

ワイヤレス送電に関する調査と実験装置の開発

小田原幸生
電子・情報担当

Investigation and Development for experiments on Wireless Power Transfer

Yukio ODAWARA

Electronic and Information Engineering Gr.

要 旨

ワイヤレス送電の効率的な方法として、2007年にマサチューセッツ工科大学(MIT)が公開した磁界共鳴の実証実験が契機となり、リモート計測・制御や電気自動車の充電などの応用研究に大きな進展が見られた。そこで、これらの技術の調査を行い、並行して実験装置の開発・試験を行い、実用性を確認した。

1. はじめに

計測・制御・通信でケーブルをなくすことにより格段に利便性が向上する。これは各分野で無線通信の利用により実現されつつある。しかし、電源に関して、ごく小電力の伝送では太陽電池等で実用化されているものの、容量の大きい送電や、中・長距離のワイヤレス送電は実現が難しかった。これに対し、2007年にMITが公開した磁気共鳴方式では、距離2mの間で直径60cmの送/受電コイルを用い、60Wの電力を約10MHzの交流磁界により効率40%(コイル間)で伝送し、これまでの常識を覆した。そこで、当センターでもこれを技術シーズとするため、調査と実験装置の開発、試験を行った。この結果、共振を用いることにより効率よく送電でき、十分に応用可能であることが確認できた。

$$I_2/I_1 = -sM/R_2$$

元の式の形に戻すと、

$$i_2/i_1 \approx -j\omega M/R_2 \quad (j: \text{虚数}, \omega = 2\pi f)$$

これより、

$$e_2/i_1 \approx -j\omega M$$

Fig.1の受電回路において E_1 (e_1 の振幅)をほぼ一定に保ち、出力負荷 R_2 を変え、送電を行った結果をTable 1に示す。式から E_2 は R_2 によらずほぼ一定であるが、実測値との比較では、 R_2 が100以上で両者は合っているが、 R_2 が小さいと誤差は大きくなっている。これは回路定数の誤差(表皮効果による配線抵抗の増大)や共振条件に対する送電周波数 f の誤差などが考えられる。送電出力の実測最大値は R_2 が3の時の1.47Wである。

2. 送電モデルの解析

ワイヤレス送電のモデルと回路方程式をFig.1に示す。

i_1 に対する i_2, e_2 の関係を求める。ラプラス変換のため、 $(d/dt) \rightarrow s, \int dt \rightarrow 1/s$ 等に置き換え整理すると、

$$I_2/I_1 = -sM / \{sL_2 + 1/(sC_2) + R_2\}$$

を得る。受電が次の共振条件

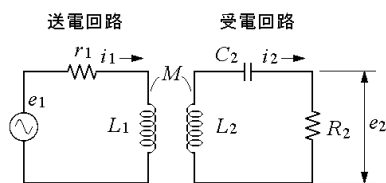
$$sL_2 + 1/(sC_2) = 0$$

により行われるように L_2, C_2 , 周波数 f を選ぶと、

Table 1 電磁誘導に基づく送電の計算と実測

R_2	1	3	10	30	100	300	1k	
I_1	A	3.3	3.4	3.5	3.6	3.7	3.6	3.7
計算 E_2	V	4.7	4.9	5.0	5.1	5.2	5.1	5.1
実測 E_2	V	1.1	2.1	3.6	4.4	5.0	4.9	5.1
実測電力 W		1.21	1.47	1.30	0.65	0.25	0.08	0.03

送電コイル, 受電コイル: 直径 0.200m, 4巻
送電距離 d : 0.300m, 周波数 f : 2.18MHz
 L_1 : 10.2 μ H L_2 : 10.1 μ H M : 0.10 μ H C_2 : 518pF



r_1, L_1 : 送電コイル内部抵抗, 同インダクタンス
 L_2, C_2 : 受電コイル・インダクタンス, 共振コンデンサ・キャパシタンス
 M : 相互インダクタンス

Fig.1 ワイヤレス送電のモデルと回路方程式

$$\begin{cases} e_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + r_1 i_1 & \text{①} \\ 0 = L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + \int \frac{i_2}{C_2} dt + R_2 i_2 & \text{②} \\ e_2 = R_2 i_2 & \text{③} \end{cases}$$

100mm×32mm (300dpi) 解析モデル

一方、受電で共振によらない(共振コンデンサがない)場合について述べる。式の両辺に R_2 を乗じ、式に対応する形を求めると、次式になる。

$$e_2/i_1 = -j\omega MR_2 / (j\omega L_2 + R_2)$$

これにより送電電力を計算した結果を Table 2 に示す。Table 1 と比較すると、送電電力は共振回路を用いる方が段に有利であることが分かる。

Table 2 電磁誘導に基づく送電(C_2 なし)の計算

R_2		1	3	10	30	100	300	1k
I_1	A	3.3	3.4	3.5	3.6	3.7	3.6	3.7
E_2	V	0.01	0.03	0.10	0.29	0.80	1.24	1.36
電力	mW	0.1	0.3	1.0	2.8	6.4	5.1	1.8

$f : 2.18\text{MHz}$ $C_2 =$
 $L_1 : 10.2\mu\text{H}$ $L_2 : 10.1\mu\text{H}$ $M : 0.10\mu\text{H}$

3. 装置の開発

開発した送電装置の回路図と写真を Fig.2, Fig.3 に、送電コイル(1次コイルと2次コイル)の写真を Fig.4 に示す。

一般に磁気共鳴に基づく電力伝送では動作周波数は10MHz 前後と言われ、小型化の面では高い周波数の方が有利であるが、反面、使用できる半導体の品種が制限され、回路素子の発熱も増大するので、今回は 2MHz とした。動作は、外部からパルス・ファンクションジェネレータにより約 2MHz のクロック信号を入力し、パワー・インダクタ L_p とパワー・MOS・FET の働きにより、電源電圧 V_{dd} 10V の時、1次コイル L_1 に対し交流振幅約 280V を与え、振幅 2.2A の電流を発生させている。パワー・MOS・FET の発熱が大きいため、30mm × 30mm × 30mm のヒートシンクとファンにより強制空冷を行っている。

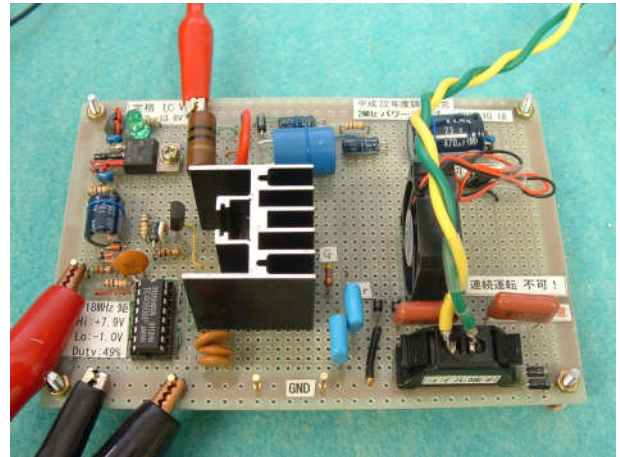


Fig.3 送電装置の写真

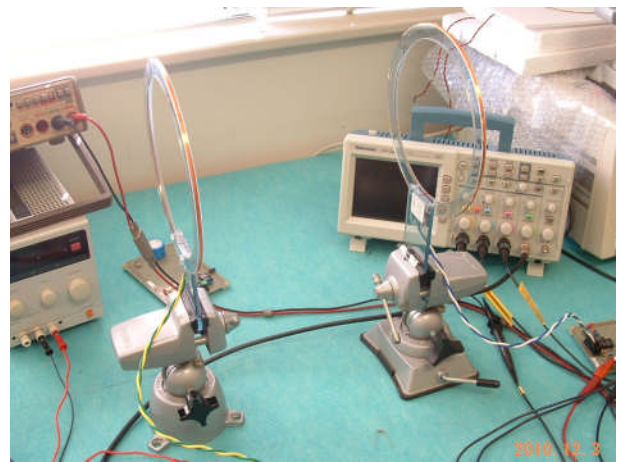


Fig.4 送/受電コイル(1次コイルと2次コイル)

受電装置の回路図と写真を Fig.5, Fig.6 に示す。受電装置では1次コイルで発生する磁界の一部を受け発生する起電力により共振コンデンサ C_2 を介しトランス Tr_1 を駆動し、

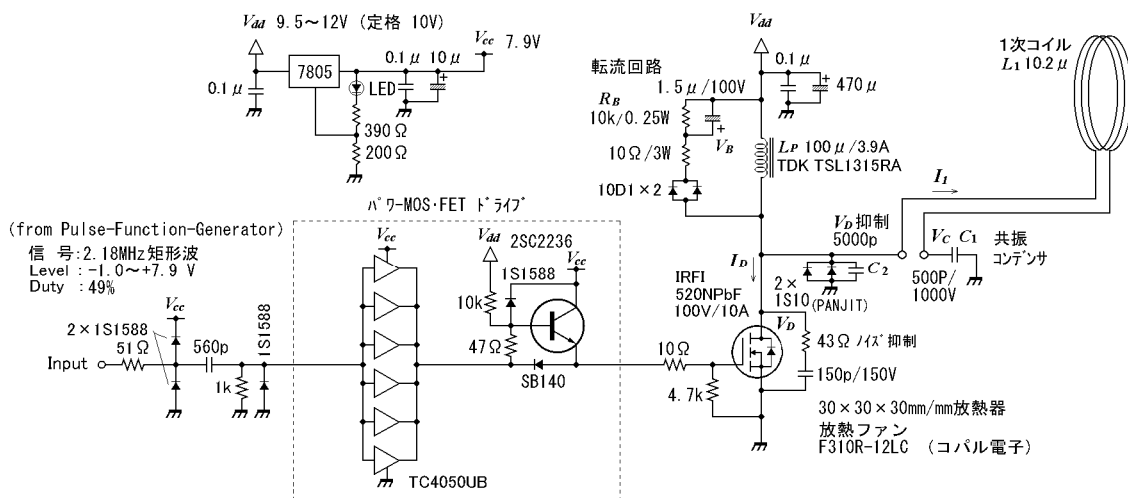
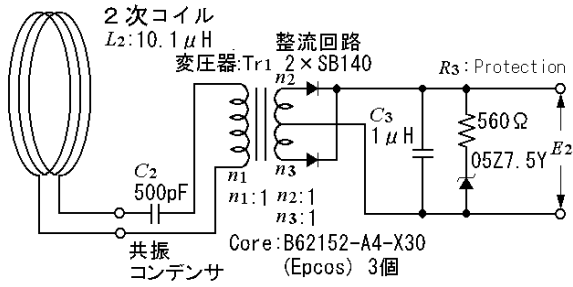


Fig.2 送電装置の回路図

Coil-Drive 3i 2011.2.28
 150mm × 75mm 300dpi



30×60 300dpi 2011.3.2

Fig.5 受電装置の回路図

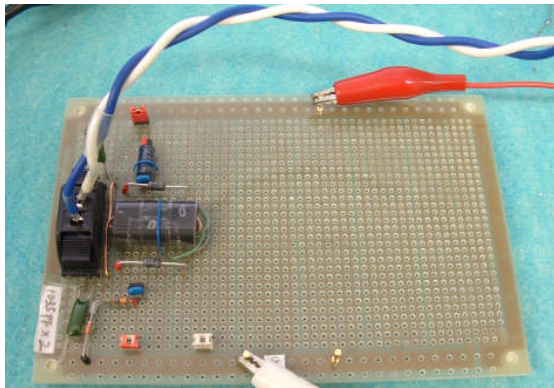


Fig.6 受電装置の写真

Tr_1 からの出力は半波整流回路を通り直流出力 E_2 としてコンデンサ C_3 に充電される。この回路においてトランスは2つの半波整流回路を用い、全波整流を行っている。

Fig.7 は送電装置単独での動作で、この共振コンデンサ C_1 、パワーMOS-FETの電圧・電流の変化を観察した結果である。実際の送電を伴う動作では共振コンデンサ C_1 の動作電圧、電流は1次コイルと2次コイルの結合が強いほど緩和される。共振周波数付近での観察であるため、オシロスコープ・プローブや電流プローブの装着による共振周波数の低下があり、正確ではないが、定性的に動作を把握する上では役に立つ。また、オシロスコープ・プローブの破壊の恐れがあるため、電源電圧 V_{dd} は8Vと実際の定格より下げた。

Fig.8 は送電回路単独での動作で、パワーMOS-FETのドレン電圧×電流を積算し、パワーMOS-FETの発熱を推定したもので、これより定格 V_{dd} 10Vでは12.5Wとなる。詳細は掲載していないが、 V_{dd} 12Vでは20Wに達する。

Fig.9 は1次コイル/2次コイル間距離 d を0.20m、送電出力電流0.50Aに調整した時のトランス Tr_1 入力電圧、電流の変化である。この電流×電圧の積算からトランス入力4.0Wが求まり、一方、出力 E_2 は6.24V×0.50A=3.12Wのため、トランスと整流回路の損失は0.9Wで、効率は78%となる。

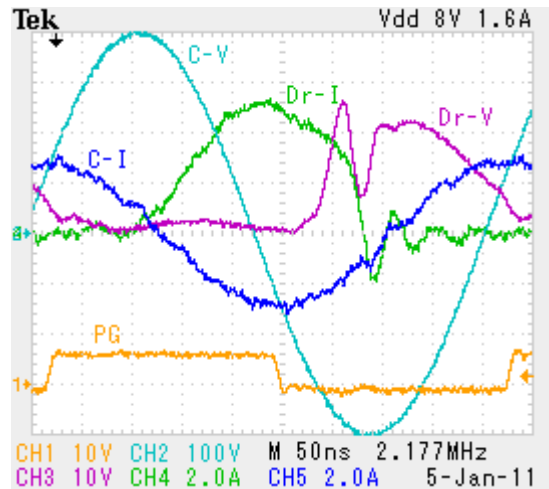


Fig.7 送電回路の動作波形

PG: パルス・ファンクション・ジェネレータ 信号電圧
C-I, C-V : 共振コンデンサ C_1 電流, 電圧
Dr-I, Dr-V : パワーMOS-FETドレン 電流, 電圧
(V_{dd} 8V, 受電なし, PG-Duty 50%)

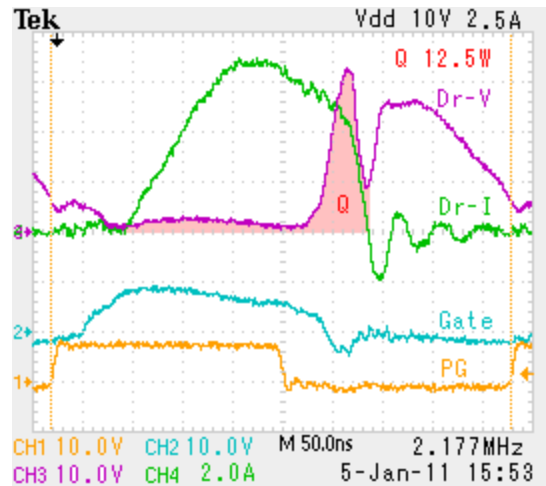


Fig.8 パワーMOS-FETの発熱

Gate, Dr-I, Dr-V : ゲート電圧, ドレン電流, 電圧
(V_{dd} 10V, 受電なし, PG-Duty 50%)

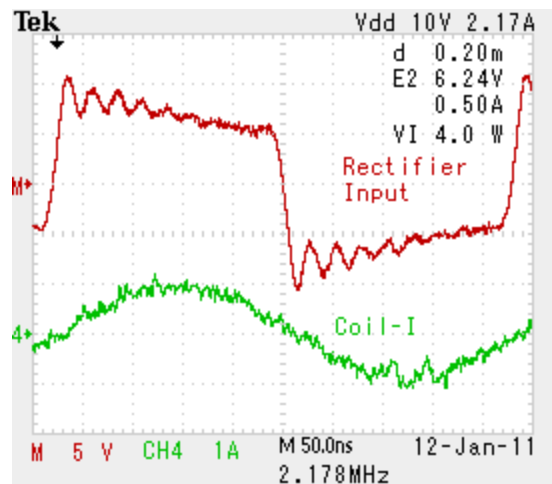


Fig.9 受電回路の動作波形

Table 3 送電試験の結果 (出力電圧 E2 と効率)

送電距離 d	0.150 m	0.200 m	0.250 m	0.300 m	0.350 m
磁気結合係数 k	0.041	0.025	0.0189	0.013	0.009
出力電流 0.1 A	16.56 V (7.2 %)	9.74 V (4.06 %)	5.68 V (2.37 %)	3.27 V (1.33 %)	2.13 V (0.85 %)
0.2 A	14.80 V (13.5 %)	8.96 V (7.47 %)	5.01 V (4.18 %)	2.81 V (2.29 %)	1.56 V (1.24 %)
0.3 A	13.17 V (18.5 %)	7.92 V (10.3 %)	4.42 V (5.53 %)	2.25 V (2.76 %)	1.04 V (1.24 %)
0.4 A	11.46 V (22.1 %)	7.03 V (12.4 %)	3.83 V (6.38 %)	1.62 V (2.62 %)	0.36 V (0.57 %)
0.5 A	9.81 V (24.5 %)	6.22 V (13.7 %)	3.00 V (6.17 %)	0.75 V (1.53 %)	-
0.6 A	8.19 V (25.9 %)	5.31 V (13.9 %)	2.00 V (4.86 %)	-	-
0.7 A	6.59 V (24.3 %)	4.14 V (12.1 %)	1.50 V (4.29 %)	-	-

送電回路電源電圧 V_{dd} 10.0 V 送電周波数 2.177 MHz
 - : 出力電圧 0V 以下
 効率は送電回路電源入力に対する受電回路の出力の電力比で、パワーMOS・FET の発熱、冷却ファンや整流回路等の損失を含んでいる。

4. 送電試験

1次コイルと2次コイルの中心軸を一致させ距離 d を隔て、送電出力電流をエレクトロニック負荷装置(菊水電子工業(株) PLZ50-15A)により変え、受電回路出力電圧 E_2 を測定した結果を Table 3 に示す。なお、送電回路電源 V_{dd} 10.0V、送電周波数 2.177 MHz で、標準の設定である。送電距離 d が短い場合は受電回路出力が大きくなり過ぎ、回路素子の定格をオーバーするため試験を行っていない。()内に記した効率は送電回路電源入力(W)に対する受電回路の出力(W)の割合で、送電回路における全ての発熱損失、冷却ファンや整流回路等の損失を含む。送電回路電源の電流値は効率から逆算できるので、記載を省略した。

Fig.10 は図に記した条件下での送電電力と損失の内訳である。この中で最も大きいのがパワーMOS・FET における発熱(39%)である。次いで1次コイル、2次コイルでの発熱が大きい。(両方で16%)コイルや配線の電気抵抗は直流では小さいが、2MHz では表皮効果により電気抵抗が4倍近く増大するためと考えられる。実際に1次コイルに触れると意外に発熱していた。その他(22%)の詳細は把握できていない。

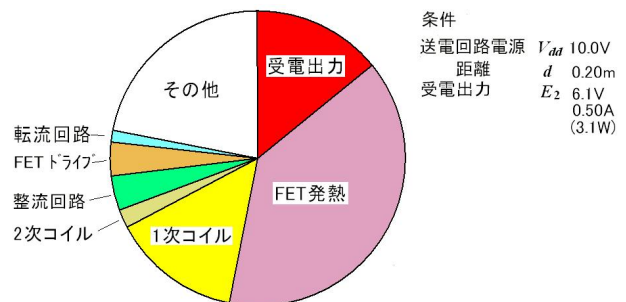


Fig.10 損失の内訳と測定条件

5. おわりに

開発したワイヤレス送電実験装置により、LC共振を用い、電磁誘導のみの場合と比べ送電電力が大幅に増大できることが確かめ、大電力の送電を要しない計測等への応用が可能となった。また、参考文献(1)から、磁気共鳴が電磁誘導の延長線上にあること、共振回路を用いれば磁気結合の結合係数 k が小さくても100%近い効率で(コイル間)電力伝送が可能であることが記載されており、さらなる改善に向け研究を進めたい。

参考文献

- (1) 「非接触電力伝送における電磁誘導と電磁界結合の統一的解釈」2009/01/22
 居村 岳広* 内田 利之 堀 洋一(東京大学)
 電気学会 産業応用部門 自動車研究会