

複数負荷に対する結合共振器型 WPT システムの定電流源による駆動

山口 和也^{*1} 石田 哲也^{*2} 石崎 俊雄^{*3} 粟井 郁雄^{*4}

*1,*4 株式会社リューテック 〒520-2194 滋賀県大津市瀬田大江町横谷 1-5 龍谷大学 REC ホール

*2,*3 龍谷大学理工学研究科 〒520-2194 滋賀県大津市瀬田大江町横谷 1 番 5

E-mail: *1 lefttokei@yahoo.co.jp, *4 awai@ryutech.com

あらまし 複数の負荷に対して、高電力、高効率で給電するシステム的设计について考察を行なった。しかし結合共振器型 WPT システムを設計する際、50 オーム系電源では効率が低く、実用的では無い。つまり定電圧源か定電流源で設計する必要がある。しかし、定電圧源で複数の負荷に給電する場合、高い電力が得られないという問題がある^[1]。そこで、定電流源を用いたシステム的设计について検討を行なう。ここでは VNA を用いて S パラメータを測定し、Z パラメータに変換、更に、伝送電力・伝送効率を Z パラメータから計算する事で測定の簡易化をおこなった。

キーワード 複数負荷、結合共振器型 WPT システム、定電圧源、定電流源、S パラメータ、Z パラメータ、ベクトルネットワークアナライザ(VNA)、3 ポート

Drive of Coupled-resonator WPT System for multiple loads by a Constant Current Source

Kazuya YAMAGUCHI^{*1} Tetsuya ISHIDA^{*2} Toshio ISHIZAKI^{*3} and Ikuo AWAI^{*4}

*1,*4 Ryutech Corporation 1-5 Yokotani, Seta Oe-cho, Otsu, Shiga Pref. 520-2194 Japan

*2,*3 Faculty of Science & Technology, Ryukoku Univ. 1-5 Yokotani, Seta Oe-cho, Otsu, Shiga Pref. 520-2194 Japan

E-mail: *1 lefttokei@yahoo.co.jp, *4 awai@ryutech.com

Abstract We have studied the design of a WPT system to feed multiple loads with high power and high efficiency. But a system based on a 50-ohm power source is of low efficiency, and hence, impracticable. Thus, we must design the system using a constant voltage source or a constant current source. But there is a problem that multiple loads are not fed with high power by the constant voltage source. So we tried to design the system with a constant current source. Also we have introduced to measure the system by a VNA to obtain S-parameters and transform them into Z-parameters to calculate the transmitted power and efficiency under excitation by a constant current source.

Keyword Multiple loads, Coupled-resonator WPT system, Constant voltage source, Constant current source, S-parameter, Z-parameter, Vector Network Analyzer(VNA), 3port

1. 前書き

高周波回路は、50[Ω]で整合をとるが、それは反射を防ぎ、伝送信号を無駄なく送出する為に必要だからである。しかし、中・大電力の無線電力伝送(WPT)システムにおいては、電力の利用効率の向上が最も重要な課題であり、その一部を構成している電源の効率も例外ではない。50[Ω]系などの線形電源では効率が低すぎる為(50[%]に満たない)、100[%]に近い効率の期待ができるスイッチング電源などを用いる必要がある。

この様な電源は代表的には内部抵抗が 0[Ω]の定電圧源と考える事ができる^[2]。しかし、複数受電を考えた際、定電圧源では負荷の数の増大と共に供給電力が減少する事がわかった^[1]。そこで、筆者らは定電流源に注目した。これは、それぞれの負荷に同じだけの一定の電流を送るから、複数の負荷をつけても給電する量が小さくならないだろうと考えたからである(ただし、電流源であるので、もはや 0[Ω]系ではない事に注意)。第 1 に本報告では、受電共振器が 1 つの場合と、2 つ

の場合において定電流源を用いた場合の検討を行ない、期待通りの特性が得られた。しかし、実際には定電流源は用いず、VNAで測定したSパラメータから、Zパラメータに変換し、伝送電力・伝送効率をZパラメータで表す事で、計算によってシステムの検討を行なっている。それによってオシロスコープやパワーアナライザを用いずにパワーシステムの伝送系測定が可能である事を示している。この点が本報告の第2の成果である。第3には伝送回路の素子値を測定し、それを用いた等価回路計算と上記Sパラメータ測定に基づく伝送電力・伝送効率とを比較し等価回路の妥当性を評価した。

2. 測定した S パラメータによる伝送電力／伝送効率の計算

前書きで示した様に、50[Ω]系設計(電源の内部抵抗が50[Ω])においては高い効率は望めない為、共振器結合型 WPT システムは定電圧源又は定電流減で設計する必要がある。しかし、複数の負荷に電力伝送を行なう場合、電圧源では非常に小さな電力しか受電できないという問題が発生する。そこで、定電流源を用いる事にした。実際に測定する為には高周波(本報告では1~5[MHz]程度を用いている)を発生する定電流源と、整流回路を含む負荷、更に測定用のオシロスコープ、高周波プローブなど、様々な準備が必要であり、また、手間がかかる。そこでここでは、VNAを用いて測定を行ない、測定によって得たSパラメータを、Zパラメータに変換する。Zパラメータは、回路が同じならば負荷の大きさを変更しても不変である為、実際の設計値(変換後)に対する電力・効率を計算により算出する事ができる。ここでZパラメータを用いるのは、比較的簡単にSパラメータから変換する事が可能で、かつ、以前筆者らが用いたFパラメータでは3ポート以上の場合表現できない為である。

まずは、2ポート(受電側が1つ)の場合について説明する。

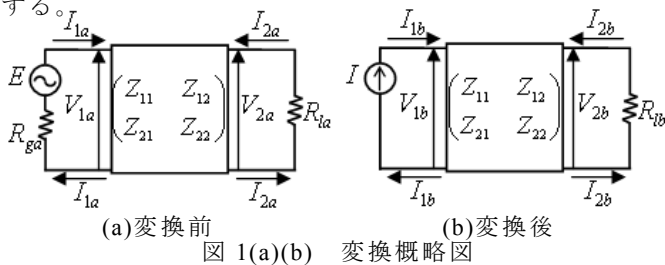


図1(a)(b)はそれぞれ、電源、負荷抵抗を置き換える事で、各場所での電流値や電圧値は変わるが、Zパラメータは等しい事を示している。ここで求めたいのは変換後の電力であるから、図1(b)より、電源が供給する

電力 P_{1b} 、伝送電力 P_{1b} 、伝送効率 η_b はそれぞれ

$$P_{1b} = \text{Re}[V_{1b}^* I_{1b}] \quad (1)$$

$$P_{1b} = R_{lb} |I_{2b}|^2 \quad (2)$$

$$\eta_b = P_{1b} / P_{1b} \quad (3)$$

となる。また、Zパラメータは、

$$\begin{pmatrix} V_{1b} \\ V_{2b} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{1b} \\ I_{2b} \end{pmatrix} \quad (4)$$

$$V_{1b} = Z_{11} I_{1b} + Z_{12} I_{2b} \quad (5)$$

$$V_{2b} = Z_{21} I_{1b} + Z_{22} I_{2b} \quad (6)$$

という式で表す事ができる。 V_{2b} は

$$V_{2b} = R_{lb} (-I_{2b}) \quad (7)$$

で求めることができる。(7)式を(6)式に代入、(5)、(6)式を I_{2b} 、 V_{1b} について整理すると

$$I_{2b} = -\frac{I_1 Z_{21}}{R_{lb} + Z_{22}} \quad (8)$$

$$V_{1b} = I_1 Z_{11} - \frac{I_1 Z_{12} Z_{21}}{(R_{lb} + Z_{22})} \quad (9)$$

が得られる。(8)、(9)式を(1)、(2)式に代入する事で、変換後の伝送電力・伝送効率をZパラメータで表現する事ができる。

次にSパラメータからZパラメータに変換する式を説明する。SパラメータとZパラメータの変換式は一般的に、

$$[S] = \{[\hat{Z}] + [1]\}^{-1} \{[\hat{Z}] - [1]\} \quad (10)$$

である事が知られている。 $[\hat{Z}]$ は規格化された値で、

$$[Z] = [Z_0][\hat{Z}][Z_0] \quad (11)$$

という関係になっている。又、 $[1]$ は単位行列、 $[Z_0]$ は、

$$[Z_0] = \begin{pmatrix} R_{ga} & 0 \\ 0 & R_{la} \end{pmatrix} \quad (12)$$

という意味である。(10)式を[Z]について整理、(11)を代入すると

$$[Z] = -[Z_0]\{[S] + [1]\}\{[S] - [1]\}^{-1}[Z_0] \quad (13)$$

となり、ZパラメータをSパラメータから求める事ができ、

$$Z_{11} = \alpha R_{ga} \{(S_{11}S_{22} + S_{22}) - (S_{11} + S_{12}S_{21} + 1)\} \quad (14, a)$$

$$Z_{12} = -2\alpha\sqrt{R_{ga}}\sqrt{R_{la}}S_{12} \quad (14, b)$$

$$Z_{21} = -2\alpha\sqrt{R_{ga}}\sqrt{R_{la}}S_{21} \quad (14, c)$$

$$Z_{22} = \alpha R_{la} \{(S_{11}S_{22} + S_{11}) - (S_{22} + S_{12}S_{21} + 1)\} \quad (14, d)$$

$$\alpha = -\frac{1}{(S_{11} - 1)(S_{22} - 1) - S_{12}S_{21}} \quad (15)$$

となる。以上より、元の回路である図 1(a)の S パラメータを求める事で、図 1(b)における伝送電力・伝送効率を求める事ができる。

次に 3 ポートの場合について説明する。

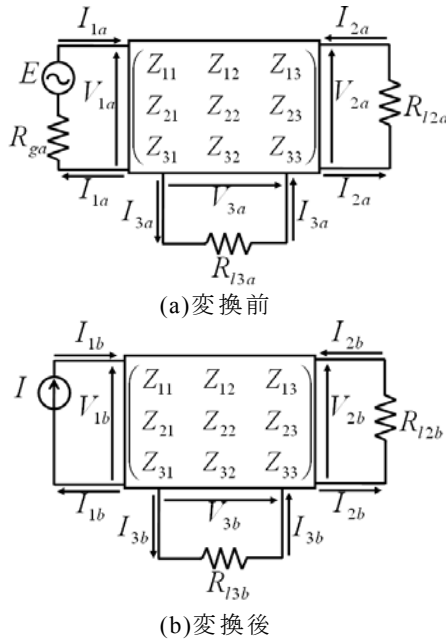


図 2 変換概略図

2 ポートの場合と同じく、変換後の伝送電力と伝送効率は、

$$P_{1b} = \text{Re}[V_{1b}^* I_{1b}] \quad (16)$$

$$P_{12b} = R_{l2b} |I_{2b}|^2 \quad (17)$$

$$P_{13b} = R_{l3b} |I_{3b}|^2 \quad (18)$$

$$\eta_{2b} = P_{12b} / P_{1b} \quad (19)$$

$$\eta_{3b} = P_{13b} / P_{1b} \quad (20)$$

$$\text{全体効率 } \eta_b = \eta_{2b} + \eta_{3b} \quad (21)$$

となる。また、Z パラメータの定義式と S パラメータから Z パラメータへの変換式は、3 行 3 列の行列計算

によって 2 ポートの場合と同様に得る事ができる。更に負荷が 3 つ以上の場合についても、計算は複雑になるが行列を拡張する事で、変換式をたてる事ができる。

3. 設計

負荷が 2 つ以上の場合の設計方法は確立されていない。そこで、まずは負荷共振器間の相互インダクタンス等の影響は気にせず、負荷が 1 つの場合の 0[Ω]系における設計方法^[3]を用いて、結合係数等を決めた。受電共振器が 1 つの場合の設計法について説明する。

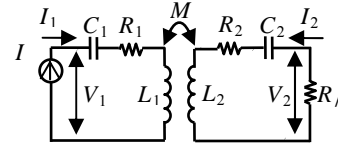


図 3 等価回路図(2 ポート)

まず、実際に共振器を作製する際、コイルのインダクタンスを先に決めてから作製するより、コイル(本報告では、スパイラルコイルを用いている)を作製して、測定した L の値を用いて設計する方が、明らかに手間が省ける為、測定した L の値を元に設計を行なう。次に共振周波数 f_0 を決めるが、ここでは外付けのコンデンサを用いて調整を行なう。また、共振器結合型 WPT システムにおいて、最も大切な事は、送電側共振器と負荷側共振器の共振周波数 f_0 をあわせる事であるから、

$$L_1 C_1 = L_2 C_2 = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (22)$$

(ω_0 ; 共振角周波数、 $\omega_0 = 2\pi f_0$)

によって必要な容量値を計算する事ができる。次に、高効率、広帯域を得る為に、BPF の設計法から、

$$\text{外部 } k = \frac{\text{結合係数 } k}{\sqrt{2}} \quad (23)$$

$$\left(\frac{1}{\text{外部 } Q} = \text{外部 } k = \frac{R_l}{\omega_0 L_2} \right)$$

という関係式が得られ、必要な結合係数を算出する事ができる。結合係数に関しては、共振器間距離を変える事である程度調整する事ができる。このように、共振周波数 f_0 、L を決める事で、設計を簡単に行なう事ができる。ただし、3 ポートの設計においても、2 ポートの場合と同様の設計を行なったが、これが最大伝送効率を与えるとは限らない事に注意が必要であり、今後検討が必要である。

4. 等価回路計算

伝送電力・伝送効率を、回路中の電圧電流を計算する事で求めた。まずは2ポートの場合について説明する。図3より

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_1 & j\omega M \\ j\omega M & Z_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (24, a)$$

$$V_2 = -R_l I_2 \quad (24, b)$$

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (25, a)$$

$$Z_2 = R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \quad (25, b)$$

(24)式を、 I_2 、 V_1 について解くと

$$I_2 = -\frac{j\omega M I_1}{R_l + Z_2} \quad (26)$$

$$V_1 = I_1 \left(Z_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_l + Z_2} \right) \quad (27)$$

となる。また、伝送電力・伝送効率は(1)、(2)、(3)と同じく、

$$P_1 = \text{Re}[V_1^* I_1] \quad (28)$$

$$P_l = R_l |I_2|^2 \quad (29)$$

$$\eta = P_l / P_1 \quad (30)$$

であるので、(25)、(26)、(27)式を代入する事で計算によって伝送電力・伝送効率を求める事ができる。

次に3ポートの場合について説明する。等価回路は図4の様に書くことができ、電源電圧は式(31)の様な関係を持つ^[4]。

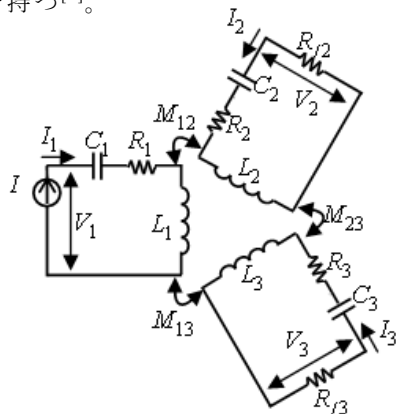


図4 等価回路図(3ポート)

図4より、

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_1 & j\omega M_{12} & j\omega M_{13} \\ j\omega M_{12} & Z_2 & j\omega M_{23} \\ j\omega M_{13} & j\omega M_{23} & Z_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix} \quad (31, a)$$

$$V_2 = -R_{l2} I_2 \quad (31, b)$$

$$V_3 = -R_{l3} I_3 \quad (31, c)$$

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (32, a)$$

$$Z_2 = R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \quad (32, b)$$

$$Z_3 = R_3 + j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C_3} \quad (32, c)$$

となる。(31)式を展開、 I_2 について整理すると、

$$I_2 = -\frac{I_1 (j\omega M_{12} (R_{l3} + Z_3) + \omega^2 M_{13} M_{23})}{(Z_2 + R_{l2})(R_{l3} + Z_3) + \omega^2 M_{23}^2} \quad (33)$$

となり、 I_3 、 V_1 はそれぞれ

$$I_3 = -\frac{j\omega (M_{13} I_1 + M_{23} I_2)}{R_{l3} + Z_3} \quad (34)$$

$$V_1 = Z_1 I_1 + j\omega M_{12} I_2 + j\omega M_{13} I_3 \quad (35)$$

となるので、(34)式に(33)式を代入、(35)式に(33)、(34)式を代入する事で、それぞれ算出する事ができる。また、伝送電力・伝送効率はそれぞれ、(16)~(21)式と同じく、

$$P_1 = \text{Re}[V_1^* I_1] \quad (36)$$

$$P_{l2} = R_{l2} |I_2|^2 \quad (37)$$

$$P_{l3} = R_{l3} |I_3|^2 \quad (38)$$

$$\eta_2 = P_{l2} / P_1 \quad (39)$$

$$\eta_3 = P_{l3} / P_1 \quad (40)$$

$$\text{全体効率 } \eta = \eta_2 + \eta_3 \quad (41)$$

であるので、それぞれ代入する事で、計算によって各伝送電力・各効率を求める事ができる。

5. 回路計算と実験結果

等価回路計算によって得た値と、VNAで測定したSパラメータを変換した結果を比較する。配置、測定した素子値、寸法を以下に示す。

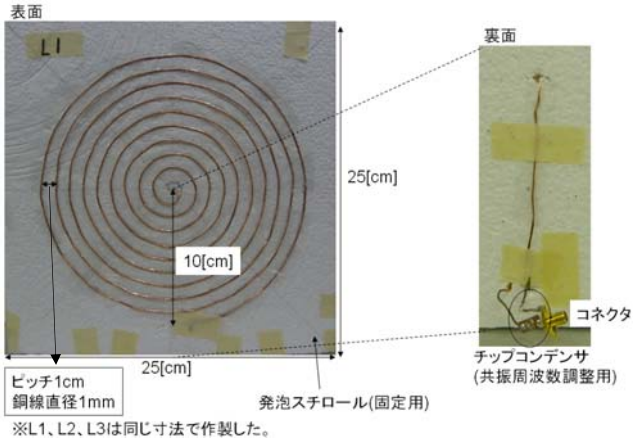


図5 使用した共振器

表1 測定、計算した素子値

3MHz時	L [uH]	Q_u	f_0 [MHz]	C [pF]	R [Ω]
L_1	7.79	266.1	2.99	364.9	0.549
L_2	7.78	266.3	2.99	365.4	0.548
L_3	7.78	252.3	2.99	365.4	0.548

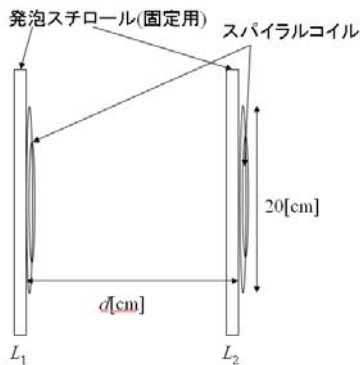


図6 2ポート測定配置図

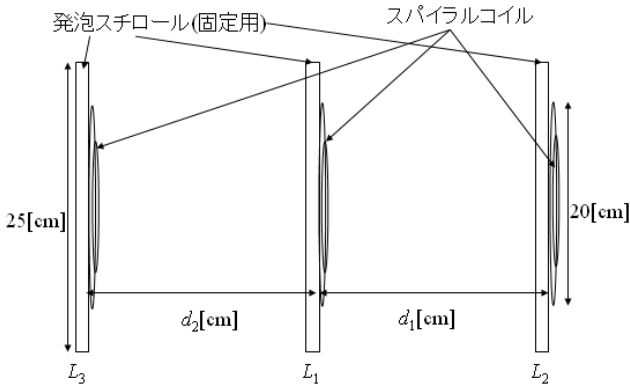


図7 3ポート測定配置図

図6の配置で測定を行なった。ただし、結合係数を測定する際は外部結合の影響を十分に小さくする必要があるので、ループコイルを用いて励振している。また、

(23)式より、 $R_f=10[\Omega]$ で設計した所、結合係数は0.0485、距離 d は約14.5cmとなった。測定変換結果、回路計算結果を示す。ここでは $I=1[A]$ で計算している。

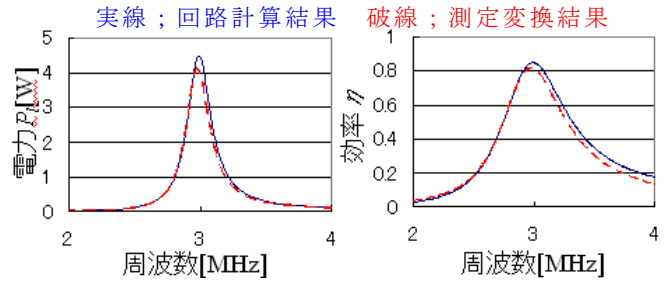


図8 2ポート、測定変換・回路計算結果

続いて3ポートによる測定変換、回路計算結果を比較する。結合係数、距離に関しては、3つとも同じ寸法の共振器を用いた為、2ポートの時の値に合わせて図7の様な配置、 $d_1=d_2=14.5[\text{cm}]$ で測定、計算を行なった。 L_2L_3 間の結合は、 L_1 が無いものとして距離から逆算した所、0.0085となった。

実線; 回路計算結果
破線; 測定変換結果1
点線; 測定変換結果2

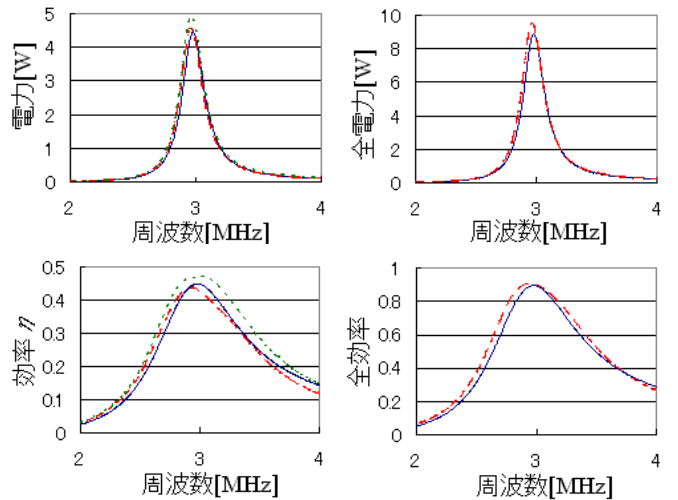


図9 3ポート、測定変換・回路計算結果

測定変換結果1は、伝送電力 P_2 ・伝送効率 η_2 、測定変換結果2は、伝送電力 P_3 ・伝送効率 η_3 である。全電力は P_2+P_3 、全効率は $\eta_2+\eta_3$ を意味している。同じ共振器を用いている為、 $P_2=P_3$ 、 $\eta_2=\eta_3$ になるべきであるが、作製・測定精度による誤差によって結果がずれている。回路計算に関しては、 P_2 と P_3 、 η_2 と η_3 は一致する為、 P_2 、 η_2 のみ示した。回路計算の結果と測定変換結果はかなり近い値になっており、うまくできている。また、2ポートと3ポートの結果を比較すると、電力が3ポートの時は2倍近くになっており、全効率も高くなっている。これより、電流源を用いる

事で、負荷を増やしてもそれぞれ大きな電力を得る事が可能になる。

次に、 L_2L_3 間の結合が大きい場合について検討を行なう。共振器は同じものを用いている。

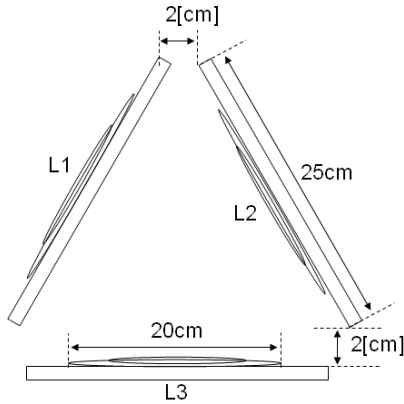


図 10 測定配置図(上面図)

$R_1=10[\Omega]$ 設計時の結合係数は、先ほどと同じく 0.0485 に設定する事にして、結合係数を測定した所、距離は約 2cm となった。 L_1L_2 間、 L_2L_3 間、 L_1L_3 間の結合が等しくなる様に均等間隔で配置した。ただし、 L_2L_3 の共振器は向かい合わせ、 L_1L_2 、 L_1L_3 は同方向向きであるので、 L_2L_3 間の相互インダクタンスを負にして計算している。

実線；回路計算結果
 破線；測定変換結果 1
 点線；測定変換結果 2

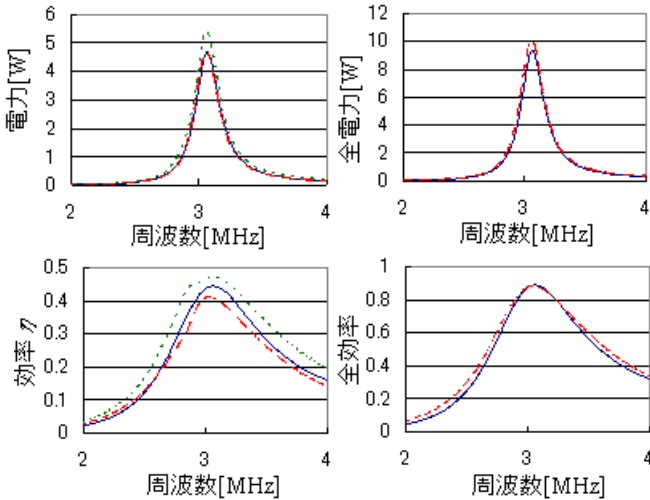


図 11 3ポート、測定変換・回路計算結果

1 つ目の実験と同じく、作製・測定精度から、 P_2 と P_3 、 η_2 と η_3 は、ずれている。回路計算結果と測定変換結果は近い結果になっている。ここでは示していないが、 L_2L_3 間の相互インダクタンスを正にした時は周波数がシフトした為、やはり共振器の向きによって、符号を変える必要がある事がわかる。この様に L_2L_3 間の不要な結合が L_1L_2 、 L_1L_3 間の結合と等しくなってもうまく送電できる事がわかる。

6. 結論

複数負荷での WPT システムについて検討を行なった。定電圧源では受電共振器が受け取る電力が弱くなる為、定電流源について検討を行なった。これは、定電流源の場合、それぞれの負荷に流れる電流は一定に保たれる為、送電側の電圧がその分大きくなる様に作動する為であると考えられる。予想の通り、負荷を増やしても一定の電力をそれぞれに送る事ができる事がわかった。また、定電流源においても、電圧源と同じく VNA で測定した S パラメータから計算できる事を示した。この方法を用いると負荷抵抗の大きさを自由に変更が可能であるという利点もある。今後は、より多くの負荷に対する確認、実際に定電流源を用いたシステムの実現を検討する予定である。

文 献

- [1] 粟井郁雄, 山口和也, 石田哲也, 石崎俊雄, “結合共振器型 WPT システムによる複数負荷への給電法”, 信学ソ大, 予稿集, 2012 年 9 月発表予定
- [2] 粟井郁雄, “共鳴型ワイヤレス電力伝送の新しい理論”, 電学論(C), 130 巻 6 号, pp.966-971, 2010 年 6 月
- [3] 粟井郁雄・石崎俊雄, “フィルタ理論による“磁界共鳴型”WPT システムの設計”, 電学論(C), 132 巻 8 号, 掲載予定
- [4] 居村岳広・堀洋一, “磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送における複数給電の等価回路化”, 電気学会産業応用部門大会, 予稿集, pp.399-402, 2011 年 8 月