

発振器融合型送信回路を用いた共鳴型ワイヤレス給電の設計

7312623 檜山 青吾

1. はじめに

近年、ユビキタス社会の実現に向けて、センサーネットワークなどの場面で、伝送距離に対して電力伝送効率の良いワイヤレス電力伝送が必要とされている。ワイヤレス電力伝送の方式は大きく3つに分けられ、電磁誘導型、電波型、磁気共鳴型となる。電力伝送効率は伝送距離に依存し、現在は所望の伝送距離に応じて、近距離では、非常に高い効率で伝送可能な電磁誘導型、中長距離では、効率は低下するが、長い距離での伝送が可能な電波方式と使い分けがされている。そんな中、2007年にマサチューセッツ工科大学の研究グループが発表した2m離れた場所に置かれた60Wの電球を点灯させた磁気共鳴型の電力伝送方法は、伝送距離に対し高い電力伝送効率で伝送可能な新しい方法として大きな注目を集めている[1]-[3], [6].

しかし、磁気共鳴型は銅損や表皮効果などの抵抗損失や、電源の内部インピーダンスによる電力伝送効率の低下が問題とされている。これに対する対策として、結合回路のコイルを発振器のインダクタと共用した共鳴型ワイヤレス給電用送信回路が報告されている[1][2].

本稿は、この結合回路のコイルを発振器のインダクタと共用した共鳴型ワイヤレス給電用送信回路の回路シミュレーションにより最適設計を行い、評価として内部インピーダンスをもつ信号源を用いた送信回路の伝送距離と効率の関係について比較を行った。

2. 磁気共鳴型ワイヤレス給電

2.1. 概要

磁気共鳴とは、インダクタンスとコンデンサで作られた2つの共振器が共振状態において磁界で結合し、電力をワイヤレスで電力を伝送する現象のことをいう。共振の現象を利用するため、受信側と送信側それぞれの共振器の共振周波数を合せることが条件となる。

2.2. 等価回路

磁気共鳴の等価回路は2つのLC直列共振回路として表す事ができ、図1のように示される。この時の共振周波数は式(1)で表される。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \dots\dots\dots(1)$$

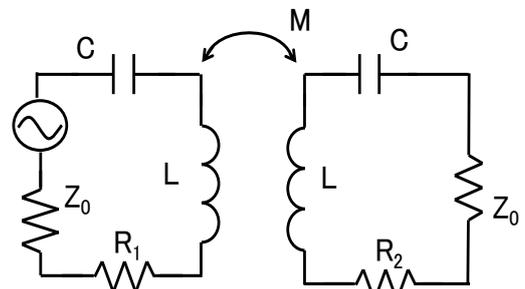


図1 磁気共鳴の等価回路

ここで、内部インピーダンスを Z_0 とし、送受信回路の相互インダクタンスを $M=k \cdot L$ (k は結合係数) とする。

3. 発振器融合型送信回路

3.1. 回路モデル

直列共振等価回路の送信側をコルピッツ発振器のインダクタと共用した回路を図2に示す。コルピッツ発振器のコンデンサ C_1, C_2 が式(2)の時、式(1)と等しくなるため、共振周波数条件を満たす。ここで、 d は伝送距離であり、結合係数 k を $0 \leq k \leq 1$ で変化させることにより伝送距離を決定することができる。

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \dots\dots\dots(2)$$

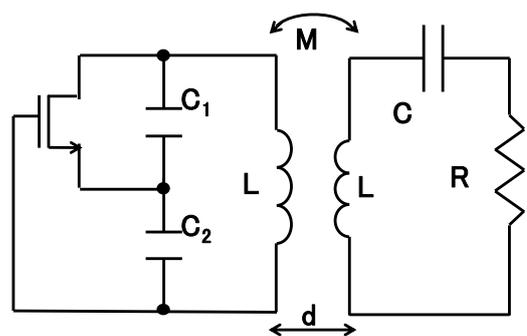


図2 発振器融合型送信回路と受信回路

3.2. 相互コンダクタンス

結合係数 k と伝送距離の関係を求めるため、相互インダクタンスを求める、相互インダクタンス M はノイマンの公式 (3) で求めることができ、図 2 のアンテナモデルの時、式 (4) が求まる[4].

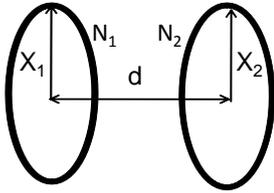


図 3 アンテナのモデル

$$M = \frac{\mu}{4\pi} \iint \frac{ds_1 ds_2}{r_{12}} \dots \dots \dots (3)$$

$$M = \frac{2\mu N_1 N_2}{m} \sqrt{x_1 x_2} \left\{ \left(1 - \frac{m^2}{2} \right) K(m) - E(m) \right\} \dots \dots \dots (4)$$

ここで、 x_1, x_2 はアンテナの半径、 N_1, N_2 はアンテナの巻き数、 ds_1, ds_2 はアンテナ上の微小線要素、 r_{12} は ds_1 と ds_2 の距離である。ただし、 $K(m), E(m), u, m$ は式 (5), 式 (6) である。

$$\left. \begin{aligned} E(m) &= \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - m^2 \sin^2 u} \, du \\ K(m) &= \int_0^{\pi/2} \frac{du}{\sqrt{1 - m^2 \sin^2 u}} \\ u &= \frac{\theta - \pi}{2}, \quad m^2 = \frac{4x_1 x_2}{(x_1 + x_2)^2 + d^2} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (5)$$

3.3. 結合係数 k の距離特性

送受信のアンテナが共に半径が 100mm、巻き数が 7 巻きと想定し、式 (4) より結合係数 k の距離特性を算出し、図 4 に示す。

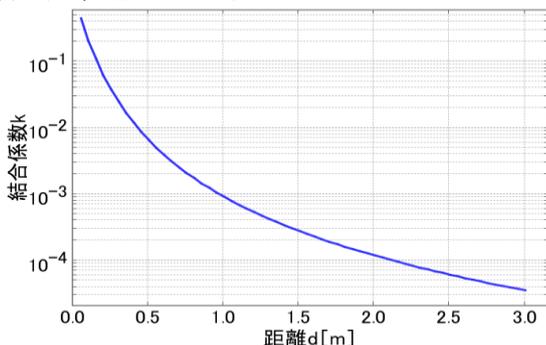


図 4 結合係数 k の距離特性

3.4. コイルの抵抗損失

コイルの抵抗損失としてコイルの内部抵抗を求める。伝送を行う周波数が 13.56MHz 付近と高周波数を想定しているため、表皮効果も考慮する。表皮の深さ δ は(6)式で表わせる[5].

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} \dots \dots \dots (6)$$

ここで μ は透磁率、 ω は角周波数、 ρ は抵抗率である。抵抗率はアンテナであるコイルを銅線と想定しているため銅の抵抗率を用いている、線の断面の半径を a とすると、 δ が d に対し十分に小さい時、線を通る電流の断面積 A は(7)式と近似でき、内部抵抗の値 R は線の長さ l を利用して(8)式と表わせられる。

$$A = 2\pi a \delta \dots \dots \dots (7)$$

$$R = \rho \frac{l}{A} \dots \dots \dots (8)$$

3.5. シミュレーション回路

図 2 にバイアスを考慮したシミュレーション回路を図 5 に示す。電源の供給電力を P_{DC} ($=I_{DC} \cdot V_{DD}$)、負荷 R_L の消費電力を P_L とし、効率 η を式(9)で求めた、

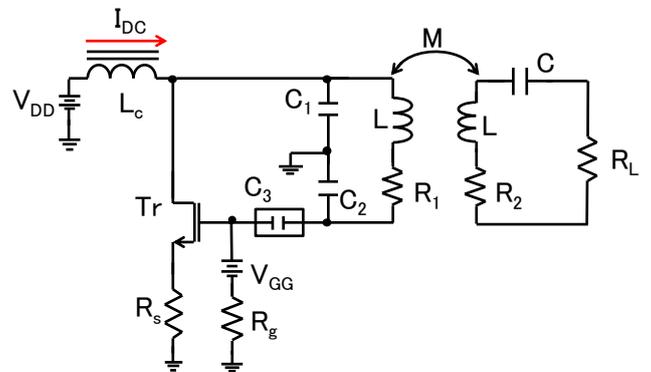


図 5 バイアスを考慮した発振器融合型送信回路

$$\text{効率 } \eta = \frac{P_L}{P_{dc}} \dots \dots \dots (9)$$

4. パラメータの最適化のための発振器融合型送信回路の近似モデル化

4.1. 送信回路の等価変換

バイアス抵抗 R_s と負荷抵抗 R_L の最適化を行う上で、抵抗の変化に対する各抵抗の消費電力を理解し易いようにモデル化をする。ただし、結合係数 k が大きい時は周波数が複数に

なってしまう[6]. その原因で、発振が困難になることや、回路が簡単に説明できないため結合係数 k が小さい時の近似モデルとしてモデル化する、図5の送信回路のトランジスタを小信号等価回路で表した回路を図6に示す。 $g_m R_s \gg 1$ である場合、この回路はソース・フォロワとして動作しており、 V_0 は飽和動作をしているため、一定値となる。この時のドレイン電流にあたる J_0 は式(10)で表すように R_s で変化する電流源と近似できる。また、 R_s, C_1, C_2 の関係が $R_s \gg 1/(\omega C_2), 1 \gg C_1/(\omega(C_1+C_2)C_2 R_s)$ である場合、並列回路として表すことができるので図7に示すような等価回路となる。ただし C, R_p は式(2), 式(11)である。

$$J_0 \cong \frac{V_0}{R_s} \quad \dots \dots \dots (10)$$

$$R_p \cong \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)^2 R_s \quad \dots \dots \dots (11)$$

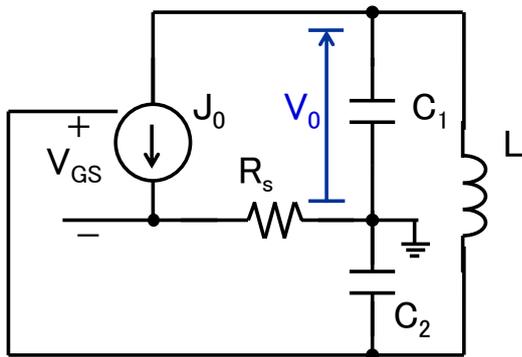


図6 発信器融合型送信回路の小信号等価回路

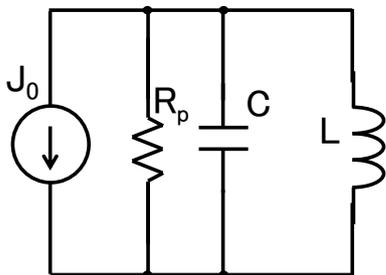


図7 発信器融合型送信回路の並列回路近似モデル

4.1. 抵抗 R_s と負荷抵抗 R_L の消費電力の算出

抵抗 R_s の消費電力は式(10)から式(12)となる、次に負荷抵抗 R_L の消費電力を求めるために、図7と直列共振の受信回路のインダクタを結合させた回路を図8に示す。結合係数 k が

小さい時、受信側の電流が送信側に影響を受けないとする。送信側の電流源の両端の電圧を V とした時の送信回路のインダクタ L に流れる電流は $V/(j\omega L)$ が流れる、従って、相互インダクタンスにより受信側に受ける電圧 V_m は kV となる。受信回路をキルヒホッフの電圧則から式(13)となる。受信側が共振状態であれば左辺の第2項と第3項が0となるため受信電流 I_{out} は式(14)となる。この電流から負荷抵抗 R_L の消費電力を求めると式(15)となる。

$$P_{R_s} = R_s \cdot |J_0|^2 = \frac{V_0^2}{R_s} \quad \dots \dots \dots (12)$$

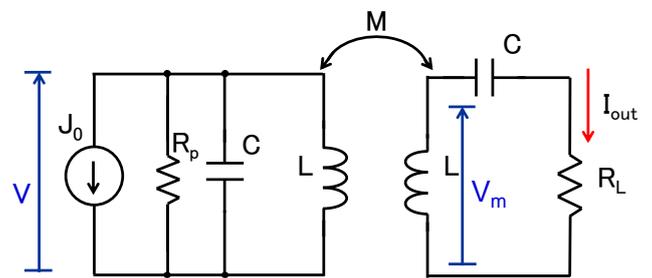


図8 結合係数 k が小さい時の近似モデル

$$V_m - j\omega L \cdot I_{out} - \frac{I_{out}}{j\omega C} - R \cdot I_{out} = 0 \quad \dots \dots \dots (13)$$

$$I_{out} = \frac{kV}{R_L} \quad \dots \dots \dots (14)$$

$$P_L = R_L \cdot |I_{out}|^2 = \frac{k^2 V^2}{R_L} \quad \dots \dots \dots (15)$$

式(12)から R_s を増加させると V_0 が一定なので P_{R_s} は減少する。また、式(15)を見ると R_s に関係しないため R_s を増加させれば効率が増加することがわかる。しかし、 R_s を減少させ過ぎるとドレイン電流が減少するためトランジスタが上手く動作せずに発振が止まってしまうため、 R_s には最適な値が存在することがわかる。また、式(15)から R_L を減少させることで負荷の消費電力 P_L が増え効率が向上することもわかる。

5. 回路シミュレーションによる評価

5.1. 抵抗 R_s の最適化

シミュレーションの各パラメータを表1に示し、 R_s の変化に対する距離と抵抗 R_s の消費電力のシミュレーション結果を図9に示す。図9より遠距離(結合係数 k が小さい)とき R_s が増加することで R_s の消費電力が減少することがわかる。

式(15)から P_L は R_S により変化しないため負荷の効率 η が増加することがわかる。 R_S を変化させた時の効率 η のシミュレーション結果を図 10 に示す。 図 10 の結果からも結合係数 k が小さいときに R_S が増加することによって効率が向上していることが確認できる。 ここで、 $R_L=50\Omega$ である。

表 1 シミュレーション諸元

バイアス	V_{DD}	2V
	V_{GG}	-3.7V
バイアス抵抗 R_g		1M Ω
トランジスタ Tr	品名	MGF2407A (三菱電機製)
	しきい値	-4V
インダクタンス L		11.02 μ H
静電容量 C_1		25.0pF
静電容量 C_2		25.0pF
静電容量 C		12.5pF
寄生抵抗 R_1, R_2		0.692 Ω
共振周波数 f_0		13.56MHz

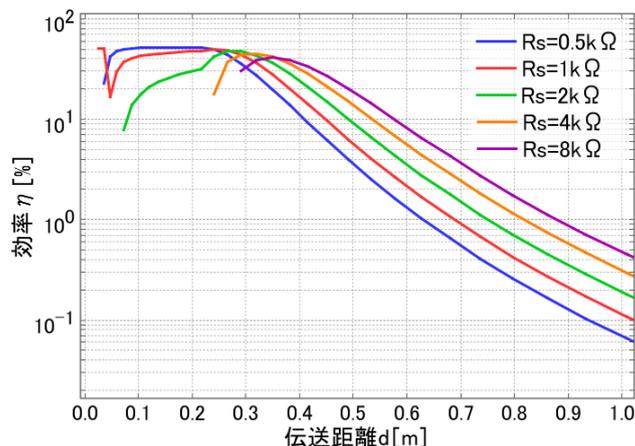


図 10 抵抗 R_S の変化に対する伝送距離 d と効率 η

5.2. 負荷抵抗 R_L の最適化

負荷 R_L の変化に対する距離と負荷抵抗 R_L の消費電力のシミュレーション結果を図 11 に示す。 図 11 より遠距離(結合係数 k が小さい)とき R_L が減少することで R_L の消費電力が増加することがわかる。 従って、結合係数 k が小さい時は R_L の減少に伴い効率 h が増加することがわかる。 R_L を変化させた時の効率 η のシミュレーション結果を図 12 に示す。 図 12 の結果からも結合係数 k が小さいときに R_L が減少することによって効率が向上していることが確認できる。 ここで、 $R_S=1k\Omega$ である。

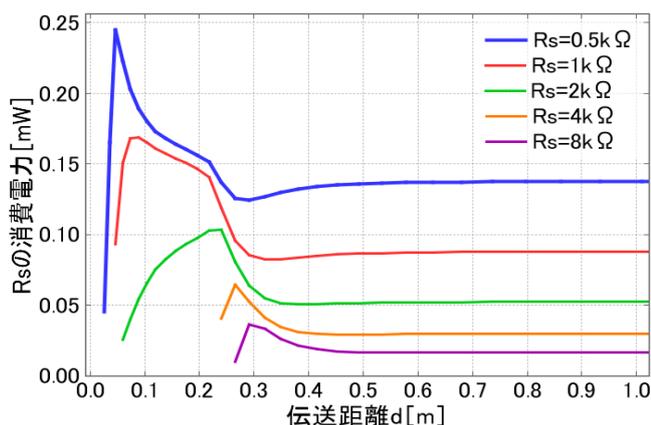


図 9 抵抗 R_S を変化したときの伝送距離 d と R_S の消費電力

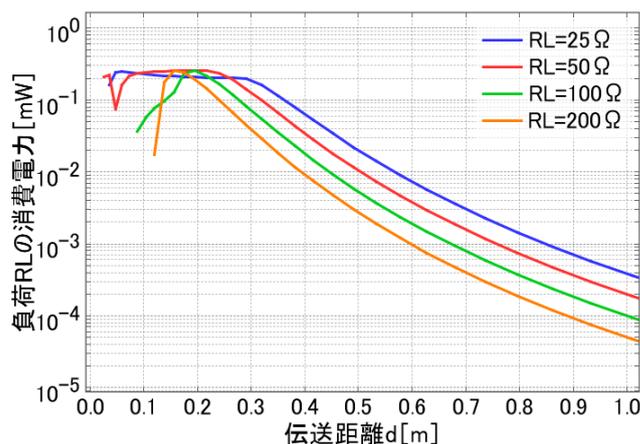


図 11 負荷 R_L の変化に対する伝送距離 d と負荷 R_L の消費電力

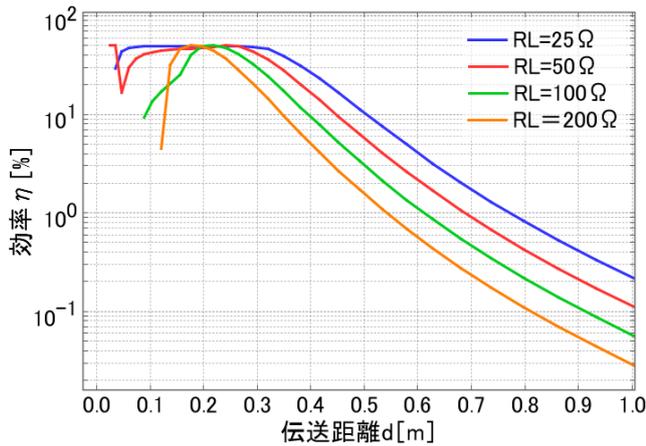


図 12 負荷抵抗 RL の変化に対する伝送距離 d と効率 η

5.3. 内部インピーダンスを持つ信号源を用いた送信回路との効率比較

最適化を行った図 5 の発振器融合型送信回路と図 1 の内部インピーダンスを持つ信号源を用いた送信回路の伝送距離 d と効率 η の関係を比較したシミュレーション結果を図 13 に示す。図 13 からわかるように伝送距離が $d=0.25\text{m}$ 以上において発振器融合型送信回路が内部インピーダンスを持つ送信回路より高効率で伝送が可能であることを確認できる。

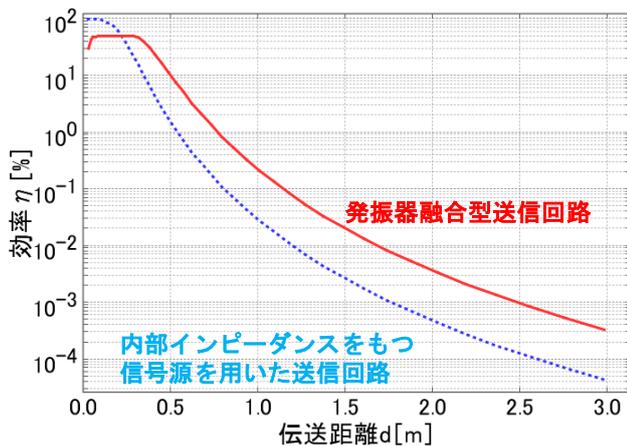


図 13 従来の回路と発振器融合型送信回路の効率比較

6. まとめ

発振器融合型送信回路の結合係数 k が小さい時の近似モデルを考えることで抵抗の変化に対する消費電力の動作を理解しやすいものとした。その後、発振器融合型送信回路と内部インピーダンスをもつ信号源を用いた送信回路を比較した結

果、アンテナの半径 100cm 、巻き数 7 巻の時、 0.25m から 3m の間で高効率での伝送が可能であることを回路シミュレーションにより評価した。

謝辞

本研究は、東京大学大規模集積システム設計教育研究センターを通し、アジレント・テクノロジー(株)の協力で行われた。

参考文献

- [1] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. solijacic: “Wireless Power via Strongly Coupled Magnetic Resonances”, in Science Express, Vol. 317, No. 5834, pp83-86 (2007-6)
- [2] 常川光一, “結合形ワイヤレス電力伝送において相互インピーダンス補償による効率改善に関する検討”, 信学技報, A・P2009-88, 2009 年.
- [3] 居村岳広, “等価回路から見た非接触電力伝送の磁界結合と電界結合に関する研究”, 電気学会論文. D, pp. 84-92, 2010-01-01.
- [4] 高橋秀俊, “電磁気学”, 京裳華房, 1959, pp. 244-245.
- [5] 阿部英太郎, “マイクロ波”, 東京大学出版会, 1983.
- [6] 萩原述史, “電磁結合による非接触電力伝送の原理について”, 電気学会論文. D, pp. 708-713, 2011-05-01.

本研究に対する学会発表など

- (A) 査読付き論文
なし
- (B) 査読付き小論文
なし
- (C) 査読なし論文
なし
- (D) 学会大会等の口頭発表・ポスター発表

梶田 青吾, 榎田 洋太郎, “発振器融合型送信回路を用いた共鳴型ワイヤレス給電の効率改善”, 電子情報通信学会ソサイエティ, B-1-48, pp. 48, 2012.