

磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送における クロスカップリングキャンセリング法の提案

正員 居村 岳広*

Cross-Coupling Canceling Method for Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling

Takehiro Imura*, Member

The phenomenon of cross coupling between coils is a widely discussed subject in various fields. In communication technology, for example, the resonator is used as a filter. Cross coupling affects the filter characteristic and therefore should be eliminated. The earlier studies, however, are either not applicable to wireless power transfer or lack a detailed treatment of wireless power transfer efficiency. Papers that do mention the undesirable effects of cross coupling on wireless power transfer characteristics do not provide an analysis of how cross coupling affects the transfer efficiency. In this study, we analyzed the effects of cross coupling on the overall efficiency, with a detailed comparison of the results with and without cross coupling. We discovered that at the resonant frequency, as the cross coupling increases, the frequency shift also increases, which causes the efficiency to deteriorate. From this result, we proposed four ideas for efficiency improvement. Among them, the frequency tracking method is most useful for efficiency improvement when the operating frequency is variable. When the operating frequency is fixed, the cross-coupling canceling method can be used to achieve maximum efficiency at the resonant frequency. We also discovered that load value optimization is not needed in the frequency tracking method because the simple tracking method can provide sufficient efficiency improvement.

キーワード：複数給電，最適化，ワイヤレス電力伝送，磁界共鳴，クロスカップリング，クロスカップリングキャンセリング

Keywords : multiple fed, optimization, wireless power transfer, magnetic resonance coupling, cross coupling, CCC

1 はじめに

近年，磁界共振結合（磁界共鳴）によるワイヤレス電力伝送に対する期待が高まっている^{(1) - (3)}。この技術は，大きなエアギャップと位置ずれ⁽⁴⁾を許容でき，高効率の電力伝送を可能とする技術である。これまでに，等価回路化の提案⁽⁵⁾や効率最大化の提案⁽⁶⁾動作周波数の拡大⁽⁷⁾，中継コイルなどの発表⁽⁸⁾がなされている。この技術は，様々なところに適応できるとされ，電気自動車へのワイヤレス給電⁽⁹⁾や走行中の電気自動車へのワイヤレス給電⁽¹⁰⁾，家庭内の家電へのワイヤレス給電⁽¹¹⁾など，幅広い検討がされている。ワイヤレス電力伝送のターゲットとしては，送受コイルは1対1だけでなく，1対多も含まれる^{(12)・(13)}。その場合，中継コイルや複数の受電コイル間にはクロスカップリング（飛び越し結合）が生じる場合がある。このコイル

間のクロスカップリングの影響については，電力伝送技術に限らずフィルタ設計などでも取り上げられており，クロスカップリングによる影響を考慮した設計法⁽¹⁴⁾やクロスカップリングの抑制法⁽¹⁵⁾の提示などがある。また，電力伝送においては，クロスカップリングの有無によって周波数特性の変化に影響を及ぼすという報告⁽⁸⁾や，クロスカップリングを考慮したインピーダンスマッチングと任意電力の配分⁽¹⁶⁾，また，クロスカップリングを考慮した周波数追従制御による最大効率化⁽¹⁷⁾，クロスカップリングを考慮したインピーダンスマッチングによる最大効率化⁽¹⁸⁾などの報告がある。しかしながら，これら検討は共振周波数に限られていたり，クロスカップリングの影響があることを述べるに留まったり，影響があることを容認し，それを前提とした解決法を提示しているに過ぎない。この様に，電力伝送を行なうに当たって，クロスカップリングが効率に与える影響について詳細な検討をした報告はこれまでになく，その本質に迫っていない。つまり，クロスカップリングによって，原理的に効率は向上するのか，低下するのかという議

*東京大学大学院 新領域創成科学研究科
〒277-8561 千葉県柏市柏の葉 5-1-5
Graduate School of Frontier Sciences, The University of Tokyo
5-1-5 Kashiwanoha, Kashiwa, Chiba, 277-8561

論すらないので、クロスカップリングが総合効率に与える影響をまずは明確に示す必要がある。

そこで、本稿では、クロスカップリングが生じるための最小構成である送電コイル 1 個に対して受電コイル 2 個という構成において、受電コイル間でクロスカップリングが生じる場合と生じない場合における効率の変化を詳細に議論した上で、最大効率実現法、特にクロスカップリングキャンセリング (CCC: Cross-Coupling Canceling) 法を提示する。2 章では、今回想定しているシステムの全体像と実験条件を示す。3 章では、複数給電の効率式の導出を行なう。4 章では、クロスカップリングが効率に及ぼす影響を、理論と実験で示し、簡易な周波数追従法を提案する。5 章では、他励共振周波数における最大効率化に関して検討する。従来の抵抗値のみでの負荷最適化を提案し、その方法では限界があることを示す。6 章では、クロスカップリングキャンセリング法による他励共振周波数での効率最大化を提案し、その効果を検証する。7 章では、周波数追従法かつ負荷最適化を行ない、周波数特性のシフトした後のピークとなる周波数における最大効率化について提案し、その効果を検証する。8 章では、4~7 章での提案法の比較を行なう。9 章でまとめを述べる。

2 システム全体像と実験構成

クロスカップリングは様々な場面で生じる。その一例を Fig. 1 に示す。送電コイルを Tx, 受電コイルを Rx で表す。送電コイルと受電コイル間に生じる主要な結合ではなく、受電コイル間に生じる結合をクロスカップリングと本稿では呼ぶことにする。送受電コイル間の相互インダクタンスを L_m , 受電コイル間のクロスカップリングによる相互インダクタンスを L_c とする。クロスカップリングは、コイル間の距離が近い場合、様々なところで生じるが、その現象を明確にするため、Fig. 2 の様に送電コイル 1 個、受電コイル 2 個という、クロスカップリングが生じるための最小構成を持って検討する。様々な場面でのクロスカップリングに対していえる現象を本稿では扱うが、Fig. 2 は机の下に送電コイルを設置し、机の上の 2 つの隣接するモバイル機器へワイヤレス給電を行なっている事などに対応する。受電コイル間の結合が非常に弱い場合は、クロスカップリングは無視できるが、受電コイル間の結合が強くなった場合における効率への影響の解明が不可欠である。

本稿では、クロスカップリングの影響を式の上でも確認するため、定式化できる範囲で議論する。そのため、受電コイルが複数あっても送受電間の相互インダクタンス L_m 一定とし、受電コイル間のクロスカップリング L_c も一定とする範囲内で議論する。

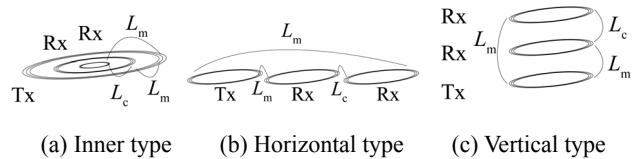


Fig. 1. Various type of cross coupling



Fig. 2. Proposal configuration of resonators (one transmitting coil and two receiving coils)

Fig. 3 に 2 つの送電コイルと受電コイルを示す。共振周波数は送受共に 200kHz であり、共振周波数で動作させる。Fig. 3(a)の送電コイルは 1200mm×250mm である。巻数は 5 巻、線の太さは半径 1.0mm の銅線、外付けのコンデンサで共振させるショートタイプ⁽¹⁹⁾である。2 つある受電側共振については、同じ形状のコイルを使用し、半径 50mm とする。巻数は 10 巻、線の太さは半径 0.5mm の銅線を使用し、2 層構造であり、層間距離 $ph = 10.0$ mm である。こちらも、外付けのコンデンサで共振させるショートタイプである。送電コイルと受電コイルのパラメータを Table 1 に示す。 $n = 1$ は送電コイルに関わるパラメータで、 $n = 2, 3$ が受電コイルのパラメータである。受電コイルは同じ構成なので、 $n = 2$ と $n = 3$ での差異はない。

lx, ly はコイルの横と縦の長さ、 p はピッチ、 ph は層間の幅、 a は線の太さの半径であり、送電側コイルの自己インダクタンスと外付けコンデンサと内部抵抗と Q 値をそれぞれ L_1, C_1, r_1, Q_1 で表し、受電側コイルの自己インダクタンスと外付けコンデンサと内部抵抗と Q 値を L_n, C_n, r_n, Q_n で表す。受電コイルの配置パラメータを Fig. 4 に示す。受電コイルの位置を x で表すときは、受電コイルの中央の位置を示す。結合係数 k と送電コイル L_1 と受電コイル L_n の相互インダクタンス L_m の関係は式(1)となる。

$$k = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_n}} \quad (1)$$

各受電コイルに接続される負荷の値を同じとする。現実には、クロスカップリングの影響や、配置場所による送電コイルとの結合係数は一定でない。そのため、個別に負荷の値を調整する方法もあるが、数式が煩雑になり、クロスカップリングが増えた場合の現象や原理を示すことが困難であるため、今回は同じ値に統一した最適負荷の値を使用する。

実験構成を Fig. 5 に示す。測定はアジレントテクノロジー社製ベクトルネットワークアナライザ (VNA: Vector Network Analyzer) E5061B で行い、散乱行列である S パラメータを測定する⁽²⁰⁾。そして、 S パラメータからインピーダンス行列の Z パラメータへ変換を行なって、任意の負荷を

接続した時の効率を算出する。回路の S パラメータが得られれば、後は、四則計算で計算できるのは自明のことである。VNA が接続されていない受電コイルには、実際の抵抗を負荷として接続する。一方、VNA の Port は、内部には 50Ω が繋がっているが、内部ソフトにより任意の負荷を接続した時の効率に変換した値を出力できる⁽²⁰⁾。そのため、VNA が接続されていない受電コイル側の抵抗負荷と同じ値となる負荷が Port2 側に繋がっていることと等価になる。本稿では、反射が損失となるかどうかという議論を避けるため、電力伝送効率は η で表し、 $\eta = P_{out} / P_m = \eta_{21} / (1 - \eta_{11})$ とし、波長が十分長い場合で取り扱われるように、反射波を損失としない、この η の式で評価している。 P_{out} は負荷で消費される電力、 P_m は入力電力、 η_{21} は S_{21} の絶対値の自乗であり、 η_{11} は S_{11} の絶対値の自乗である。Fig. 6 に実験で使用したコイルの写真を示す。

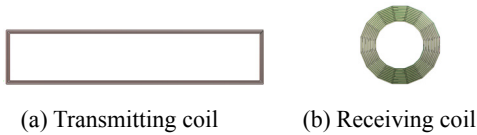


Fig. 3. Coils

Table 1 Parameter of transmitting and receiving coils

Transmitting resonator1		Receiving resonator	
$l_x \times l_y$ [mm]	1200×250	radius [mm]	50
turns	5	turns	10
a [mm]	1.0	a [mm]	0.5
p [mm]	4.0	p [mm]	2.0
L_1 [uH]	54.94	ph [mm]	10.0
C_1 [nF]	11.53	L_n [uH]	36.28
r_1 [ohm]	0.41	C_n [nF]	17.45
Q_1	168.15	r_n [ohm]	0.29
		Q_n	158.60

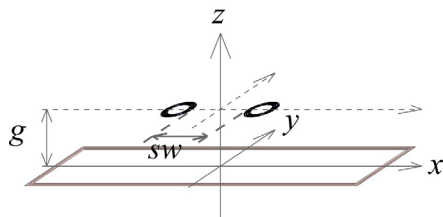


Fig. 4. Arrangement of coils

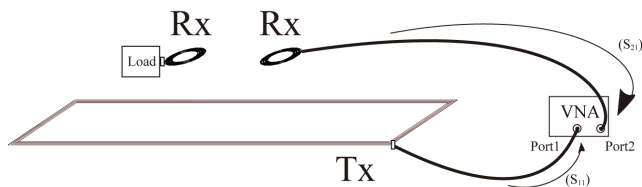
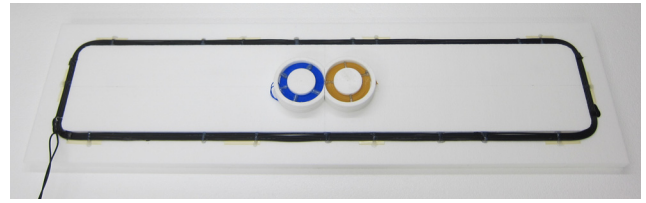
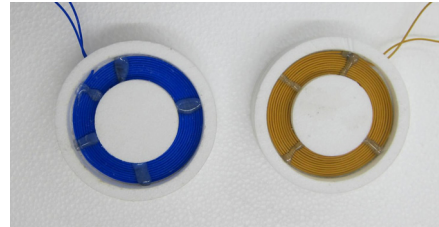


Fig. 5. Experimental setup



(a) Transmitting coil and receiving coils



(b) Receiving coils

Fig. 6. Picture of coils used in experiment

3 複数給電の効率の式の導出

本章では、複数負荷における電力伝送の効率の式を導出する。複数負荷における等価回路をFig. 7に示す。この時の、全ての箇所におけるクロスカップリングを考慮した自己インダクタンスと相互インダクタンスは、式(2)のようになる。受電コイル間の相互インダクタンス L_{23} がここではクロスカップリングに相当するので、 L_c と記載している。

各コイルの負荷を除いた箇所のインピーダンスを Z で表し、その時の電圧 V と電流 I は、それぞれ式(3)、式(4)となる。それら関係は式(5)で表される。その際、電圧 V の各要素は式(6)となり、コイル、コンデンサ、内部抵抗で生じる電圧の関係は式(7)~(9)となる。式(6)に式(7)~(9)を代入すると式(10)が得られる。

一方、各コイルに接続される負荷の電圧は式(11)で表される。よって、式(12)の様にまとめて表すことが出来る。式(13)で入力電力 P_1 と各負荷で消費される電力 P_2, P_3 が求まる。以上より、各負荷での効率 η_{21}, η_{31} は 式(14)となり、総合効率 η は式(15)となる。

また、他励共振周波数 $f = f_0$ で動作させることを目的にする場合、自己インダクタンス L_n によるリアクタンスとキャパシタンス C_n によるリアクタンスは式(16)の様に、互いに打ち消し合うので、式(17)に集約される。本稿では、クロスカップリングなどの影響を受ける前の、自己インダクタンスと、コンデンサのキャパシタンスによって作られる共振周波数を、他励共振周波数と呼ぶことにする。よって、式(18)の様にまとめて表すことが出来る。以上が、複数給電における効率を導出する一般式であり、次章ではこれを用いて検証する。

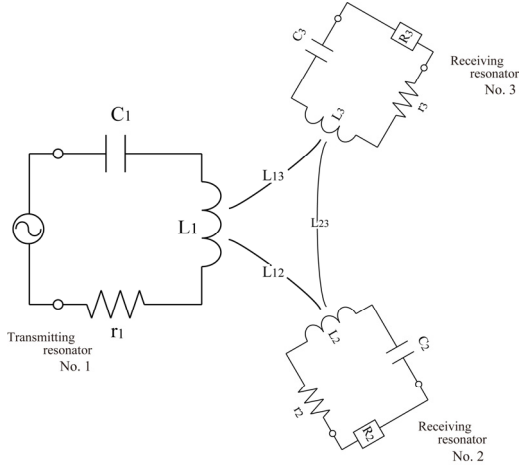


Fig. 7. Equivalent circuit of multiple receiving coils considering cross coupling

$$[\mathbf{L}] = \begin{bmatrix} L_1 & L_{12} & L_{13} \\ L_{12} & L_2 & L_c \\ L_{13} & L_c & L_3 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$[\mathbf{Z}] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$[\mathbf{V}] = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{I}] = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$[\mathbf{V}] = [\mathbf{Z}][\mathbf{I}] \quad (5)$$

$$\begin{cases} V_1 = V_{L1} + V_{C1} + V_{r1} \\ V_2 = V_{L2} + V_{C2} + V_{r2} \\ V_3 = V_{L3} + V_{C3} + V_{r3} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} V_{L1} = j\omega L_1 I_1 + j\omega L_{12} I_2 + j\omega L_c I_3 \\ V_{L2} = j\omega L_{12} I_1 + j\omega L_2 I_2 + j\omega L_c I_3 \\ V_{L3} = j\omega L_{13} I_1 + j\omega L_c I_2 + j\omega L_3 I_3 \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} V_{C1} = \frac{1}{j\omega C_1} I_1 \\ V_{C2} = \frac{1}{j\omega C_2} I_2 \\ V_{C3} = \frac{1}{j\omega C_3} I_3 \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} V_{r1} = r_1 I_1 \\ V_{r2} = r_2 I_2 \\ V_{r3} = r_3 I_3 \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} V_1 = j\omega L_1 I_1 + j\omega L_{12} I_2 + j\omega L_{13} I_3 + \frac{1}{j\omega C_1} I_1 + r_1 I_1 \\ V_2 = j\omega L_{12} I_1 + j\omega L_2 I_2 + j\omega L_c I_3 + \frac{1}{j\omega C_2} I_2 + r_2 I_2 \\ V_3 = j\omega L_{13} I_1 + j\omega L_c I_2 + j\omega L_3 I_3 + \frac{1}{j\omega C_3} I_3 + r_3 I_3 \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} V_1 : \text{const.} \\ V_2 = -I_2 R_2 \\ V_3 = -I_3 R_3 \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & j\omega L_{12} & j\omega L_{13} \\ j\omega L_{12} & r_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_2 & j\omega L_c \\ j\omega L_{13} & j\omega L_c & r_3 + j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C_3} + R_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{cases} P_1 = \text{Re}\{V_1 \bar{I}_1\} \\ P_2 = P_{R2} = \text{Re}\{V_2 (-\bar{I}_2)\} \\ P_3 = P_{R3} = \text{Re}\{V_3 (-\bar{I}_3)\} \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} \eta_{21} = \frac{P_2}{P_1} \\ \eta_{31} = \frac{P_3}{P_1} \end{cases} \quad (14)$$

$$\eta = \eta_{21} + \eta_{31} \quad (15)$$

$$j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} = 0 \quad (16)$$

$$\begin{cases} V_1 = j\omega L_{12} I_2 + j\omega L_{13} I_3 + r_1 I_1 \\ V_2 = j\omega L_{12} I_1 + j\omega L_c I_3 + r_2 I_2 \\ V_3 = j\omega L_{13} I_1 + j\omega L_c I_2 + r_3 I_3 \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 & j\omega L_{12} & j\omega L_{13} \\ j\omega L_{12} & r_2 + R_2 & j\omega L_c \\ j\omega L_{13} & j\omega L_c & r_3 + R_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (18)$$

4 クロスカップリングの影響確認と周波数

追従法 (提案 A)

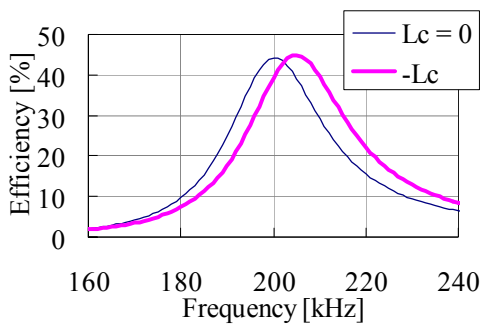
クロスカップリングの影響を確認するために、クロスカップリングがない時 ($L_c = 0$) とクロスカップリングがある時 ($L_c = 1593.2$ nH, $sw = 3$ mm) の数値計算で求めた周波数-効率曲線をFig. 8に示す。負荷の値は、クロスカップリングがない時かつ他励共振周波数 $f_0 = 200$ kHz において最大効

率となるように最適化した値 $R_{opt} = 2.55 \Omega$ を使用している。 R_{opt} は後述する式(20)を使用して求めた。

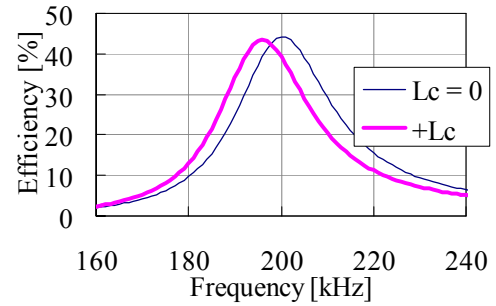
Fig. 8(a)には、クロスカップリングがマイナスの時、Fig. 8(b)にはクロスカップリングがプラスだった場合を示す⁽⁸⁾。いずれの場合も、クロスカップリングが無い場合に対して周波数がシフトしていることが分かる。本稿の構成では、クロスカップリングがマイナスなので、周波数は高い方にシフトする。実験の測定結果をFig. 9に示す。一方、クロスカップリングがプラスで結合する場合は、Fig. 8(b)の様に、周波数は低い方にシフトする。

他励共振周波数 $f_0 = 200 \text{ kHz}$ に注目すると、周波数特性のシフトによって、効率が低下してしまっている。次章で詳細に検証するが、 $sw = 3 \text{ mm}$ の時で、4.3%の効率悪化である。ワイヤレス電力伝送を行なう場合、電波法との兼ね合いで容易に周波数を変えることは出来ないことが多いので、他励共振周波数 f_0 における効率悪化は問題となる。

クロスカップリングがない時の $f_0 = 200.00 \text{ kHz}$ における効率は、44.121%である。一方、クロスカップリングがマイナスの時のピークの周波数 $f_p = 204.91 \text{ kHz}$ における効率は44.919%である。また、クロスカップリングがプラスの時のピークとなる周波数 $f_p = 196.00 \text{ kHz}$ における効率は43.402%である。クロスカップリングがマイナスの時のピーク時の効率が、クロスカップリングがプラスの時のピーク時の効率より高い理由は、本検討においては、周波数が増加した際に、内部抵抗の増加を考慮しておらず、内部抵抗を一定としているため、 Q 値が周波数が増えるほど大きくなることによって効率が向上するためである。現実の現象としては内部抵抗も増えるので、効率が良くなるか悪化するかは一概に言えない。これ以降は、特に断りが無い場合は、本提案の構成に則して、クロスカップリングがマイナスとして議論を進める。



(a) Negative mutual inductance of cross coupling (proposed configuration)



(b) Positive mutual inductance of cross coupling

Fig. 8. Effect of cross coupling

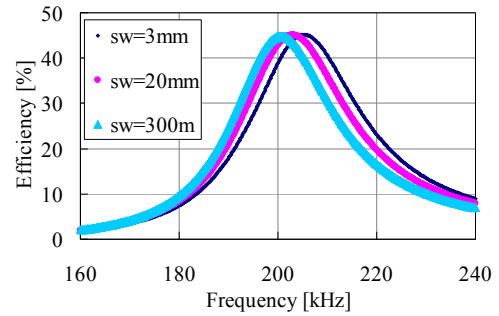


Fig. 9. Experimental result on effect of cross coupling

以上の様に、クロスカップリングによって他励共振周波数 f_0 での効率の低下は認められるが、クロスカップリングの本質は周波数特性のシフトであることが分かる。よって、他励共振周波数 f_0 で使用するのに比べ、周波数追従で最大効率となるピーク周波数 f_p で電力伝送を行えば容易に高効率が達成できることが分かる。これを提案 A とする。ただし、周波数トラッキングのみでは、ピーク周波数における最大効率となるべき最適負荷からはずれてしまうが、そのことを許容する。ここでの条件を整理すると、クロスカップリングが無い時点において f_0 で最適化した負荷のままでの周波数追従法ということになる。ここでは、これを簡易な周波数追従法と呼ぶことにし、かつ、提案 A とする。提案 A に関しては電源周波数を変化させるだけであるので、これ以上の検証は本稿では行なわない。7章と8章で厳密に最適化した他の方式と比較する。

5 負荷抵抗のみの最適化の限界 ($f = f_0$, 提案

B)

前章より、クロスカップリングの影響の本質は周波数特性のシフトであることが分かった。また、提案 A にあるように簡易な周波数追従法を用いれば高効率の電力伝送が可能であることも分かった。しかしながら、電力伝送においては、動作周波数が固定されていることも多い。そこで、5章と6章では周波数が固定された上での最大効率化を目指す。本5章では、従来から行なわれている、負荷のインピ

ーダンスの実数成分のみ、つまり抵抗の値の最適化による高効率化について検討する⁽⁶⁾。本方式を提案 B とする。クロスカップリングが生じていない従来の最適化においては、抵抗値の最適化のみという簡易な方法で最大効率を実現できている事もあり、最大効率が実現できればそのメリットは大きいですが、ここでは、その限界を示す。

まず、条件を整理する。本章の式は、他励共振周波数 f_0 での検討である。3章で求めた式は複数給電の一般式なので、本構成の条件に合わせて検討する。本構成においては、同じ高さでは、端以外では相互インダクタンス L_m はほぼ同じである。中央付近で検討することにより、クロスカップリングの L_c の有無の分だけ効率に与える影響を検証することが出来る。まず、受電コイル間のクロスカップリングが無視できるときは、式(2)は式(19)となり、それをを用いて算出した最大効率を η_a とする。またここで、送受電間距離がどの受電コイルでも等しいので、 $L_{12}=L_{13}=L_m$ とする。式(15)を負荷で微分して極大値を求め、最適負荷条件式を求めると式(20)となる。式(20)を効率 η_a の式(21)に代入することで最大効率が求まる。一方、クロスカップリングを考慮する場合の最大効率を η_b とする。クロスカップリングを考慮するので、式(2)を使用し、同様に、式(15)を負荷で微分して極大値を求め、最適負荷条件式を求めると式(22)となる。式(22)を、効率 η_b の式(23)に代入する事で最大効率が求まる。送受コイル間の相互インダクタンス L_m に対する、受電コイル間のクロスカップリング L_c の割合を α として式(24)の様に示す。 α を用いて、効率の式(23)を計算することで、クロスカップリングの影響を確認することが出来る。

また、クロスカップリングがない時の効率からクロスカップリングがある時の差分 $\delta\eta$ を式(25)の様に示す。つまり、 $\delta\eta$ はクロスカップリングの影響によって失う効率分である。式(20)と式(22)から分かるとおり、 $\omega^2 L_c^2$ の項の影響で最適負荷値はクロスカップリングの影響で若干増加することが分かる。一方、最大効率に関しては、式(21)と式(23)から分かるとおり、 $r_1 \omega^2 L_c^2$ の項の影響でクロスカップリングがあるときは効率が若干悪化する事が分かる。

$$[\mathbf{L}] = \begin{bmatrix} L_1 & L_{12} & L_{13} \\ L_{12} & L_2 & 0 \\ L_{13} & 0 & L_3 \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$R_{opt} = \sqrt{\frac{2r\omega^2 L_m^2}{r_1} + r^2} \quad (20)$$

$$\eta_a = \frac{2R\omega^2 L_m^2}{(r+R)(r_1 R + 2\omega^2 L_m^2 + r_1 r)} \quad (21)$$

$$R_{opt} = \sqrt{\omega^2 L_c^2 + \frac{2r\omega^2 L_m^2}{r_1} + r^2} \quad (22)$$

$$\eta_b = \frac{2R\omega^2 L_m^2}{(r+R)(r_1 R + 2\omega^2 L_m^2 + r_1 r) + r_1 \omega^2 L_c^2} \quad (23)$$

$$\alpha = \left| \frac{L_c}{L_m} \right| \quad (24)$$

$$\delta\eta = \eta_a - \eta_b \quad (25)$$

以下、送電コイルと受電コイルとの相互インダクタンス L_m を一定に保ったまま、クロスカップリングの L_c の変化について検討する。

〈5・1〉受電コイル間距離 sw 変化(エアギャップ g , 相互インダクタンス L_m 固定)

エアギャップを固定して ($g = 50\text{mm}$)、受電コイル間のギャップを変化させる。これは、送電コイルと受電コイルとの相互インダクタンス L_m を固定し、クロスカップリングの L_c の変化を確認することになる。Fig. 10(a)に結合が強い状態である、 $sw = 3\text{ mm}$ ($x = 51.5\text{mm}$) の時、Fig. 10(b)に結合が無視できる状態である、 $sw = 150\text{ mm}$ の時 ($x = 125\text{ mm}$) を示す。

これら相互インダクタンスの値やクロスカップリングの値は、理論式からは容易には計算できないため、今回は、電磁界解析結果と実験結果の比較をし、その一致を確認した上で、実験結果の値を用いて等価回路の理論計算を行なうこととする。そこで、実験結果 Exp. と電磁界解析結果 Sim. を Fig. 11 に示す。受電コイル間の距離とクロスカップリング L_c を Fig. 11(a) に、結合係数を Fig. 11(b) に示す。実験結果と電磁界解析結果の一致が確認出来る。電磁界解析はモーメント法で行なった。これ以降、全ての等価回路計算では、実験結果の値を利用している。また、本稿では、高さは固定とし、 $g = 50\text{ mm}$ とする。端を除き一定の高さにおいては、相互インダクタンス L_m は一定となるため、本稿では、実験で求めた $x = 0\text{ mm}$ の所における相互インダクタンス $L_m = 1498.3\text{ nH}$ を採用する。

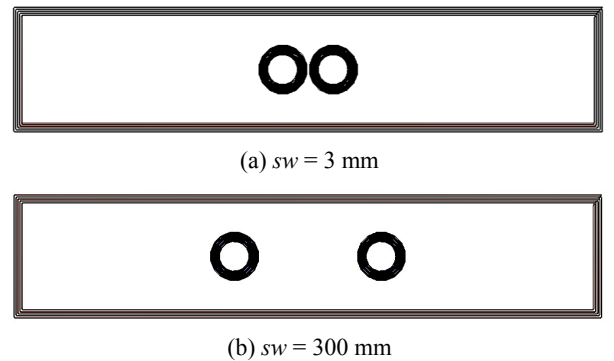


Fig. 10. Arrangement of receiving coils (a) $sw = 3\text{ mm}$ with cross coupling (b) $sw = 300\text{ mm}$ with minimum cross coupling

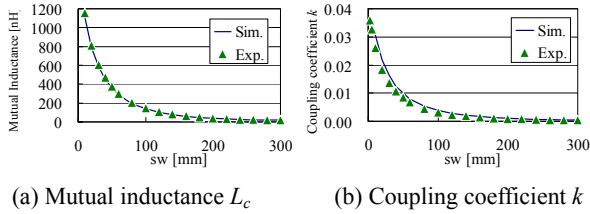


Fig. 11. Mutual inductance L_c caused by cross coupling between receiving coils

次に、効率について確認する。提案 B にあるように、式(22)は常に満たして検討する。つまり、コイル間距離 sw 変化に対する抵抗値による最適負荷は常に適応されている。送電コイルと受電コイルの相互インダクタンス L_m に対して、受電コイル間のクロスカップリングの相互インダクタンス L_c が効率に与える影響を横軸 α 縦軸 $\delta\eta$ で Fig. 12 に示す。これは理論式である式(24)と式(25)より求めた。クロスカップリングがない時、つまり、 $\alpha = 0$ の時が一番効率が良く、クロスカップリングの割合が増えてくると効率が悪化する。例えば、 $L_m = L_c$ の時、つまり、 $\alpha = 1$ の時には、効率が 3.92% 悪化する。

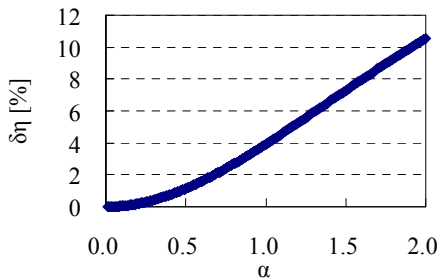


Fig. 12. Cross coupling effect on efficiency

この様に、クロスカップリングが強くなった際に α という指標を使って、提案 B の方法では効率が改善しきれないことが示せるが、より分かり易い具体的な例として、受電コイル間の距離 sw を変化させた場合の理論式の結果を Fig. 13 に示す。Fig. 13 では、クロスカップリングを無視して計算した場合の f_0 における効率、クロスカップリングを考慮した場合の f_0 における効率、それらの差分が示されている。また、理論式より求めた sw と α との関係を図 14 に示す。これにより以下のことが分かる。受電コイル間の距離が小さい時にはクロスカップリングの影響で効率が悪化している。例えば、 $g = 50\text{mm}$, $sw = 3\text{mm}$ の時は、 $L_m = 1498.3\text{ nH}$, $L_c = -1593.2\text{ nH}$ なので、 $\alpha = 1.06$ となり、 $\delta\eta = 4.3\%$ となる。一方で、コイル間距離が大きくなるにつれ、クロスカップリングの影響が小さくなり、クロスカップリングの影響で悪化した分の効率が改善されている。例えば、クロスカップリングを無視できるとして設定している $g = 50\text{ mm}$, $sw = 300\text{ mm}$ の時は、 $L_m = 1498.3\text{ nH}$, $L_c = -17.2\text{ nH}$ なので、 $\alpha = 0.012$ となり、 $\delta\eta = 6.4 \times 10^{-4}\%$ となる。また、参考

として、理論式より求めた同様の結果を、横軸をクロスカップリングによる相互インダクタンスとして Fig. 15 に、横軸をクロスカップリングによる結合係数 k_c として Fig. 16 に示す。 k_c は式(26)の通りである。

$$k_c = \frac{L_c}{L_n} \tag{26}$$

また、本稿では扱わないが、 α が大きくなる条件としては、受電コイル間がはなれて L_c が小さくなる時だけでなく、送電コイルから空間的に少し離れた位置で使う場合にも生じる。送電コイルと受電コイルの結合は弱まり相互インダクタンス L_m は小さくなるため、 L_c が相対的に大きくなり、結果 α が大きくなりクロスカップリングの影響が強くなる。

以上の様に、抵抗値の最適化のみという簡易な方法である提案 B では、クロスカップリングの影響を受けた際に、効率を改善させるには限界があることが分かる。

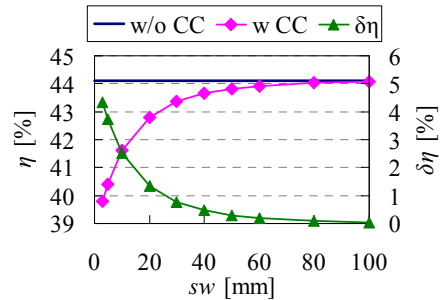


Fig. 13. Effect of cross coupling vs. the distance between receiving coils sw at $g = 50\text{ mm}$

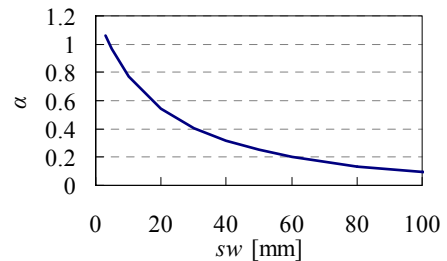


Fig. 14. Relation of α and sw at $g = 50\text{ mm}$

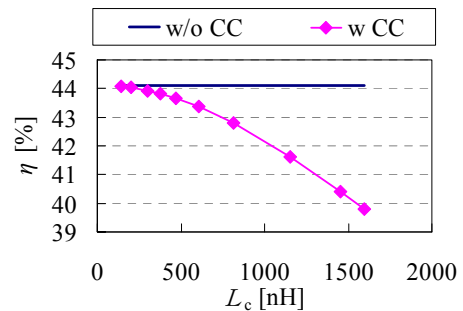


Fig. 15. Effect of variation of receiving coils distance, sw as

mutual inductance of cross coupling L_c , $g = 50$ mm

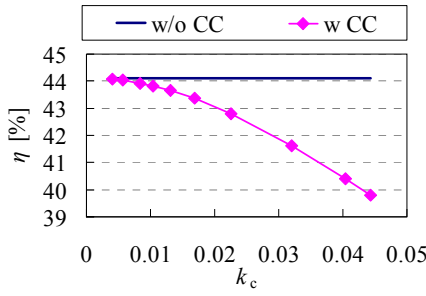


Fig. 16. Effect of variation of receiving coils distance, sw as coupling coefficient k_c , $g = 50$ mm

6 クロスカップリングキャンセリング法 (提案 C)

クロスカップリングによる周波数特性のシフトの影響により、他励共振周波数 f_0 における効率の悪化と、従来の抵抗値だけによる最適化での限界を前章までで確認した。そこで、本 6 章では、クロスカップリングキャンセリング法 (CCC: Cross-Coupling Canceling) を提案する。本方式を提案 C とする。また、本章は前章に引き続き、固定周波数 f_0 での最大効率化を検討する。

5 章より、共振周波数時の電圧電流の関係式(18)におけるクロスカップリングの相互インダクタンス L_c を打ち消し、クロスカップリングがない時までの効率に戻れば、効率は改善されることが推測される。

〈6・1〉 $-L_c$ とキャンセリングコイル L_{can}

本稿では、クロスカップリングがマイナスである。そこで、クロスカップリングをキャンセリングさせるためのコイル L_{can} を受電側に挿入する。その式を式(27)に示す。式(27)には、効果を確認するために受電側だけでなく、送電側にもコイル L_{Tx} も挿入されているが、後述するように効率改善に対しての効果は無い。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + j\omega L_{Tx} & j\omega L_m & j\omega L_m \\ j\omega L_m & r_2 + j\omega L_{can} + R_2 & -j\omega L_c \\ j\omega L_m & -j\omega L_c & r_3 + j\omega L_{can} + R_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (27)$$

式(27)より、下記効率の式(28)が求まる。

$$\eta = \frac{2L_m^2\omega^2 R}{(r+R)(r_1R+2\omega^2L_m^2+r_1r)+r_1\omega^2L_c^2-2r_1\omega^2L_cL_{can}+r_1\omega^2L_{can}^2} \quad (28)$$

最大効率を実現する最適負荷の値を求める。効率を負荷で微分して極値から最適負荷を求めると式(29)となる。

$$\begin{aligned} R_{opt} &= \sqrt{\omega^2 L_c^2 + \frac{2r\omega^2 L_m^2}{r_1} + r^2 - 2\omega^2 L_c L_{can} + \omega^2 L_{can}^2} \\ &= \sqrt{\omega^2 (-L_c + L_{can})^2 + \frac{2r\omega^2 L_m^2}{r_1} + r^2} \end{aligned} \quad (29)$$

まず、 L_{Tx} は関与していない。つまり効率に L_{Tx} は影響を及ぼさない。次に、クロスカップリングがない時の式(20)とクロスカップリングの影響を受けている式(22)と式(29)を比較すると、 L_c は L_{can} によって相殺すれば、クロスカップリングの影響が最適負荷の式からはキャンセルされることが分かる (式(30))。つまり、クロスカップリングがない時の共振周波数 f_0 の時の最適負荷値にしたまま、キャンセリングコイルを追加するだけで良い。また、キャンセリングコイルのインダクタンス値はクロスカップリングで生じている値と等しくなる。また、 $-L_c$ を相殺するためには、コンデンサではなくコイルである必要があることも分かる。

$$-L_c + L_{can} = 0 \quad (30)$$

クロスカップリングが強い状況である $sw = 3$ mm の値を使用して数値計算により検証する。 $g = 50$ mm とする。Fig. 17 にクロスカップリングがない状態 ($L_c = 0$)、クロスカップリングが生じた状態 ($-L_c$)、提案 C で行なったクロスカップリングキャンセリングによる共振周波数 f_0 での効率の改善を示す。これらは、全て理論計算で求めた結果である。提案 C の条件で、 f_0 における最大効率を計算すると、キャンセリング用コイル L_{can} 、最適負荷 R_{opt} 、総合効率 η は、 $L_{can} = 397.5$ nH、 $R_{opt} = 2.554$ Ω 、総合効率 $\eta = 44.12\%$ となる。 R_{opt} と総合効率は、クロスカップリングがない時の値と完全一致しており、受電側に挿入したコイル L_{Rx} によってクロスカップリングの効果がキャンセリングした時に、最大効率が達成できることが分かる。この際、式(30)の条件が満たされている。周波数特性のシフトも元に戻り、200kHz で共振した元の波形に戻る。

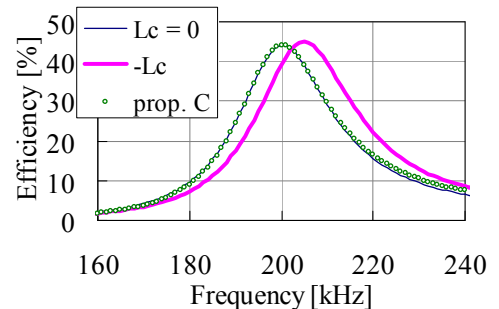


Fig. 17. Calculated efficiency result when cross-coupling canceling method with $-L_c$ and L_{can} is used

理論式で求めた結果との整合性を確認するため、実験で測定した結果をFig. 18に示す。ここでは、 $sw = 3 \text{ mm}, 5 \text{ mm}, 10 \text{ mm}, 20 \text{ mm}$ の時に、コイル間距離を近づけてクロスカップリングが生じた後に、キャンセリングコイルを挿入して周波数特性のシフトをなくした実験を行なった。当然ながらコイル間距離が近いほど、周波数特性のシフトは大きい。また、キャンセリングコイルを挿入することにより、200kHzでの共振現象に戻っている。一方で、計算結果と違うのは効率の低下がわずかながら生じていることである。挿入したキャンセリングコイルは約 $100 \text{ m}\Omega$ 程の抵抗分を持っており、損失が生じ効率が低下したと考えられる。

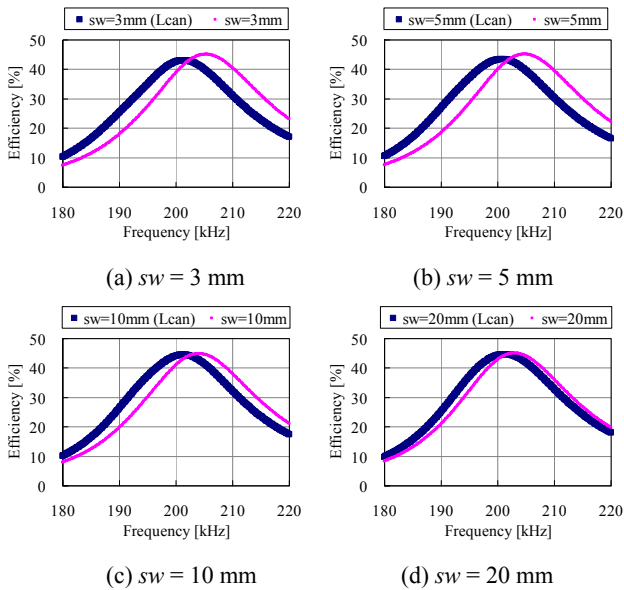


Fig. 18. Experimental efficiency result when cross-coupling canceling method with $-L_c$ and L_{can} is used and $g = 50 \text{ mm}$

〈6・2〉 $+L_c$ とキャンセリングコンデンサ C_{can}

本稿では、クロスカップリングがマイナスであるが、もしプラスであった場合について検討を行なう。そこで、クロスカップリングをキャンセリングさせるためのコンデンサ C_{can} を受電側に挿入する。その式を式(31)に示す。先ほどの検討と同様、式(31)には、効果を確認するために受電側だけでなく、送電側にもコンデンサ C_{Tx} も挿入されているが、後述するように効率改善に対しての効果は無い。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + \frac{1}{j\omega C_{Tx}} & j\omega L_m & j\omega L_m \\ j\omega L_m & r_2 + \frac{1}{j\omega C_{can}} + R_2 & + j\omega L_c \\ j\omega L_m & + j\omega L_c & r_3 + \frac{1}{j\omega C_{can}} + R_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (31)$$

式(31)より、下記効率の式(32)が求まる。

$$\eta = \frac{2L_m^2 \omega^2 R}{(r + R)\left(r_1 R + 2\omega^2 L_m^2 + r_1 r\right) + r_1 \omega^2 L_c^2 - \frac{2r_1 L_c}{C_{can}} + \frac{r_1}{\omega^2 C_{can}^2}} \quad (32)$$

最大効率を実現する最適負荷の値を求める。効率を負荷で微分して極値から最適負荷を求めると式(33)となる。

$$\begin{aligned} R_{opt} &= \sqrt{\omega^2 L_c^2 + \frac{2r\omega^2 L_m^2}{r_1} + r^2 - \frac{2L_c}{C_{can}} + \frac{1}{\omega^2 C_{can}^2}} \\ &= \sqrt{\left(\omega L_c - \frac{1}{\omega C_{can}}\right)^2 + \frac{2r\omega^2 L_m^2}{r_1} + r^2} \end{aligned} \quad (33)$$

まず、 C_{Tx} は関与していない。つまり効率に C_{Tx} は影響を及ぼさない。次に、クロスカップリングがない時の式(20)とクロスカップリングの影響を受けている式(22)と式(33)を比較すると、 L_c は C_{can} によって相殺すれば、クロスカップリングの影響が最適負荷の式からはキャンセルされることが分かる (式(34))。つまり、クロスカップリングがない時の共振周波数 f_0 の時の最適負荷値にしたまま、キャンセリングコンデンサを追加するだけで良い。また、式(34)より、キャンセリングコンデンサのキャパシタンス値 C_{can} はクロスカップリングで生じている相互インダクタンス L_c と f_0 で共振させて相殺していると見なす事が出来る。また、 $+L_c$ を相殺するためにはコイルではなくコンデンサである必要性も分かる。

$$\omega L_c - \frac{1}{\omega C_{can}} = 0 \quad (34)$$

クロスカップリングが強い状況である $sw = 3 \text{ mm}$ の値を使用して数値計算により検証する。先にも述べたように、本構成では、 $+L_c$ は生じない。そのため、クロスカップリングにより生じる相互インダクタンス L_c の値以外は〈6・1〉で使用した値を参考値として利用する。理論計算結果をFig. 19に示す。クロスカップリングがない状態 ($L_c = 0$)、クロスカップリングが生じた状態 ($+L_c$)、提案Cで行なったクロスカップリングキャンセリングによる共振周波数 f_0 での効率の改善を示す。提案Cの条件で、 f_0 における最大効率を計算すると、キャンセリング用コンデンサ C_{Rx} 、最適負荷 R_{opt} 、総合効率 η は、 $C_{Rx} = 397.5 \text{ nF}$ 、 $R_{opt} = 2.554 \text{ }\Omega$ 、総合効率 $\eta = 44.12\%$ となる。 R_{opt} と総合効率は、クロスカップリングがない時の値と完全一致しており、受電側に挿入したコンデンサ C_{Rx} によってクロスカップリングの効果がキャンセリングした時に、最大効率が達成できることが分かる。この際、式(34)の条件が満たされている。

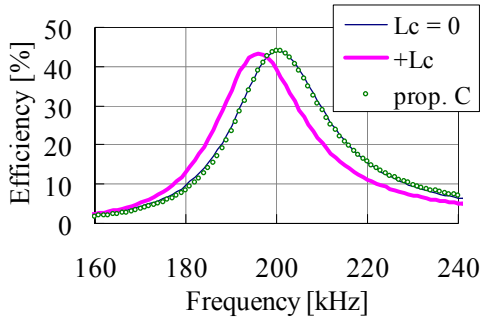


Fig. 19. Calculated efficiency result when cross-coupling canceling method with $+L_c$ and C_{can}

7 負荷最適化を考慮した周波数追従法 (提案 D)

厳密な最大効率の実現として、負荷最適化を考慮した周波数追従法を提案 D として本章で検討する。式(12)を使用し、クロスカップリングで生じた周波数特性のシフト後のピーク周波数で最適負荷とする。

式(12)より、下記効率の式が導ける。

$$\eta = \frac{2L_m^2 \omega^2 R}{(r+R)(r_1 R + 2\omega^2 L_m^2 + r_1 r) + r_1 \omega^2 (L_2 + L_c)^2 - \frac{2r_1}{C_2} (L_2 + L_c) + \frac{r_1}{\omega^2 C_2^2}} \quad (35)$$

効率の式(35)を周波数で微分し、ピーク周波数 f_p を求めると式(36)が得られる。ピーク周波数 f_p は負荷値が関与していることが分かる。

$$\omega = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{2C_2(L_c + L_2) - C_2^2(r+R)^2}} \quad (36)$$

この時の周波数-効率曲線の理論計算結果はFig. 20となる。

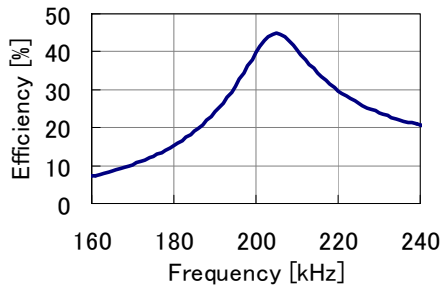


Fig. 20. Efficiency vs. frequency

一方、最大効率を実現する最適負荷の値を求める。効率を負荷で微分して極値から最適負荷を求めると式(37)となる。

$$R_{opt} = \sqrt{\omega^2 L_c^2 + \frac{2r\omega^2 L_m^2}{r_1} + r^2 + 2\omega^2 L_2 L_c - \frac{2L_c}{C_2} + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2} \quad (37)$$

この時の最適負荷-効率曲線の理論計算結果はFig. 21となる。

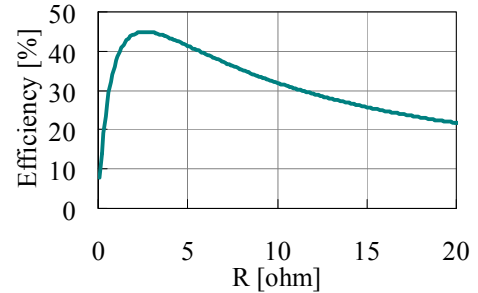


Fig. 21. Efficiency vs. load

ピークとなる周波数と最適負荷は同時に満たす必要があり、それを満たした周波数追従はFig. 20の様になる。また、最適負荷の値は大きく変動しないが、最大効率を実現させるには、変化しただけ微調整する必要がある。 $sw = 3\text{mm}$, $g = 50\text{mm}$ において、最大効率となる周波数は 204.92 kHz、最適負荷は 2.61 Ω 、効率は 44.923% となる。この様に最適負荷かつ周波数制御を行なう事により、最大効率 44.923% を実現させることが出来る。しかしながら、効率が提案 A の 44.919% に比べ、0.004% しか向上しない。最適負荷は提案 A の時は、 $R_{opt} = 2.55\ \Omega$ であるので、最適負荷の変動が少ないことも効率変動が少ない要因の一つである。

8 各提案 (提案 A~D) の比較

4章から7章までに行なった各提案を表にまとめる。 $f=f_0$ の時のクロスカップリングが無い場合と提案 B と提案 C の比較を Table 2 に、 $f=f_p$ の時の提案 A と提案 D の比較を Table 3 に示す。

$f=f_0$ での効率改善をめざした提案 B と提案 C に関しては、Table 2 より、抵抗成分のみでの最適化では限界があることを提案 B が示しており、また、クロスカップリングキャンセル法の提案 C はクロスカップリングの影響を除去し、クロスカップリングが無い場合の効率まで改善出来ることを示すことが出来た。

また、Table 3 より、200kHz で最適化したままの状態 で周波数特性のシフトした際に、ピークとなる周波数 f_p で使用する提案 A の効率は、ピーク周波数で最適化する提案 D の効率とほぼ変わらないことが分かる。提案 D と提案 A の差は僅か 0.004% だけである。原理的には、提案 D が最大効率となるので望まれるが、周波数追従法だけで高効率達成できる利点を考えると、実用的には提案 A も有効な方法と言える。

Table 2 Comparison of without cross coupling, proposal B and proposal C at $f=f_0$

クロスカップリングが無い場合と提案 B と提案 C の比較 ($f=f_0$)

	f_0 [kHz]	Efficiency at f_0 [%]	R_{opt}	Frequency where R is optimized [kHz]	Canceling L_{can} or C_{can}
w/o CC	200.0	44.12	2.55	200.00	N/A
Prop. B	200.0	39.79	3.24	200.00	N/A
Prop. C (-Lc)	200.0	44.12	2.55	200.00	1.593 [uH]
Prop. C (+Lc)	200.0	44.12	2.55	200.00	397.5 [nF]

Table 3 Comparison of proposal A and proposal D at $f=f_p$
提案 A と提案 D の比較 ($f=f_p$)

	f_p [kHz]	Efficiency at f_p [%]	R_{opt}	Frequency where R is optimized [kHz]
Prop. A	204.91	44.919	2.55	200.00
Prop. D	204.92	44.923	2.61	204.92

9 まとめ

本稿では、受電コイル間でクロスカップリングが生じる場合と生じない場合における効率の変化を詳細に検討した。その結果、クロスカップリングが強くなる程、他励共振周波数で効率が低下する事が判明すると共に、その原因が周波数特性のシフトであることも示した。

そこで、他励共振周波数での使用の場合、提案 B においては従来の抵抗負荷のみの最適化の限界を示し、提案 C においては、クロスカップリングキャンセリング法を提案しクロスカップリングの影響を除去して最大効率になる方法を示した。固定周波数での使用が望まれることが多いワイヤレス電力伝送においては、提案 C は非常に有効な方法である。

一方、周波数が自由に使える場合は、そのピーク周波数を追従する方法として、提案 A では、ピーク周波数毎の最適負荷調整を不要とした簡易な周波数追従法の効果を示し、提案 D では、厳密にピーク毎に最適負荷を行なった最大効率を示した。当然ながら、提案 D は最大効率となるので、提案 A より効率は良くなるが、その差は僅か、0.004%なので、簡易な周波数追従法である提案 A が実用上は有効であることも示した。

謝 辞

本研究の一部は JSPS 科研費 25709020 の助成を受けたものです。

文 献

(1) André Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, J. D. Joannopoulos, Peter Fisher, Marin Soljačić, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances," in Science Express on 7 June 2007, Vol. 317, no. 5834, pp. 83 -

86.

(2) Aristeidis Karalis, J.D. Joannopoulos and Marin Soljačić, "Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer," Annals of Physics, Volume 323, Issue 1, January 2008, Pages 34-48, January Special Issue 2008.

(3) Takehiro Imura, Yoichi Hori, "Wireless power transfer using electromagnetic resonant coupling", The Journal of the Institute of Electrical Engineers of Japan, Vol. 129, No. 7, pp.414-417 (2009) (in Japanese)
居村 岳広, 堀洋一, "電磁界共振結合による伝送技術", 電気学会誌, Vol. 129, No. 7, pp.414-417 (2009).

(4) Takehiro Imura, Hiroyuki Okabe, Toshiyuki Uchida, Yoichi Hori, "Wireless Power Transfer during Displacement Using Electromagnetic Coupling in Resonance: Magnetic- versus Electric-Type Antennas", The Transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan, Vol. 130, No. 1, pp.76-83 (2010).
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).

(5) Takehiro Imura, Hiroyuki Okabe, Toshiyuki Uchida, Yoichi Hori, "Study of Magnetic and Electric Coupling for Contactless Power Transfer Using Equivalent Circuits: - Wireless Power Transfer via Electromagnetic Coupling at Resonance-", The Transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan, Vol. 130-D, No. 1, pp.84-92 (2010) (in Japanese)
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).

(6) Takehiro Imura, Yoichi Hori, "Determination of limits on air gap and efficiency for wireless power transfer via magnetic resonant coupling by using equivalent circuit", The Transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan, Vol. 130-D, No. 10, pp.1169-1174 (2010) (in Japanese)
居村 岳広, 堀洋一, "等価回路から見た磁界共振結合におけるワイヤレス電力伝送距離と効率の限界値に関する研究", 電学論D, Vol. 130, No. 10, pp.1169-1174 (2010).

(7) Takehiro Imura Hiroyuki Okabe Takuya Koyanagi Masaki Kato Beh Teck Chuan Masaya Ote Junkichi Shimamoto Makoto Takamiya Yoichi Hori, "Proposal of Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling in kHz-MHz-GHz", Proceedings of the 2010 IEICE General Conference, BS-9-5 (2010.3)
居村 岳広, 岡部浩之, 堀洋一, "kHz~MHz~GHzにおける磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送用アンテナの提案", 電子情報通信学会総合大会講演論文集, S-24-S25, BS-9-5 (2010.3)

(8) Takehiro Imura, "Equivalent Circuits of Repeater Antennas for Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling", The Transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan, Vol. 131, No. 12, pp.1373-1382 (2011)
居村 岳広, "磁界共振結合のワイヤレス電力伝送における中継アンテナの等価回路化", 電学論D, Vol. 131, No. 12, pp.1373-1382 (2011)

(9) Yukio Yokoi, Akihiko Taniya, Masaki Horiuchi, Shigeru Kobayashi, "Development of kWClass Wireless Power Transmission System for EV Using Magnetic Resonant Method", 1st International Electric Vehicle Technology Conference 2011. 5

(10) 加藤昌樹, 居村 岳広, 堀洋一, "走行中ワイヤレス給電用アンテナに関する受電位置と効率に関する検討", 平成 24 年電気学会産業応用部門大会, Vol. II, pp.219-222, 2012.8.23
Masaki Kato, Takehiro Imura, Yoichi Hori, "Study about Relation of Efficiency between Receiving Antenna Position and Efficiency for Wireless Power Transfer for Moving Vehicle with Relay Antenna", IEE of Japan Industry Applications Society Conference, pp. 219-222, 2012 (in Japanese)

(11) 庄木裕樹, "ワイヤレス電力伝送の技術動向・課題と実用化に向けた取り組み", 電気情報通信学会, 無線電力伝送時限研究専門委員会研究会, WPT2010-07.

(12) Benjamin L. Cannon, James F. Hoburg, Daniel D. Stancil, and Seth Copen Goldstein, Magnetic Resonant Coupling As a Potential Means for Wireless Power Transfer to Multiple Small Receivers, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 24, NO. 7, 1819-1825, JULY 2009.

(13) Takehiro Imura, Yoichi Hori, "Equivalent Circuit Theory of Multiple Antennas for Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling", 2011 Annual Conference of the Institute of Electrical Engineers of Japan Industry Applications Society, 2-9, pp. II -399~II -402, 2011.9.6
居村 岳広・堀 洋一, "磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送における複数給電の等価回路化", 平成 23 年電気学会産業応用部門大会, 2-9, pp. II -399~II -402, 2011.9.6

(14) 野見山兼男, 馬 哲旺, 小林禰夫, "飛び越し結合を有するマイクロストリップフィルタの最適化設計と調整," 信学技報, SCE2002-10, MW2002-10, pp. 51-56, Apr. 2002.

(15) 關谷 尚人, 今井 望, 長尾 雅則, 齊藤 敦, 大嶋 重利, "ストリップライン構造を用いた送信用超伝導デュアルモードパッチフィルタの小型・低背化", 電子情報通信学会技術研究報告, SCE, 超伝導エレクトロニクス, Vol. 111, No.130, pp.11-16, 2011-07-06

(16) Koh Kim Ean, Beh Teck Chuan, Takehiro Imura and Yoichi Hori, Impedance Matching and Power Division Algorithm considering Cross- Coupling for Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance, INTELEC 2012 34nd International Telecommunications Energy Conference , 5p, 2012

(17) Chi Kwan Lee, Zhong, W.X., Hui, S.Y.R., "Effects of Magnetic Coupling of Nonadjacent Resonators on Wireless Power Domino-Resonator Systems", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.27, No.4, pp.1905-1916, 2012.

(18) Kim, J., Son, H.-C., Kim, D.-H., Park, Y.-J. , "Impedance matching considering

cross coupling for wireless power transfer to multiple receivers”, Wireless Power Transfer (WPT), 2013 IEEE, pp226-229, 2013.5

- (19) Takehiro Imura, Hiroyuki Okabe, Toshiyuki Uchida, Yoichi Hori, “Study on Open and Short End Helical Antennas with Capacitor in Series of Wireless Power Transfer using Magnetic Resonant Couplings”, IEEE Industrial Electronics Society Annual Conference, pp. 3884-3889, 2009.11
- (20) <http://www.home.agilent.com/>

居村 岳 広 (正員) 1980年8月11日生。2005年3月上智大学工学部電気電子工学科卒業。2007年3月東京大学大学院工学系研究科電子工学専攻修士課程修了。2010年3月同大学大学院工学系研究科電気工学専攻博士後期課程卒業。同年4月同大学大学院新領域創成科学研究科客員共同研究員。同年9月より同大学大学院新領域創成科学研究科助教。現在、電磁界共振結合、電磁共鳴を用いた電気自動車や電気機器へのワイヤレス電力伝送の研究に従事。

