号除去比が -35 dB あるため、コモンモードに流れる電流は大幅な減少が期待できる。例えば、model 2 から model 7 において、コモンモード電流に相当する I_{diff} は約 1/2 程度の低減効果があった。今回用いた電圧プローブの中でプローブ D は、 I_{diff} や誤差率 ε を最も低減させることができる電圧プローブであった。

Model 2, 5, 6 における受動電圧プローブ及びアクティブ電圧プローブの種類を変えたことによる誤差率の変化は小さかった。例えば、model 2 で用いたプローブ A と、オシロスコープ 2 内のインピーダンスを等価回路で書くと Fig. 10 のようになる。このインピーダンスを計算すると、4 MHz においては、6.67 kΩ となり十分に大きくない。一方、model 5 で用いたプローブ C は、インピーダンスを計算すると、4 MHz においては、39.7 kΩ となり、かなり改善されている。しかしながら、受電電圧の結果においては、これによる差は大変小さく、プローブ容量による影響よりも、接地や床面を介したインピーダンス (コモンモード電流) の方が測定に大きな影響を与えていたといえる。また、この電圧プローブや測定器本体の入力インピーダンスの問題は、電力計の場合も同様であり、免れることはできない。しかしながら、本実験により、プローブの容量はあまり測定に影響がないことがわかったので、電力計の場合も、電力計に付属しているプローブや同軸ケーブル等の問題は無いと考えられる。

結果として、オシロスコープにおいてもコモンモードフィルタと差動電圧プローブを用いて測定することで、安定した測定が可能であることが明らかとなった。

Model 9 で得られた結果から、伝送効率を計算すると、0.044% であることがわかる。この方式は、広範囲の受電電極に一度に電力を送電できる利点があるが、磁界を用いる方式と比較すると、1~2 桁下がるのがわかる。本方式は、送電電極間に生じた電位差が、生体組織を介して容易に短絡するため、この短絡電流が流れにくい構造に変更すれば、さらに効率は上がると考えられる。

Fig. 10 Electric equivalent circuit of voltage probe and oscilloscope 2 in model 1

5 結語

本研究では、測定対象を容量結合型ワイヤレス電力伝送（伝送周波数：4 MHz）の受電電圧（二次側）において正確な測定を行うことを目的とし、オシロスコープと、4種類の電圧プローブを用いて、コモンモードフィルタの有無、オシロスコープ2の接地の有無による影響を検討した。その結果、

- 1) オシロスコープ2を接地しない（UPS 内のバッテリーにより駆動）
- 2) コモンモードフィルタを挿入する
- 3) オシロスコープ2の電圧プローブには差動電圧プローブを用いる

によって、正極性と負極性の誤差率は 0.0003%，往復電流の絶対値の誤差 I_{diff} は 0.9 mA 以下に制限した測定が可能になった。

実際に人体に容量結合型ワイヤレス電力伝送を行う場合を想定すると、床面と人体が接触している場合も想定できるため、二次側が接地された状態は十分に起こりうる。今回用いたコモンモードフィルタはその対策としても用いることができるので、本研究は実使用に向けても重要なデータになると考えられる。

また、磁界を用いたワイヤレス電力伝送の測定においても、受電電力の測定結果が 800 kHz 以上で理論値と一致していない現象が確認されており、検討が行われてきているが[4]、この原因についても本稿と同様な測定機器を介したコモンモードであると推測できるが、この検証は今後の課題である。数 100 kHz 以上の高周波測定を行う際に、有益な成果が得られたと考えている。

電極については、今回はテンレス製（SUS403）を用いたが、SUS403 や SUS316L よりも、生体中での腐食性が高いとされる純チタンを採用することを考えている[12]。

謝辞

本研究の一部は、文部科学省科学研究費基盤研究 C（26420249）の研究費を用いて行いました。測定の補助を行った東京理科大学学部生、明賀 新君に感謝します。

（2015 年 10 月 20 日受付，2016 年 5 月 21 日再受付）

参考文献

- [1] M. Theodor, J. Fiala, D. Ruh, K. Förster, C. Heilmann, F. Beyersdorf, Y. Manoli, H. Zappe, A. Seifert, Implantable accelerometer system for the determination of blood pressure using reflected wave transit time, *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol. 206, pp. 151–158, 2014.
- [2] MIT technology review, Sept. 2011, <http://www.technologyreview.com/news/425392/new-implant-can-monitor-tumors-continuously/>
- [3] C. Hung, L. Vaibhav, T. Uday, S. Young-Sik, R. Smitha, T. Shou-Jiang, H. F. Tibbals, S. Stuart, J.-C. Chiao, An Implantable, Batteryless, and Wireless Capsule, With Integrated Impedance and pH Sensors for Gastroesophageal Reflux Monitoring, *IEEE Trans. on Biomedical Engineering*, Vol. 59, No. 11, pp. 3131-3139, 2012.
- [4] 小谷野 純一, 小口 寛人, 橋本 一生, 柴 建次, NaCl 水溶液浸漬時における 補助人工心臓用経皮エネルギー伝送用トランスの渦電流損の検討, 電子情報通信学会技術研究報告（無線電力伝送研究会）, Vol. 114, pp. 5-8, 2014.
- [5] 石渡将己, 岩下龍太郎, 高口陽次, 小池隆史, 柴 建次, 体内埋込型モニタリング装置への無線電力伝送—NaCl 水溶液に浸漬させた受電コイルの受電電力測定—, 電子情報通信学会技術研究報告（無線電力伝送研究会）, pp. 1-4, Vol. 114, pp. 5-8, 2014.
- [6] 柴 建次, 種田 敦, 体内埋込型小型医療機器のための容量結合型非接触電力伝送 —詳細人体モデルを用いた受電電力の解析—, 日本 AEM 学会会誌, Vol. 20, No. 1, pp. 106-112, 2012.
- [7] K. Shiba, Electrically Induced Energy Transmission using for Implantable Medical Devices Deep Inside the Body: Measurement of Receiving Voltage in Consideration of Biological Effect, *Proceedings the IEEE EMBC 2015*, pp. 2681-2684, 2015.
- [8] PZ4000 パワーアナライザユーザーマニュアル, IM253710-01 初版, 横河電機.
- [9] PX8000 モジュールパワーアナライザユーザーマニュアル, IM PX8000-01JA 3 版, 横河電機.
- [10] D. Andreuccetti, R. Fossi and C. Petrucci, An Internet resource for the calculation of the dielectric properties of body tissues in the frequency range 10 Hz - 100 GHz. Website at <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/>. IFAC-CNR, Florence (Italy), 1997.
- [11] Keysight Technologies InfiniiVision 4000 X シリーズ オシロスコープ データシート, July, 2015.
- [12] 塙, 米山, 金属バイオマテリアル, コロナ社, 2007.