

電磁誘導と磁界共振の中間的な構成による

電力伝送のシミュレーションと実験

—二次側のみに共振構成を有する電力伝送モデルを理論的に検証する—

牛嶋 昌和[†] 湯浅 肇[‡] 荻野 剛[†]

[†]ネオテス株式会社 〒165-0027 東京都中野区野方 5-30-4

[‡]株式会社エイコー 〒105-0012 東京都港区芝大門 1-2-13

E-mail: [†] ushijima@tlm.co.jp, [‡] yuasa@tlm.co.jp

あらまし 磁界共振という一次側と二次側に共振構造を持つものが広く検証されていて、共鳴フィールドを形成していると言われているが、実際には二次側共振構成だけでも効率的な電力伝送は可能であって、既に一部では実用化されている。しかしながらQ値の高い状態での理論的な検証はあまりされていなかったため、Q値の高い状態かつ二次側の共振のみのモデルを周波数解析によって検証する。

キーワード 結合係数, 磁気誘導, 磁界共振, 磁界共振結合, 調相結合, 漏れインダクタンス

Simulation of, and experiment regarding, wireless power transfer using a method combining elements of magnetic induction and magnetic resonance

—Theory and verification of a model of wireless power transfer having a resonant structure in only the secondary side—

Masakazu Ushijima[†] Hajime Yuasa[‡] and Go Ogino[†]

[†] NEOTES CO., LTD 5-30-4 Nogata, Nakano-ku, Tokyo, 165-0027 Japan

[‡] R&D Division, EICOH Corporation 1-2-13 Shiba Daimon, Minato-ku, Tokyo, 105-0012 Japan

E-mail: [†] ushijima@tlm.co.jp, [‡] yuasa@tlm.co.jp

Abstract In magnetic resonance, methods having resonant structures in both the primary and secondary sides and thereby producing a resonant field, have been widely validated. However, it is possible to achieve highly efficient wireless power transfer with a resonant structure in only the secondary side, which fact has already been demonstrated to some extent in practical use. However, till now there has been no theoretical validation of such method in a high Q value state. Using frequency analysis and experiments, we have been able to validate a model having both a high Q value state and a resonant structure in only the secondary side.

Keywords Coupling coefficient, Magnetic induction, Magnetic resonance, Magnetic resonant coupling, Synchronous magnetic flux phase coupling, Leakage inductance

1. はじめに

磁界を利用したワイヤレス電力伝送は電磁誘導と磁界共振とに大きく分けられると言われているが、2006年のMIT Experimentによれば一次側共振器(Resonator)と二次側共振器とが共鳴フィールドというものを構成することが必須と言われており、実際にそれに関する多くの検証が行われてきたうえ、実用化が近いとされてきた。

しかしここに来て、一次側と二次側の二つの共振周波数を一致させることが非常に困難なことからロバス

ト性の問題が生じて、それが磁界共振実用化への大きな課題となっている。

一方特許文献検索をかけてみると、AGVやRGVの方面では既に多くのワイヤレス電力伝送が実用化されており、それらは二次側にのみ共振構成を有する構成が多い。

しかしながらいずれもギャップは大きくなく、電磁誘導とさほど変わらないか、または電磁誘導の無効電流を補償する目的で容量性の負荷が使われる程度のように見受けられる。

この構成はいわゆる電磁誘導と磁界共振との中間的な構成であるとみることができる。

そこで、いままであまり注目されてこなかった二次側にのみ共振回路を有する構成において、それを MIT Experiment に匹敵するほどの高 Q の共振で行うとどのようになるのかを周波数シミュレーションで解析したうえ、実験によってそれを確認することにした。

2. 磁界共振と電磁誘導との中間モデル

2.1. 二次側共振の電力伝送

一次側に共振構成を持たず、二次側のみに共振構成を有するワイヤレス電力伝送は 1995 年ごろから AGV や RGV を中心に実用化が進んでいた。しかしながら、これらは共振を利用するというよりは二次側に容量性の負荷を接続することによって一次側から見た駆動位相の誘導性が相殺され、力率が改善されるという程度の意味合いであった。いずれも共振の Q 値は低いものである。(図 1)

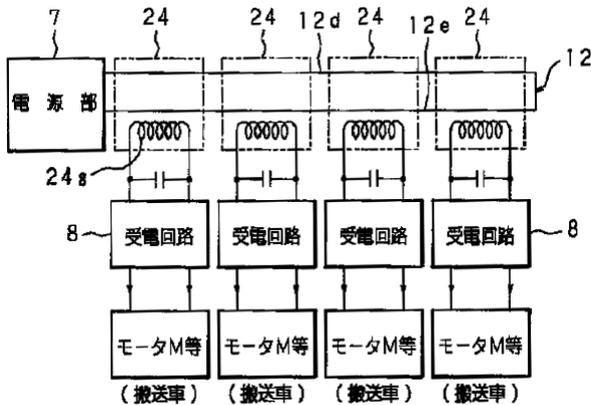


図 1 JPA_1996308151[1]

2.2. 二次側共振の等価回路モデル

トランスの二次側に共振用の容量を取り付けたものを共振変圧器という。結合係数の低い共振変圧器は電磁誘導と磁界共振との中間的なモデルであるともいえる。その基本回路構成は図 2 のようになる。このような構成を調相結合と呼んでいる。共振変圧器では共振容量が負荷に並列に入るものと直列に入るものがある。並列に入るもののほうが Q 値を上げやすいので、ワイヤレス電力伝送としてはこのモデルを検証する。なお、コイルの抵抗成分については無視してある。

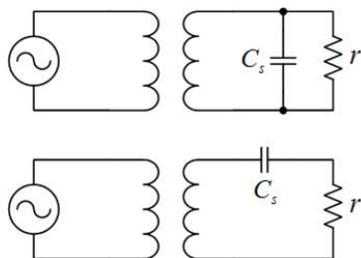


図 2

容量が並列に接続される共振変圧器の三端子等価回路は以下ようになる。容量が二次側のコイルに並列に接続されるので並列共振と誤解されがちであるが、等価回路上は直列共振と考えたほうがよい。より詳しくいうと、一次コイル側から見た特性が直列共振になり、負荷側から見た特性が並列共振になるので、これを Serial Parallel-Loaded Resonance (SPLR) と呼ぶこともある。

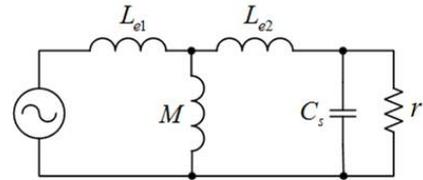


図 3

この図 3 の L_{e1} と L_{e2} が漏れインダクタンス [4] であり、 M は相互インダクタンスである。二次コイルのインダクタンスを L_2 とした場合、

$$L_{e1} = L_{e2} = (1-k)L_2 \quad (1)$$

$$M = kL_2 \quad (2)$$

の関係がある。この場合の k は結合係数である。

2.3. 共振変圧器の位相特性

まずは一般論として、結合係数が高い共振変圧器の一次コイルから見た位相特性とインピーダンス特性のシミュレーションを行った。その結果を図 4 に示す。

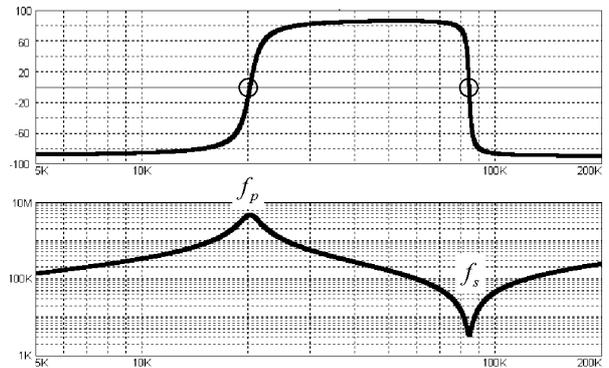


図 4

ここでいう位相とは、共振変圧器の一次コイルを駆動する電圧に対する電流の位相のことである。

共振変圧器のインピーダンス特性を見ると、一つのピークと一つの谷があることがわかる。このピークが並列共振点 f_p で、谷が直列共振点 f_s である。

共振変圧器はこの並列共振点と直列共振点との間で一次側から見た位相特性が容量性を示す。

実際に位相特性 (図 4 上) で見ると、並列共振点よりも低い周波数ではコイル本来の誘導性を示すが並列共振点では位相特性が $0[\text{deg}]$ を横切り、それよりも高

い周波数では直列共振点までが容量性になっている。そして、直列共振点よりも高い周波数になるとふたたび誘導性を示す。このときに位相特性は再び 0[deg.] を横切る。

つまり、共振変圧器の位相特性は 0[deg.] を横切る、即ち力率が 1 になる周波数が二つあるわけである。これを結合係数が十分に高い一般的な電源トランス（図 5）の二次側に容量を接続してインピーダンスアナライザで実測してみても同様の特性が得られることが確認できる。（図 6、図 7）

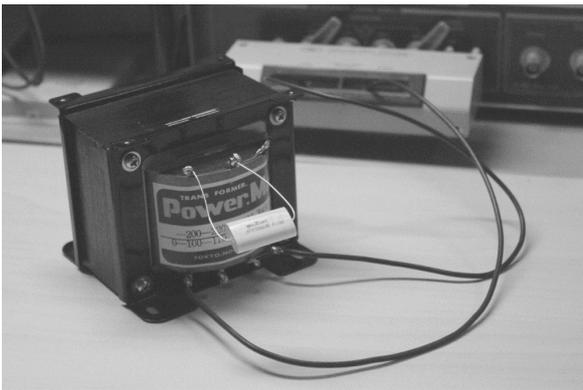


図 5

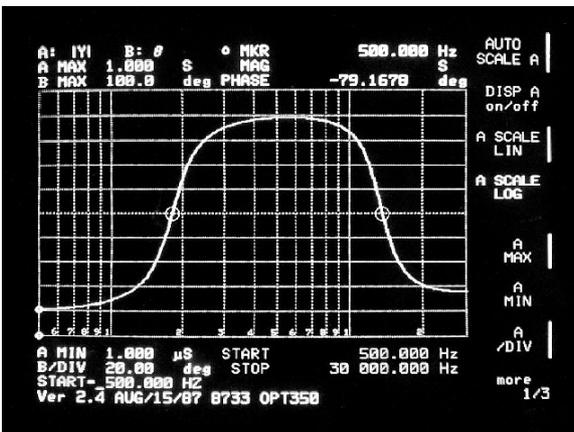


図 6

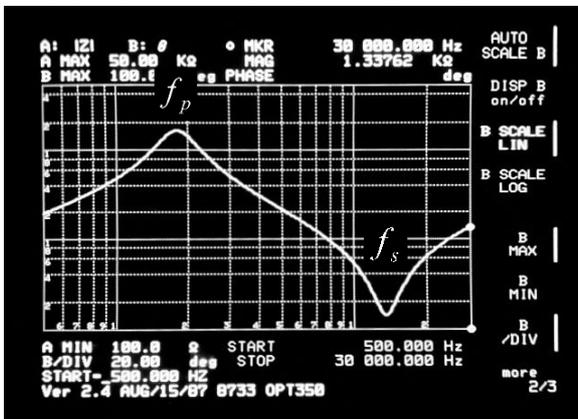


図 7

そして、 f_p と f_s の比から結合係数を求めることが

できる。これを我々は直並列法と呼んでいる。図 7 より f_p は 1.836[kHz] であり、 f_s は 13.61[kHz] であるから、

$$k = \sqrt{1 - \left(\frac{f_p}{f_s}\right)^2} \quad (3)$$

の式によって結合係数は 0.991 と求まる。この方法によって求めた結合係数と JIS C 5321[2]に基づいて求めた結合係数を表 1 に示す。また表 2 には参考までに

	直並列法	JIS C 5321
結合係数	0.991	0.995

表 1

	直並列法	JIS C 5321
Sample A	0.9069	0.9052
Sample B	0.7589	0.7896
Sample C	0.8651	0.8660
Sample D	0.6558	0.6553
Sample E	0.9277	0.9212

表 2

他の高周波トランスの実測例も示す。

直並列法は結合係数の測定法としてはあまりなじみがないものと思われるが、本方法は高周波の共振変圧器の測定法として一部の分野では以前から使われており、直並列法による結合係数測定精度は従来方法と比較してもそんな色ないものと考えている。

この二つの共振点のうちの並列共振点は二次コイルのインダクタンスと共振容量との共振周波数である。そして、直列共振点は二次コイルの漏れインダクタンス[3]と共振容量 C_s との共振周波数である。

そして、二次コイルの漏れインダクタンスは次の式により求まる。

$$L_{sc} = (1 - k^2)L_2 \quad (4)$$

ここで、 L_{sc} を漏れインダクタンスであると述べているが、式(1)における L_{e1} と L_{e2} もまた厄介なことに漏れインダクタンス[4]と呼ばれる。

しかしながら式(1)、式(4)で明らかとなり、それぞれ別のものである。今後ワイヤレス電力伝送の解析や実用化の際には、これら二つの定義または使い方の異なる漏れインダクタンスが頻繁に出てくるものと思われるので、混在して使用する場合は注意が必要である。

3. 結合係数の低い共振変圧器モデル

ワイヤレス電力伝送においては結合係数が相当低い状態で使用されることが多いと思われる。そこで重要なことは、そのような低い結合係数のモデルにおい

ても共振変圧器のモデルがそのまま適用できるかどうかである。

3.1. シミュレーション結果

そこで、結合係数が 0.01 から 0.5 までの間をシミュレーションで確認した。今回用いた等価回路を図 8 に示す。

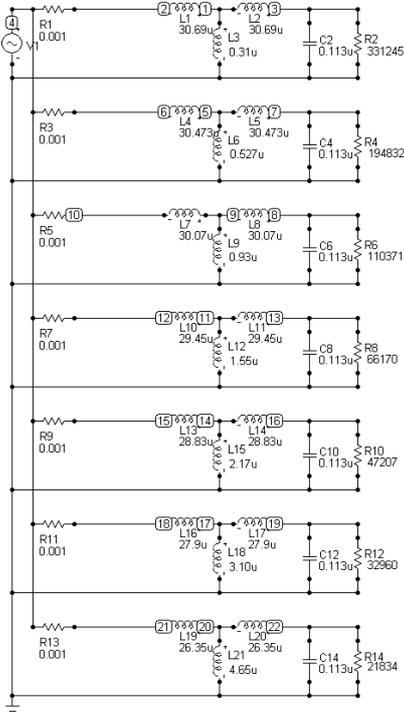


図 8

この等価回路では k と Q との積が 200 になるように負荷抵抗 r を設定している。 Q の計算式は、

$$Q = r \sqrt{\frac{C_s}{L_{sc}}} \quad (5)$$

である。

周波数解析のシミュレーション結果を図 9 に示す。

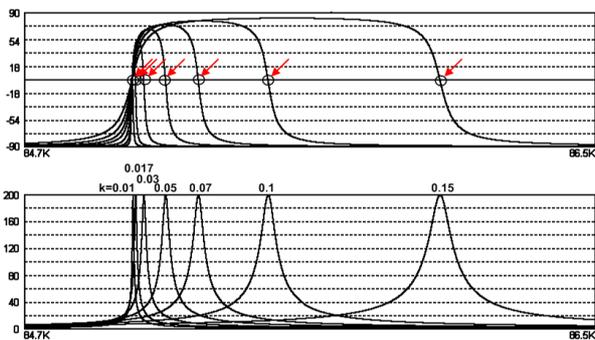


図 9

図 9 の上の図は一次コイル側から見た位相特性である。二次側の共振回路の k と Q との積が図 9 下図の伝

達関数になるが、この数値が 200 以上であれば、 k が 0.01 のような低い結合係数のモデルであっても一次コイルの力率が 1 になる周波数が存在することがわかる。もちろん、結合係数 0.01 の際の Q 値 20000 というのは達成困難であって、これはあくまでもシミュレーション上のものである。

図 9 の下の図の伝達関数はこの値に一次コイルと二次コイルとの巻数比を掛ければ二次コイルに生じる電圧が一次コイルの電圧の何倍になるかが計算できる。そして、これらの結果から伝達関数のピークが直列共振点と一致しており、さらにその周波数において位相特性の力率が 1 となっていることが確認できる。またこの場合の二次コイルの発生する電圧であるが、効率改善のために一次コイルを PFC 出力の DC400[V] のフルブリッジ回路で駆動したと仮定して、二次コイルの電圧を想定すると 80[kV] となる。これも実用上困難な値であって、これもまたあくまでもシミュレーション上のものである。

一方、並列共振点であるがこちらは伝達関数が低い。図 9 の設定ではほとんど、または全く電力伝送が行われていないともいえる。したがって同じ力率 1 でもこちら周波数はワイヤレス電力伝送では使えないことがわかる。ワイヤレス電力伝送においては一次コイルを直列共振点で駆動する必要があるということである。

3.2. ZVS 動作条件

なお、ZVS 条件については触れてこなかったが、一次コイルの電流位相の 0[deg.] 点の周波数（力率最良周波数）で駆動することは好ましくない。ZVS の動作条件としては一次コイルに加えられるスイッチング電圧位相よりも一次コイルの電流位相がわずかに遅れていることが好ましい。これは図 9 で説明すると 0[deg.] 点の周波数よりも少しだけ高い周波数であって位相特性が誘導性になる周波数で駆動すると ZVS 動作になるということである。つまり、伝達関数のピークよりも少し高い周波数で駆動することが好ましいということである。

3.3. 共振周波数の変化

また図 9 より、直列共振点の周波数は結合係数が増えるとその周波数も変わることがわかる。したがって、結合係数の低い状態において電力伝送を行おうとする場合には、共振周波数の変化に応じて一次コイルを駆動する周波数も適宜変えなければならないことがわかる。この共振周波数は二次コイルの漏れインダクタンスと二次側の共振容量との共振であるから、共振周波数は次のとおりとなる。

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{sc}C_s}} \quad (6)$$

これを結合係数 k の関数として表すと、

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1-k^2)L_2C_s}} \quad (7)$$

となる。この共振周波数の変化が磁界共振における一次側共振周波数と二次側共振周波数のずれが生じる原因であり、ロバスト性悪化の主因となっている。

4. インピーダンスアナライザによる実測

これらのシミュレーション結果に基づいて、実際のコイルにも予測どおりの力率 1 の周波数が現れるかどうかをインピーダンスアナライザにより確認した。使用したコイルは一次コイル、二次コイルとも直径 140[mm]、巻き幅 20[mm]で、3.3[μ H]のものである。共振容量は 1.36[μ F]とした。その結果を図 10、図 11、図 12 に示す。



図 10

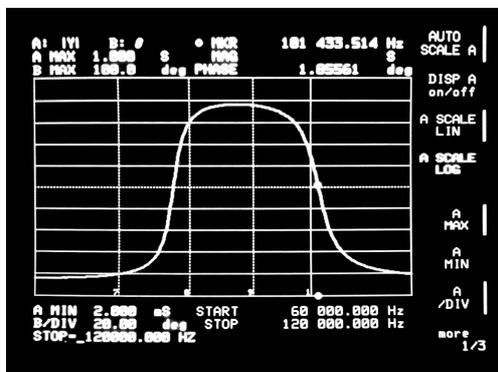


図 11

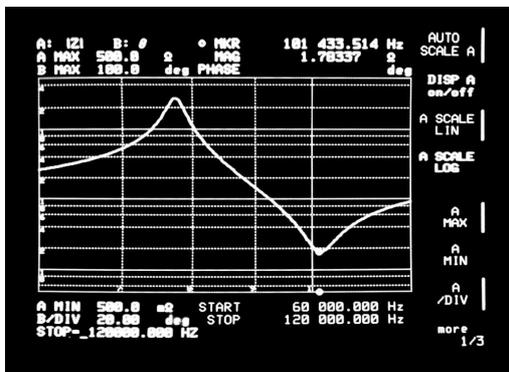


図 12

直列共振点において 0[deg.]を横切ることが確認できる。また図 14 のインピーダンス特性から f_p は 77.5[kHz]であり、 f_s は 101.4[kHz]である。この結果から結合係数は 0.645 となる。

コイル間距離を 30[mm]にした場合において、図 13 の 81.2[kHz]において 0[deg.] を横切ることが確認できる。

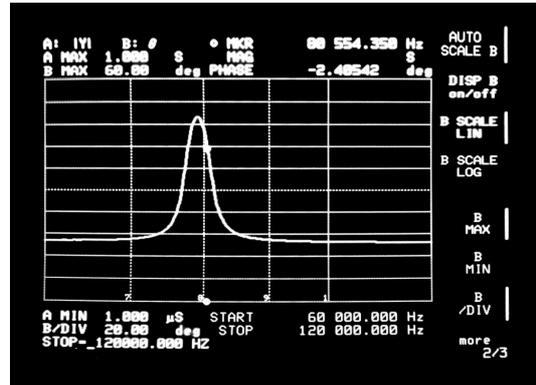


図 13

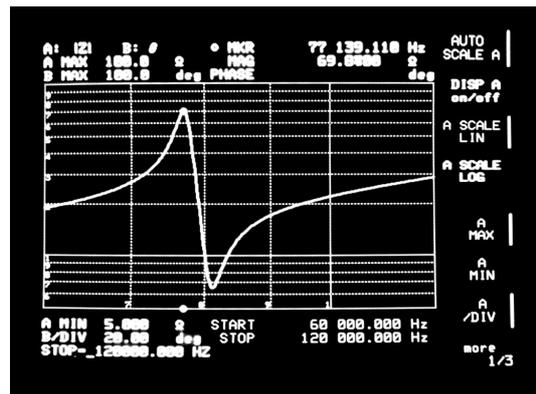


図 14

さらにコイル間を離して 45mm にすると 0[deg.]を横切らなくなる。これは二次側のコイルの抵抗によって共振の Q 値が十分に得られないからであり、Q 値を上げることによって 0[deg.]を横切るようになると考えられる。表 3 にコイル間距離と結合係数の実測値、および共振周波数を示す。

	並列共振点	直列共振点	結合係数
最接近	77.5kHz	101.4kHz	0.645
30mm	77.1kHz	81.2kHz	0.314
45mm	77.0kHz	79.2kHz	0.234

表 3

結合係数に変化しても並列共振点の周波数は変化しないこと、一方、シミュレーションどおり直列共振点の周波数は変化することがわかる。これによって、ロバスト性を確保するためには周波数制御が必須であることがわかる。また同時に、一次側に共振容量を設

けた場合にロバスト性が悪化する理由が説明できる。

5. 電力伝送の実験

これらの結果に基づいて実際の電力伝送回路を組んで電力伝送の実験を行った。実験を行うにあたり正確な共振周波数をどのようにして得るかであるが、図 15 中段に示すように、二次側の共振容量に流れる電流位相が $0[\text{deg.}]$ を横切る周波数が共振周波数であって、かつ、一次側の位相特性が少しだけ誘導性であるということを利用した。少しだけ誘導性であるということは力率が 1 に近く、かつ、ZVS の動作条件であるということである。

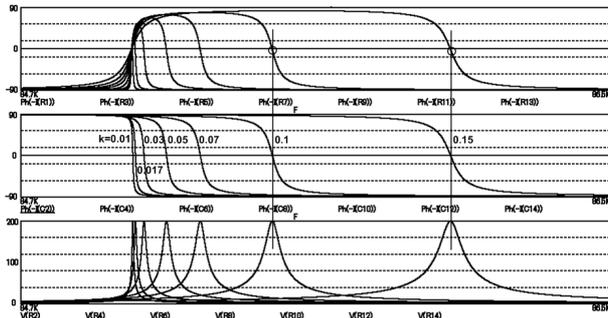


図 15

つまり、この部分に生じる電流位相を検出して一次側にフィードバックし、その位相で一次側をスイッチングすればほぼ理想的な ZVS のソフトスイッチングになるということである。そこで、図 16 のような回路図で実験を行った。

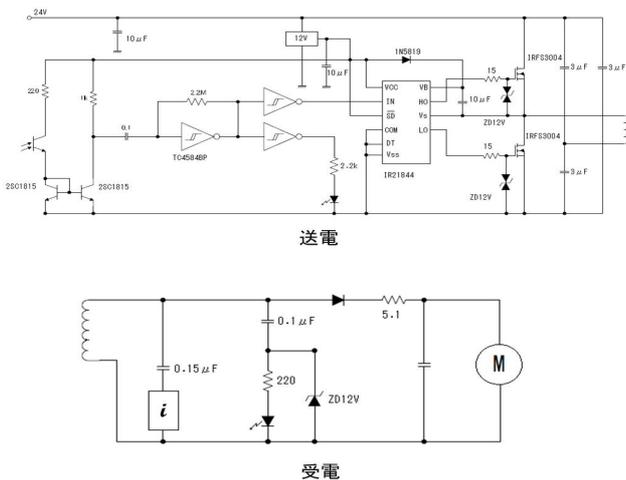


図 16

図 16 では一次側と二次側との位相のフィードバックに赤外線 LED とフォトトランジスタを用いた光結合としている。また、電力伝送の実験だけであれば、位相信号を直結してコイル間距離の変化による共振周波数の変化などを観測することも可能である。

実験の結果、このような簡単な構成でありながらコ



図 16

イル間距離 200[mm]程度まで安定した電力伝送を行えることが確認できた。(図 16)

6. むすび

今回は二次側のみに共振構成を有するという、電磁誘導と磁界共振との中間的なモデルにおける電力伝送実験を行ったところ、一次側の共振容量に頼らなくても十分に力率のよい駆動ができることが確認された。

また、磁界共振のコイル間距離の変化によって一次側と二次側の共振周波数が不一致になるという問題を回避することができたため、非常に柔軟性の高い電力伝送が行えた。そして、コイル間距離の変化によって共振周波数が変化する現象に対しては一次側の駆動周波数を適宜制御することが有効であることが明らかになった。駆動周波数の制御方法においては今回行った LED とフォトトランジスタによる位相帰還方式が最も簡便であると思われるが、これ以外にもコイル間距離と結合係数との関係を実測してテーブル化し、位置センサにより検出したデータに基づいて一次側駆動周波数の周波数制御を行うなどの、より発展的な複数の実現方法が考えられる。

また、駆動周波数の変更が困難な場合は二次側の共振周波数を調整する方法として、スイッチト・キャパシタ、或いはアクティブ・キャパシタ[5]と呼ばれる方法や同期整流のタイミングを制御することにより容量性・誘導性のスイッチングを行う方法などが複数提案されており、これらの方式とを組み合わせることによって、ワイヤレス電力伝送はほぼ実用的な効率とロバスト性が得られるという見通しが立てられたものと思われる。

文 献

- [1] 山本建三, 北吉晴芳, 川松康夫, 入江寿一, “非接触電力分配システム,” (株) 椿本チエイン, 日本国特許庁, 特開平 08-308151, pp.8, 日本, 1996.
- [2] 日本工業標準 C 5321:1997, pp.10, 日本工業標準調査会, 1997.
- [3] 日本工業標準 C 6435:1989, pp.7-8, 日本工業標準調査会, 1989.
- [4] 平山博, 大附辰夫, オーム社, “交流回路,” 電気回路論, Vol.3, pp.94-96, (社) 電気学会, 東京, 2008.
- [5] 古川靖夫, 圓道祐樹, “ワイヤレス給電装置, ワイヤレス受電装置およびワイヤレス給電システム, ワイヤレス給電方法,” (株) アドバンテス, 日本国特許庁, 特開 2011-211895, pp.10, 日本, 2011.