

磁界共振結合におけるインピーダンス変換素子を用いた伝送距離と効率の向上に関する研究

加藤 昌樹* 居村 岳広
内田 利之 堀 洋一 (東京大学)

Study on Improvement of Efficiency of Magnetic Resonant Coupling Using Impedance Conversion Device

Masaki Kato*, Takehiro Imura

Toshiyuki Uchida, Yoichi Hori (The University of Tokyo)

The main point of the characteristics of wireless power transfer using magnetic resonant coupling is high efficiency even at large airgaps. We know that it has relation to characteristic impedance. We analyze this relation using impedance conversion devices. The analysis is verified by simulation experiment.

キーワード：ワイヤレス, 電力伝送, 共振, 磁界結合, エアギャップ
(wireless, power transfer, resonance, magnetic coupling, air gap)

1. 初めに

近年のワイヤレス電力伝送技術の進歩は目覚ましく、その注目も高まっている。ワイヤレス電力伝送で重要な点は、大きいエネルギーを長距離で高効率に伝送することである。(Fig. 1 参照)

ワイヤレス電力伝送で電磁界を利用するものとして、マイクロ波送電、電磁界結合、電磁誘導の3つがある。このうち、電磁界結合は磁束のみの結合でなく、電磁界共鳴現象を利用するものであり、この方法は電磁誘導より大きい伝送距離で、高い伝送効率を確保することができる。

電磁界共振結合において、エアギャップを変化させた場合の伝送効率の周波数特性変化は Fig. 2 のようになる。磁界共振結合において、任意のエアギャップ、負荷インピーダンスでの効率の周波数特性について、電磁界解析と等価回路で求められる数式により導いている^(1~2)。

従来、伝送効率を測定する機器の都合上、特性インピーダンスを $50\ \Omega$ としていたが、これを変化させることにより、大きいギャップの場合で効率を改善できる可能性があることが示されている。本稿では、この資料に基づき実際に特性インピーダンスを変化させ、任意のギャップで最大効率が実現できることを実験により検証する。

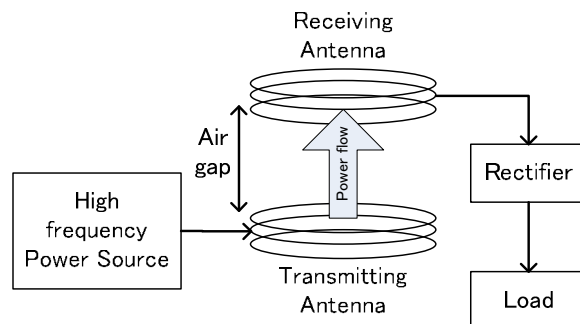


図1 非接触電力伝送の概略図

Fig.1 Outline of wireless power transfer

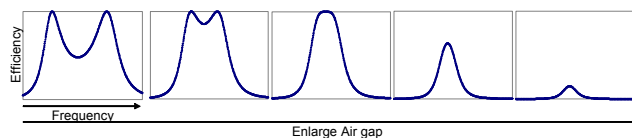


図2 エアギャップが変化した場合の周波数特性の推移

Fig.2 Frequency characteristic of changing airgap

2. 磁界共振結合・等価回路について

電磁共鳴方式によるワイヤレス電力伝送は 2006 年に発表された⁽³⁾。理論説明は「モード結合理論」によって行われているが、それを等価回路によって表わし、解析を容易にすることが可能である^(1~2)。(Fig. 3 参照)。

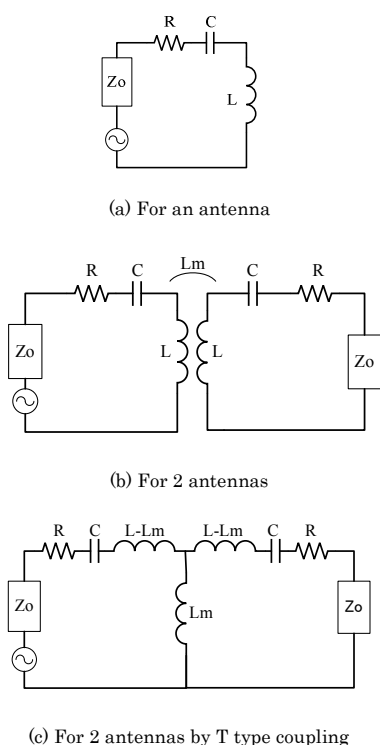


図 3 等価回路

Fig.3 Equivalent circuit of magnetic resonant coupling

上記等価回路より、効率等、各数式は以下のように表わされる。 L_m はギャップによって変化する値である。

$$S_{21}(\omega) = \frac{2jL_m Z_0 \omega}{L_m^2 \omega^2 + \left\{ (Z_0 + R) + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \right\}^2} \dots (1)$$

$$\eta_{21}(\omega) = |S_{21}|^2 \times 100 \dots (2)$$

ここで、 S_{21} は順方向伝達係数を、 η_{21} は伝送効率を表わす。

3. インピーダンス変換について

〈3・1〉 特性インピーダンスの変換方法

通常、伝送効率の測定にはベクトルネットワークアナライザを使用する。この場合、負荷インピーダンスは 50Ω 固定となり、変更はできない。また、抵抗追加での対応では損失があり、測定値に影響が現れる。そこで、変成器を使用したインピーダンスの変換を行う。

Fig. 4 の様な変成器の 2 次巻き線側に抵抗 r を接続した場合を考える。鉄損、銅損等、変成器による損失が存在しないと考えた場合、1 次側、2 次側のそれぞれ電圧、電流、まき数の関係は式(3)となる。ここで、 N_1, N_2 は、それぞれ 1 次側、2 次側の巻き線数、 V_1, V_2 は電圧、 I_1, I_2 は電流である。

次に、この場合の 1 次巻き線側からみたインピーダンス R_{in} を考える。このインピーダンスは 1 次側の電圧、電流の比で表わされる。その比に式 (3) を代入すると、式 (4) が得られ、つまりは、まき数比の 2 乗に、2 次側の負荷インピーダンスをかけたものにインピーダンス変換されることが分かる。

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} \dots (3)$$

$$R_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 r \dots (4)$$

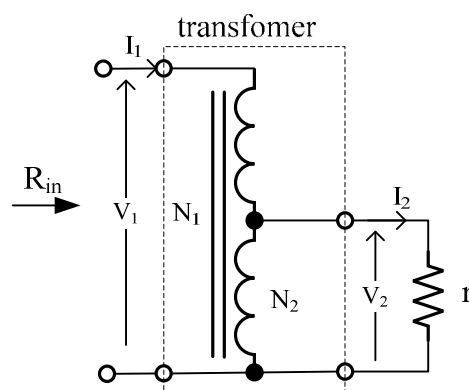


図 4 変成器を利用したインピーダンス変換の原理

Fig. 4 Principle of impedance conversion by transformer

〈3・2〉 インピーダンス変換器の特性について

今回実験で使用するインピーダンス変換用変成器の巻き数比 $N_1 : N_2$ は $20 : 10$ とした。すると、式(4)から、インピーダンス変換比は $4 : 1$ となり、2 次側に 50Ω を接続した場合、変換器入力から見たインピーダンスは 12.5Ω となる。

変換器は低損失であることが要求される。損失は、巻き方、磁性体の形状、材料、ワイヤの抵抗が関係する。今回は低損失になるよう、ドーナツ形状の鉄心に比透磁率 $\mu = 125$ の磁性体を使用、直径 0.3mm のポリウレタン線を使用した (Fig. 5 参照)。



図 5 実験で使用する変成器の形状
Fig. 5 Transformer used in the experiment

次に、インピーダンス変換器の特性を確認する。ネットワークアナライザを使用した特性評価方法を示す (Fig. 6 参照)。この方法により、変換器 2 個分の損失が測定できる。今回作成した変換器の測定結果を示す (Fig. 7 参照)。実験に関係のある 14~18MHz においての変換機 2 個分の損失は、80~90% となり、ほぼ満足のできる値である。

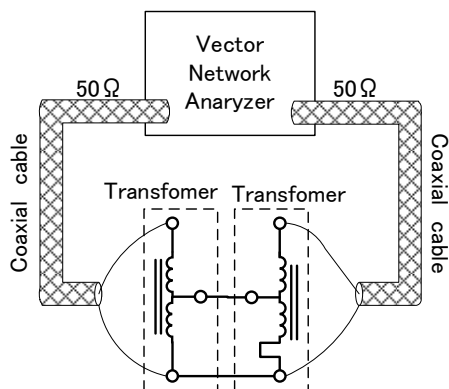


図 6 変換器特性評価の接続図
Fig.6 Evaluation of impedance conversion device

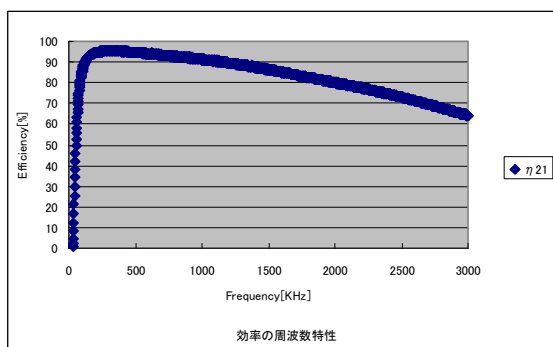


図 7 変換器 2 個分の損失
Fig.7 Loss of impedance conversion device (2 piece)

4. 実験

〈4.1〉実験方法について

Fig. 8 の様にネットワークアナライザを接続し、ギャッ

プを変化させ、伝送効率の測定を行う。これを $Z_0=50\Omega$ の場合と、 $Z_0=12.5\Omega$ の場合で行う。 $Z_0=50\Omega$ の場合は、インピーダンス変換器を使用せずに測定を行う。

アンテナは、中央給電タイプで、直径 30cm、巻き数 5turns、ピッチ 5mm である。

計算値は、式(1)を利用した。各定数は Table 1 の通りである。

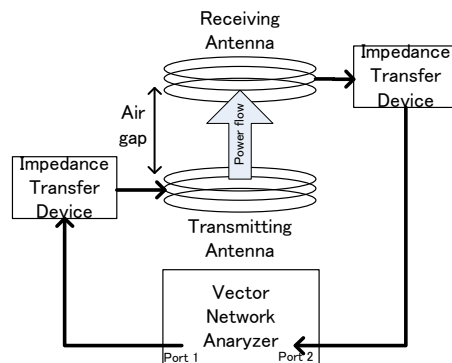


図 8 伝送効率の測定
Fig. 8 Measurement of transmission efficiency



図 9 送信、受信アンテナ
Fig. 9 Transmitting and receiving antennas

表 1 計算値算出のための各定数

Table 1 Parameter for calculation

air gap	L	C	R	Lm
10cm	$10\mu\text{H}$	10.15pF	1Ω	$1.35\mu\text{H}$
15 cm				$0.9\mu\text{H}$
20 cm				$0.5\mu\text{H}$
30 cm				$0.25\mu\text{H}$
40 cm				$0.06\mu\text{H}$

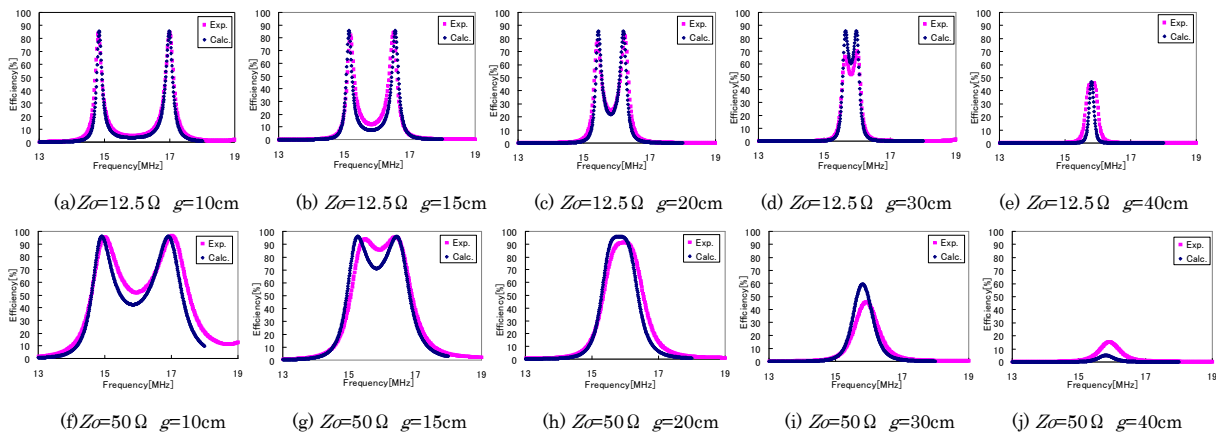


図 10 特性インピーダンスの違いと効率の関係

Fig. 10 Efficiency under various airgaps and characteristic impedance

〈4・2〉実験結果・考察

測定結果と計算値のグラフを Fig. 10 に示し、各場合の効率の最大値を Table 2 にまとめた。

表 2 最大効率の比較

Table 2 Maximum efficiency

air gap	characteristic impedance			
	50 Ω		12.5 Ω	
	calc.	exp.	calc.	exp.
10cm	96.1%	96.4%	85.7%	84.7%
15cm	96.1%	95.5%	85.7%	84.3%
20cm	96.0%	91.4%	85.7%	82.3%
30cm	59.5%	45.5%	85.7%	70.1%
40cm	5.1%	35.7%	46.7%	46.0%

まず、計算値と実験値のグラフはほぼ一致しており、等価回路による数式と計算用の各定数が正しいことを示している。

特性インピーダンスと効率の関係について、表 2 をみると、エアギャップが 10cm～20cm の部分では、 $Z_0=50\Omega$ の場合は伝送効率が高いが、それ以上のエアギャップでは、 $Z_0=12.5\Omega$ である方が伝送効率が高いことがわかる。

5. まとめ

文献(1)によって示された電磁界解析の結果について実験による検証を行い、結果が解析の結果とほぼ同様になることを示した。特性インピーダンスを低くすると、高いギャップの場合でも高効率で電力伝送が可能であることを実験によって示した。

通常の変成器であると、まき数比の関係により一定のインピーダンス変換比になり、連続的に変換することができない。任意のギャップで最大効率を目指す場合、何らかの方法で特性インピーダンスを直線的に変化させる方法が必

要である。

文 献

- (1) 居村 岳広, 岡部 浩之, 内田 利之, 堀 洋一: “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”, 電学論D, Vol. 130, No. 1, pp.84-92 (2010)
- (2) 居村 岳広, 岡部 浩之, 内田 利之, 堀 洋一: “共振時の電磁界結合を利用した位置ずれに強いワイヤレス電力伝送”, 電学論D, Vol. 130, No. 1, pp.76-83 (2010) .
- (3) Aristeidis Karalis, et.al.: “Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer”, Annals of Physics, Vol.323, pp.34-48 (2008-1)