

中継用共振器を用いた磁気結合共振器型無線電力伝送における電力効率の距離依存性

7311647 関口直哉

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、磁気結合共振型となる。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結合共振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]。磁気結合共振型には、電力を直接共振器に供給する直結型と、中継用共振器を用いた中継型があり、マサチューセッツ工科大学の発表は中継型にあたる。磁気結合共振型の電力伝送方法の研究は活発に行われており[1]-[3]、直結型の伝送距離と電力効率の関係は、等価回路を電気回路の分野で解析した非常に明確な理論が確立されている[2]。中継型も、理論解析が行われているが、その方法は結合モード理論に基づくもの[1]や、フィルタ理論に基づくもの[3]など、直結型に比べ非常に難解で理解することが難しい。そこで、本研究では、中継型の伝送距離と伝送効率の関係を、回路の二端子対行列より理論式として導出した。また、理論式、回路シミュレーション、伝送実験の3つの方法を対比することにより、理論式の妥当性を確かめ、中継用共振器を用いた磁気結合共振器型電力伝送の伝送距離と効率の関係を明らかにした。

2. 磁気結合共振電力伝送

2.1 概要

磁気結合共振とは、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 アンテナモデル

中継用共振器を用いた磁気結合共振器型電力伝送の概要を図1に示す。左側が送信側、右側が受信側である。送信側、受信側ともに1巻のループアンテナと共振用のアンテナで構成され、送信側の1巻アンテナには電源が、受信側の1巻アンテナには負荷が接続されている。共振用アンテナには所望の周波数で共振を起こすためのコンデンサが直列に接続されている。この時、送信用と受信用の共振用アンテナの間で磁気結合共振による電力伝送が行われており、送受信側ともに、1巻アンテナと共振用アンテナの間は電磁誘導により電力伝送が行われている。

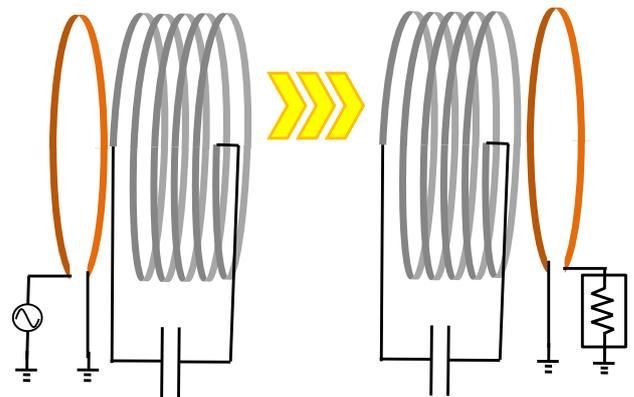


図1 アンテナモデル

3. 理論計算

3.1 等価回路

伝送距離と効率の理論計算を行うにあたり、図1のアンテナモデルの等価回路を考える。アンテナは共振しているので、LC共振と表わすことができる。また、アンテナ同士の間は相互インダクタンスを用いて表わすことができるので、図1のアンテナモデルの等価回路は図2による

になる。

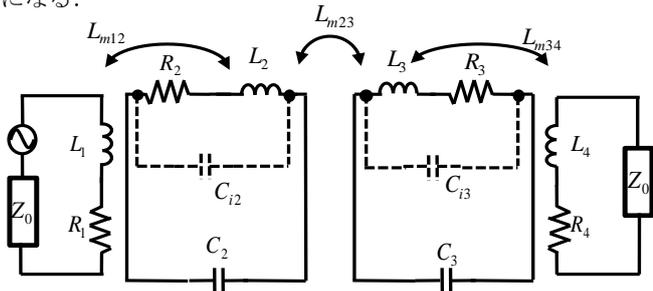


図2 中継用共振器を用いた
磁気結合共振型電力伝送の等価回路

ここで、 L_1, L_2, L_3, L_4 は、それぞれのアンテナの自己インダクタンス、 C_2, C_3 は共振用アンテナに直列に接続されたキャパシタンスである。 Z_0 は特性インピーダンスである。 $L_{m12}, L_{m23}, L_{m34}$ はそれぞれアンテナ同士の結合を示す相互インダクタンスである。また、 C_{i2}, C_{i3} は共振用アンテナが持つ線間容量であり、 R_1, R_2, R_3, R_4 はアンテナの内部抵抗である。相互インダクタンス、線間容量、内部抵抗については詳しい内容を後述する。

3.2 等価回路の変形・分解

図2の回路で相互誘導回路における変換[3]を考える。相互誘導回路はT型回路と等しい事は良く知られており、図2の回路は図3の回路のように変換することができる。アンテナの線間容量は、共振用に接続されたキャパシタンスと合成することができる。さらに、二端子対回路として簡単に計算するために、変換した回路を図4のように3つに分解する。

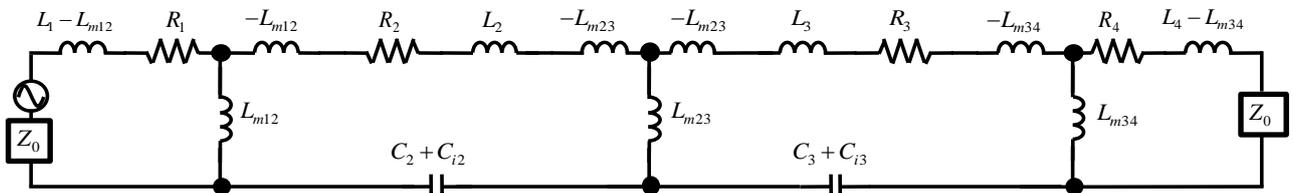


図3 変形した等価回路

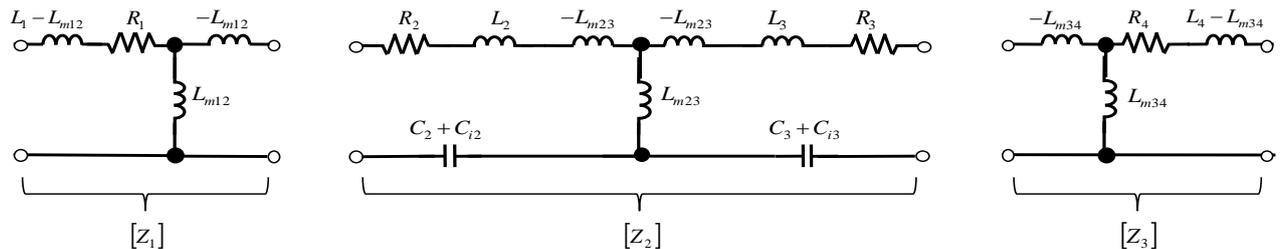


図4 分解した等価回路

3.3 行列の変形

図4より、3つに分解した回路のZパラメータを $[Z1], [Z2], [Z3]$ を(1)式に示す。

$$\begin{aligned}
 [Z1] &= \begin{bmatrix} j\omega L_1 + R_1 & j\omega L_{m12} \\ j\omega L_{m12} & 0 \end{bmatrix} \\
 [Z2] &= \begin{bmatrix} j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega(C_2 + C_{i2})} + R_2 & j\omega L_{m23} \\ j\omega L_{m23} & j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega(C_3 + C_{i3})} + R_3 \end{bmatrix} \\
 [Z3] &= \begin{bmatrix} 0 & j\omega L_{m34} \\ j\omega L_{m34} & j\omega L_4 + R_4 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (1)
 \end{aligned}$$

3つの回路を縦続接続して計算したいので、Fパラメータに変換[4]する。

$$\begin{aligned}
 [F1] &= \frac{1}{j\omega L_{m12}} \begin{bmatrix} j\omega L_1 + R_1 & |Z1| \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \\
 [F2] &= \frac{1}{j\omega L_{m23}} \begin{bmatrix} j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega(C_2 + C_{i2})} + R_2 & |Z2| \\ 1 & j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega(C_3 + C_{i3})} + R_3 \end{bmatrix} \\
 [F3] &= \frac{1}{j\omega L_{m34}} \begin{bmatrix} 0 & |Z3| \\ 1 & j\omega L_4 + R_4 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (2)
 \end{aligned}$$

回路を縦続接続し、回路全体のFパラメータを行列の掛け算により求める。また、計算した式が大きくなりすぎるので、計算後の結果を以下のように置く。

$$[F] = [F1][F2][F3] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \dots \dots \dots (3)$$

(3)式より行列の変換を行い、回路全体の Z パラメータを求める。

$$[Z] = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} A & |F| \\ 1 & D \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

3.4 S パラメータから伝送効率の算出

(4)式で求めた回路全体の Z パラメータから、特性インピーダンスを定義して、S パラメータを求める[5]。まず、特性インピーダンスの行列を(5)式に定義する。

$$[Z_0] = \begin{bmatrix} Z_0 & 1 \\ 1 & Z_0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

(5)式の平方根をとり、逆行列を求める。

$$[\sqrt{Z_0}]^{-1} = \begin{bmatrix} \sqrt{Z_0} & 1 \\ 1 & \sqrt{Z_0} \end{bmatrix}^{-1} = [\sqrt{Y_0}] \dots\dots (6)$$

(6)式を(4)式の両側からかける。

$$[\sqrt{Y_0}][Z][\sqrt{Y_0}] = [\hat{Z}] \dots\dots\dots (7)$$

(7)式を利用して、S パラメータを求める。

$$[S] = \left\{ [\hat{Z}] + [1] \right\}^{-1} \left\{ [\hat{Z}] - [1] \right\} \dots\dots\dots (8)$$

求めた S パラメータより、効率 η は(9)式で表わされる。

$$\eta = |S_{21}|^2 * 100[\%] \dots\dots\dots (9)$$

3.5 内部抵抗の算出

理論式を実験と対応付けるために、アンテナの内部抵抗の値を求める。伝送を行う周波数が 15MHz 付近のため、表皮効果も考慮する。表皮の深さ δ は(10)式で表わせる[6]。

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} \dots\dots\dots (10)$$

ここで μ は透磁率、 ω は角周波数、 ρ は銅の抵抗率である。抵抗率は、実際に利用したアンテナを実測した抵抗値から算出した。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(11)式と近似でき、内部抵抗の値 R は線の長さ l を利用して(12)式と表わせる。

$$A = 2\pi a \delta \dots\dots\dots (11)$$

$$R = \rho \frac{l}{A} \dots\dots\dots (12)$$

3.6 線間容量の算出

理論式を実験と対応付けるために、実験で利用した共振用アンテナの線間容量の値を求める。このアンテナは複数回の巻数のあるループアンテナなので、線間容量が存在する。しかし、線間容量の値は実測では直接求めることができない。そこで、共振条件を満たすキャパシタンスの理論値と実験値の差を線間容量の値として利用した。

3.7 相互インダクタンスの算出

相互インダクタンスをノイマンの公式を利用して求める[7]。相互インダクタンスは距離に依存する値となるので、理論計算と回路シミュレーションでは、この値を変化させることにより距離に対する依存性を計算した。

$$L_m = N_1 N_2 \frac{\mu}{2} \int_0^{2\pi} \frac{r_1 r_2 \cos\theta d\theta}{\sqrt{r_1^2 + r_2^2 + d^2 - 2r_1 r_2 \cos\theta}} \dots\dots (13)$$

ここで、 $N_1 N_2$ はそれぞれ送受信アンテナの巻数、 $r_1 r_2$ はループアンテナの半径である。伝送距離は d で表わされ、これはアンテナの中心と中心の距離を示す

4. 評価

本章では、前章で構築した理論式、回路シミュレーターを使ったシミュレーション、伝送実験の3つの方法を利用し、すべての方法で同じ条件における伝送距離と電力効率の関係を求めた。また、送受信アンテナが同じ大きさである対称形と、受信の半径が送信アンテナの半径に比べ小さい非対称形の場合の2つのパターンで評価を行った。まず、実験の概要を示し、その後、3つの方法で距離と効率の関係を明らかにする。

4.1 実験方法

実験の構成を図5に示す。左側が送信アンテナ、右側が受信アンテナである。測定にはネットワークアナライザを利用した。ネットワークアナライザのポート1に送信アンテナ、ポート2に受信アンテナをそれぞれ接続し、S21を測定することにより、効率を算出し、実験による距離と効率の関係とした。

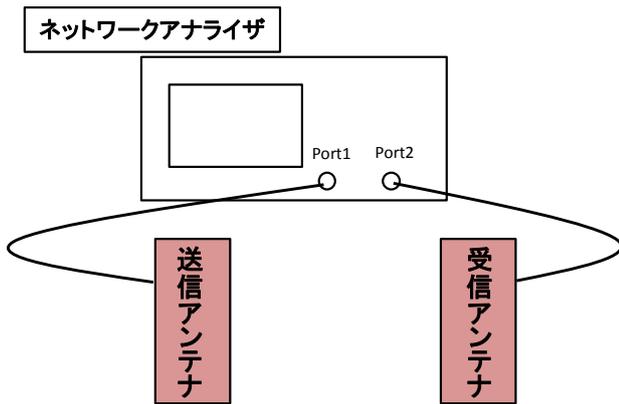


図5 実験の構成

4.2 実験で利用したアンテナ

実験で利用したアンテナを図6に示す。図6-1はネットワークアナライザに直接接続する1巻のループアンテナである。図6-2は共振用のアンテナで、アンテナの端と端で可変コンデンサが接続されている。可変コンデンサの値を調節することによって所望周波数での通信を行った。アンテナが対象形の実験は図5のように、同じものを2組利用した。図6-3は非対称形の実験で利用したアンテナである。一番左の1ループがネットワークアナライザに直接つながる1巻アンテナで、その他が共振アンテナとなる。一体型となっているが、1巻アンテナと共振アンテナは直接つながっていない。



図6-1 1巻アンテナ



図6-2 共振用アンテナ

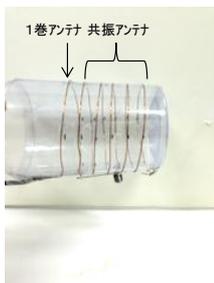


図6-3 非対称形実験用アンテナ

4.3 評価結果

理論計算と回路シミュレーションで利用する、実験に対応した諸元を表1に示す。内部抵抗、線間容量、相互インダクタンスの値は、3章で構築した理論から、実験で測定したデータを使って求めた。アンテナが対称形および非対称形の場合それぞれに対し、3つの方法で求めた伝送距離と効率の関係を図7に示す。

表1 諸元

		対称	非対称			
アンテナ	送信	ループ部	巻数: N_1	1[巻]		
			半径: r_1	9[cm]		
			インダクタンス: L_1	1.4[μ H]		
			内部抵抗: R_1	0.17[Ω]		
		共振部	巻数: N_2	5[巻]		
			半径: r_2	9[cm]		
			インダクタンス: L_2	6.8[μ H]		
			キャパシタンス: C_2	20.4[pF]		
	受信	共振部	内部抵抗: R_2	0.86[Ω]		
			線間容量 C_{12}	1.6[pF]		
			共振部	巻数: N_3	5[巻]	5[巻]
				半径: r_3	9[cm]	3[cm]
				インダクタンス: L_3	6.8[μ H]	1.7[μ H]
			キャパシタンス: C_3	20.3[pF]	81[pF]	
内部抵抗: R_3	0.86[Ω]	0.29[Ω]				
線間容量 C_{13}	1.6[pF]	1[pF]				
ループ部	巻数: N_4	1[巻]	1[巻]			
	半径: r_4	9[cm]	3[cm]			
	インダクタンス: L_4	1.4[μ H]	0.35[μ H]			
	内部抵抗: R_4	0.17[Ω]	0.06[Ω]			
銅線の太さ		0.5[mm]				
相互インダクタンス	送信側: L_{m12}	2.1[μ H]				
	受信側: L_{m34}	2.1[μ H]				
負荷抵抗: Z_0		50[Ω]				
共振周波数: f_0		13.5[MHz]				
伝送距離		0.15~2[m]				

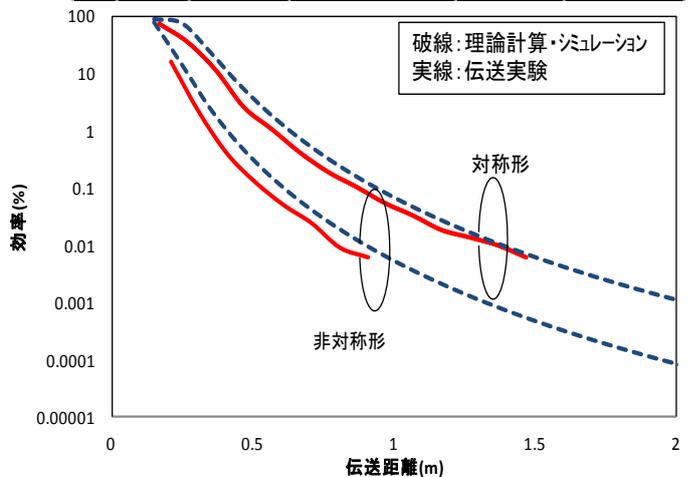


図7 伝送距離と効率の関係

図より、対称形、非対称形ともに、理論計算がシミュレーションと一致し、実験ともよく一致していることがわかる。実験のグラフが理論計算に比べ短いのは、実験で利用するネットワークアナライザの測定限界があるためである。この結果により、3章で構築した距離に対する効率を求める理論計算は妥当であると考えられる。

5. まとめ

磁気結合共振型無線電力伝送の研究はさまざまところで盛んに行われているが、マサチューセッツ工科大学が最初に発表した中継用共振器を用いた形でのわかりやすい距離と効率の関係は未だ発表されていない。本研究ではシステムの等価回路から二端子対回路の計算法を用いて伝送距離と電力伝送効率の関係の理論式を示した。構築した理論式、回路シミュレーション、および伝送実験の3つの方法により同条件での伝送距離と電力伝送効率の関係を求め、理論計算と実測の一致により、この理論式の妥当性も明らかになった。

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] Takehiro Imura, Yoichi Hori, "Detemination of Limits on Air Gap and Efficiency for Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling by Using Equivalent Circuit", IEEJ Trans. IA, Vol.130, No.10, pp1169-1174, 2010
- [3] Ikuo Awai, "BPF Theory- Based Design Method for Wireless Power Transfer System by Use of Magnetically Coupled Resonators", IEEJ Trans. EIS, Vol.130, No.12, 2010
- [4] 中村福三, 千葉明, "電気回路基礎論", 朝倉書店, 1999.
- [5] 中村将光, "マイクロ波工学・基礎と原理-", 森北出版, 1975
- [6] 阿部英太郎, "マイクロ波", 東京大学出版会, 1983
- [7] 高橋秀俊, "電磁気学", 裳華房, 1959

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
関口 直哉, 榎田 洋太郎, "UHF パッシブ RFID タグにおける電磁共鳴を用いた給電方式の研究", The 7th Tokyo Young Researchers Workshop, 発表番号 45 番, 2010 年 11 月 22 日
関口 直哉, 榎山 青吾, 榎田 洋太郎, "中継用共振器を用いた磁気結合共振器型無線電力伝送における電力効率の距離依存性," 電子情報通信学会総合大会, Mar. 2013 (発表予定)