

MRC-WPTにおける受電電力のロバスト化に向けた送電側インピーダンス整合手法の提案

橋, 汰河 / HASHI, Taiga

(出版者 / Publisher)

法政大学大学院理工学研究科

(雑誌名 / Journal or Publication Title)

法政大学大学院紀要. 理工学研究科編

(巻 / Volume)

65

(開始ページ / Start Page)

1

(終了ページ / End Page)

7

(発行年 / Year)

2024-03-24

(URL)

<https://doi.org/10.15002/00030716>

MRC-WPTにおける受電電力のロバスト化に向けた送電側インピーダンス整合手法の提案

Proposal of a Transmission Impedance Matching Method for Robust Power Reception in MRC-WPT

橋汰河

Taiga HASHI

指導教員 中村壮亮

法政大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻修士課程

We propose adjusting the input impedance by introducing an LCL-type matching circuit. To respond automatically to changes in input impedance, we propose a method for automatically controlling the capacitance value of the capacitor. The proposed method was introduced and tested on an actual device. The results demonstrated that the proposed method can supply constant power even when the power supply distance varies.

Key Words : Magnetic resonance coupling, wireless power transfer (WPT), impedance matching

1. はじめに

近年、無人搬送車 (AGV) や電気自動車 (EV) の研究、開発が盛んに行われている。今日、AGV や EV の給電時において、ケーブルやコネクタなどの消耗品がないこと、密閉して防水・防塵化しやすいことから無線給電が注目されている。無線給電には4つの方式が存在し、とりわけ電磁誘導方式 [1] よりも給電範囲が広く、マイクロ波 [2] やレーザー方式 [3] よりも伝送効率が高く人体への影響が少ないことから、磁界共鳴方式無線給電 (以下、MRC-WPT と呼ぶ) への関心が高まっている [4, 5, 6, 7, 8, 9]。

主に MRC-WPT では共振コンデンサを用いる場合、1次直列2次直列コンデンサ方式 (SS 方式)、1次直列2次並列コンデンサ方式 (SP 方式)、1次並列2次並列コンデンサ方式 (PP 方式) がある。

いずれの方式も鉄損やインダクタおよびキャパシタの等価直列抵抗などを無視した場合、最大効率の理論式は同じであり、その時の最適負荷値は異なる理論式になることが知られている [10]。そのため、各方式における伝送効率に優劣はなく、構築するシステムの設計要件を考慮して方式を選択することになる。なお、本稿においては SS 方式を取り上げ記述する。

Fig.1 に SS 方式による MRC-WPT の等価回路を示す。この回路において、送電コイルと受電コイルにおける結合の度合いを結合係数 k で表すことが出来る。この結合係数 k は、無線給電回路の送受電コイル間の給電距離の変動及び水平方向のずれに伴い変化する。また結合係数の変化は回路における入力インピーダンスを変化させる。送受電コイル間の伝送距離が適切な距離よりも近い場合、入力インピーダンスは大きくなるため、電源の出力電圧値が設計を行う上で必要な電圧値を下回り、必要な

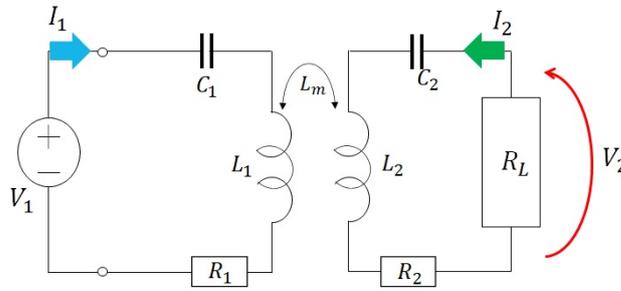


Fig. 1: 磁界共鳴式無線給電の等価回路

電力を受電側に給電できない恐れがある。また、送受電コイル間の伝送距離が遠い場合、入力インピーダンスは小さくなるため、過電流による誤作動や装置の故障を引き起こす恐れがある。

本方式は給電距離の変動した場合も給電効率が落ちにくい利点はあるが、高効率を維持する為には入力インピーダンスを適切な値へと調節することが必要である。

2. 関連研究

(1) インピーダンス整合手法

入力インピーダンスを適切な値に調節する為にはインピーダンス整合を送電側回路に導入する必要がある、本節ではインピーダンス整合手法を二つ説明する。

まず、DC/DCコンバータによる調節方法がある。DC/DCコンバータを制御することで後段に接続されたインピーダンスを調節し、電圧値を制御することが可能である。しかし、DC/DCコンバータは交流電圧では使用できないため整流する必要がある事や、スイッチング損失が生じる問題などがある事から、この手法は適切でないと考えられる。

別の手法としてコイルとコンデンサを組み合わせたフィルタ回路がある．これらの回路は交流電圧のままインピーダンスを調節する事が可能であり，この回路構造では損失が少ないと考えられることから，この手法が適切だと考えられる．

(2) インピーダンス整合回路を使った関連研究

インピーダンス整合回路を導入した関連研究を2点説明する．

13.56MHz帯の高周波では入力インピーダンスと出力インピーダンスが一致しなかった場合，反射電力が増加し，給電効率が大きく低下する．その問題を解消する為にCLC型インピーダンス整合回路を送電側と受電側の両方に導入することで，送電側と受電側両方の共振周波数と電源周波数のずれを解消し，電力反射率の抑制による通信品質向上を行った実績がある [11]．

またT型インピーダンス整合回路を送電側に導入することにより車載電力線通信における入力インピーダンスの調節による通信品質の向上も提案されている [12]．

しかし，85kHzの周波数帯において常に要求電力を給電することを目的にMRC-WPTへ応用された例はなく，本稿ではT型インピーダンス整合回路を踏襲した．

3. 提案手法

(1) MRC-WPTの原理

一般的に磁界共鳴式無線給電は回路が共振状態であることを利用して電力伝送を行う．磁界共鳴式無線給電回路の入力インピーダンスを導出するためにFig.1の等価回路から1次側閉回路と2次側閉回路の回路方程式を立てる．なお $C_3 = C_4 = C$ ， $L_1 = L_2 = L$ ， $R_1 = R_2 = R$ とする．

$$\begin{cases} V_1 = (\frac{1}{j\omega C} + j\omega L + R)I_1 + j\omega L_m I_2 \\ 0 = (\frac{1}{j\omega C} + j\omega L + R + R_L)I_2 + j\omega L_m I_1 \end{cases} \quad (1)$$

$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ のとき， $j(\omega L - \frac{1}{\omega C}) = 0$ となり，式(1)を行列表に直すと

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & j\omega L_m \\ j\omega L_m & R + R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

となる．式(2)より各電流，電圧は

$$I_1 = \frac{R + R_L}{(\omega L_m)^2 + R(R + R_L)} V_1 \quad (3)$$

$$I_2 = \frac{j\omega L_m}{(\omega L_m)^2 + R(R + R_L)} V_1 \quad (4)$$

$$V_2 = \frac{j\omega L_m R_L}{(\omega L_m)^2 + R(R + R_L)} V_1 \quad (5)$$

と求められる．これより1次側の入力電力 P_{in} と2次側の負荷電力 P_L は

$$P_{in} = \text{Re}\{V_1 I_1\} = \frac{R + R_L}{(\omega L_m)^2 + R(R + R_L)} V_1^2 \quad (6)$$

$$P_L = \text{Re}\{V_2 I_2\} = \frac{(\omega L_m)^2 R_L}{\{(\omega L_m)^2 + R(R + R_L)\}^2} V_1^2 \quad (7)$$

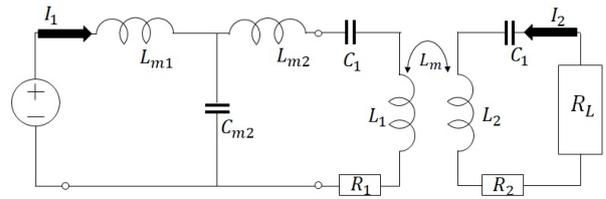


Fig. 2: LCL回路を導入したSS方式の無線給電回路

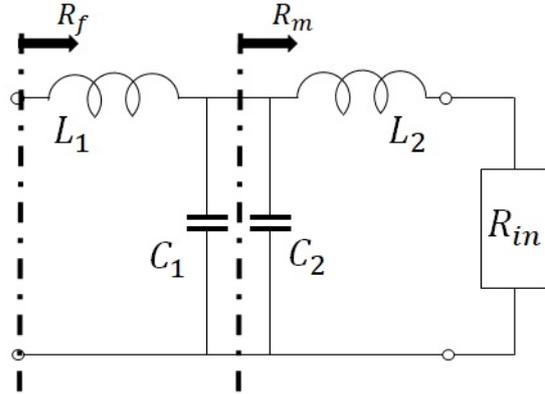


Fig. 3: LCL回路の等価回路

となり，伝送効率 η は

$$\eta = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{(\omega L_m)^2 R_L}{(R + R_L)\{(\omega L_m)^2 + R(R + R_L)\}} \quad (8)$$

と求められる．

本研究において重要な値である入力インピーダンス R_{in} は

$$R_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{(\omega L_m)^2 + R(R + R_L)}{R + R_L} \quad (9)$$

となることから分かるように，入力インピーダンスは電圧と電流の比である為，入力インピーダンスが大きくなった場合電圧値も大きくなるのがわかる．

(2) 提案するインピーダンス整合手法

本稿では数あるインピーダンス整合回路の中からLCL型インピーダンス整合回路(以下，LCL回路と呼ぶ)を無線給電回路の送電側に導入することでインピーダンスの調節を行う．SS方式の無線給電回路の送電側にLCL回路を導入した回路図をFig.2に示す．LCL回路を選択した理由は，入力インピーダンスの増加と減少のどちらにも対応可能なことや，回路の共振のずれを補償が可能なのである．本提案手法に使用するLCL回路の各素子のパラメータは既存研究の提案式 [12] をLCL回路に応用して使用する．本節では提案式を導出することでLCL回路の理論説明を行う．

(3) LCL型インピーダンス整合回路の原理

本稿において，整合する前の入力インピーダンスを R_{in} とし，整合後の入力インピーダンスを R_f とする．本研究では，送受電コイル間の給電距離の変動のみを考

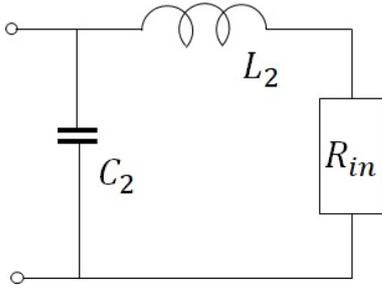


Fig. 4: CL型インピーダンス整合回路

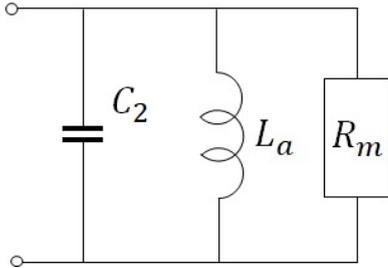


Fig. 5: CL型インピーダンス整合回路(並列変換後)

慮し、水平方向のずれは起きないものとして考える為、整合前の入力インピーダンス R_{in} は純抵抗として与えられる。またLCL回路の C を C_1 と C_2 に分割して考えることで、2つのL型インピーダンス整合回路からなる図(Fig.3)と考えることができる。

まず整合前の入力インピーダンス R_{in} を C_2 と L_2 からなるL型インピーダンス整合回路により、中間抵抗 R_m に整合される。次に中間抵抗 R_m を L_1 と C_1 からなるL型インピーダンス整合回路により、整合後の入力インピーダンス R_f に整合される。入力インピーダンス R_{in} から中間抵抗 R_m への整合手順を(4)に、中間抵抗 R_m から整合後の入力インピーダンス R_f への整合手順を(5)に記述する。

(4) CL型インピーダンス整合回路による整合

入力インピーダンス R_{in} を中間抵抗 R_m に整合する。 C_2 と L_2 からなるL型インピーダンス整合回路をFig.4に示す。

まず入力インピーダンス R_{in} と直列に接続されている L_2 を並列接続に変換する(Fig.5)。変換後のコイル L_a とし変換後の入力インピーダンスを中間抵抗 R_m とした時、 L_2 は

$$L_2 = \frac{R_{in}Q_1}{\omega} \quad (10)$$

となり、 R_m は

$$R_m = R_{in}(1+Q_1^2) \quad (11)$$

と求められる。 Q_1 は直並列変換したコンデンサと入力インピーダンスのクオリティファクタであるが、式(11)を変形することで

$$Q_1 = \sqrt{\frac{R_m}{R_{in}} - 1} \quad (12)$$

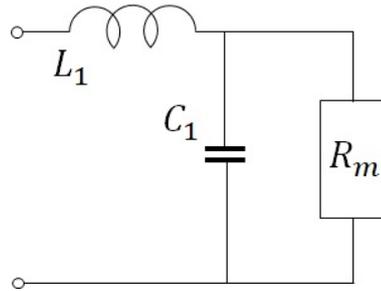


Fig. 6: LC型インピーダンス整合回路

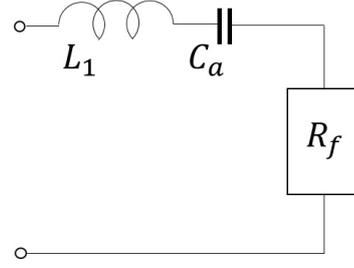


Fig. 7: LC型インピーダンス整合回路(直列変換後)

と求められる。 Q_1 よりコイル L_a とコンデンサ C_2 は以下の様に導出される。

$$L_a = \frac{R_m}{\omega Q_1} \quad C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_a} = \frac{Q_1}{\omega R_m} \quad (13)$$

この時、コイル L_a とコンデンサ C_2 は並列共振する様にパラメータを設定する。共振時虚部は打ち消される為、Fig.5ではインピーダンス R_m のみが残ることになる。

(5) LC型インピーダンス整合回路による整合

中間抵抗 R_m を整合後の入力インピーダンス R_f に整合する。 L_1 と C_1 からなるL型インピーダンス整合回路をFig.6に示す。

まず中間抵抗 R_m と並列に接続されている C_1 を直列接続に変換する(Fig.7)。変換後のコンデンサを C_a とし変換後のインピーダンスを R_f とした時、 C_1 は

$$C_1 = \frac{Q_2}{\omega R_m} \quad (14)$$

となり、 R_f は

$$R_f = \frac{R_m}{(1+Q_2^2)} \quad (15)$$

と求められる。 Q_2 は直並列変換したコイルとインピーダンスのクオリティファクタであるが、式(15)を変形することで

$$Q_2 = \sqrt{\frac{R_m}{R_f} - 1} \quad (16)$$

と求めることが可能である。 Q_2 よりコンデンサ C_a とコイル L_1 は以下の様に導出される。

$$C_a = \frac{1}{\omega Q_2 R_f} \quad L_1 = \frac{1}{\omega^2 L_a} = \frac{R_f Q_2}{\omega} \quad (17)$$

この時、コイル L_a とコンデンサ C_1 は直列共振する様にパラメータを設定する。共振により虚部は打ち消される為、Fig.7ではインピーダンス R_f のみが残ることになる。

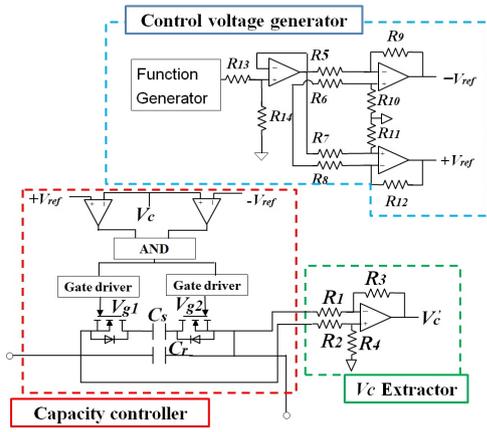


Fig. 8: 容量制御回路の全体図

(6) 理論式まとめ

実際に分割した C_1 と C_2 を一つにまとめ LCL 型インピーダンス整合回路の形に戻した時、実際に使用するパラメータ L_1, L_2, C の式は以下の様に導出できる。

$$L_1 = \frac{R_f Q_2}{\omega} \quad (18)$$

$$L_2 = \frac{R_{in} Q_1}{\omega} \quad (19)$$

$$C = C_1 + C_2 = \frac{Q_1}{\omega R_m} + \frac{Q_2}{\omega R_m} = \frac{(Q_1 + Q_2)}{\omega R_m} \quad (20)$$

(7) 容量制御回路の原理

本提案手法で使用する LCL 回路のパラメータは、無線給電回路の入力インピーダンスが変動する度に調節する必要がある。そのため、キャパシタの容量値を自動制御できる手法（以下、容量制御回路と呼ぶ）[13] を導入し、インピーダンス整合の自動制御を行う。本提案手法で使用する容量制御回路を Fig.8 に示す。

回路は容量制御部、制御電圧生成部、端子間電圧 V_c の抽出部で構成されている。 C_s は容量値を変化させる制御用コンデンサの役割をしており、 C_r は端子間電圧 V_c を得るためのベースコンデンサである。 Fig.8 に示すように、制御電圧生成部ではファンクションジェネレータより直流電圧を出力し、分圧回路で分圧後、差動増幅回路を通ることで V_{ref} は得られる。この V_{ref} はファンクションジェネレータより出力される直流電圧に依存した値となるため、ファンクションジェネレータを制御することで V_{ref} を制御することが可能である。分圧回路に使用される抵抗 R_{13}, R_{14} は同じ抵抗値の物を使用している。また、差動増幅回路に使用している抵抗 $R_5 \sim R_{12}$ も全て同じ抵抗値の物を使用するため、等倍の電圧が出力される。その為、ファンクションジェネレータから出力される電圧値を V_f としたとき、 V_{ref} とは以下の関係式が得られる。ただし、 $R_5 \sim R_{14} = R$ である。

$$v_{ref} = \frac{R}{R+R} \cdot V_f = \frac{1}{2} \cdot V_f \quad (21)$$

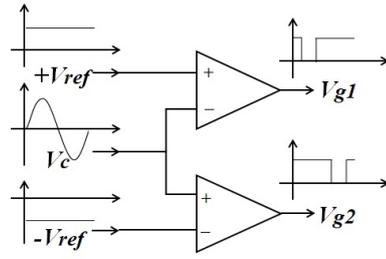


Fig. 9: 位相制御回路

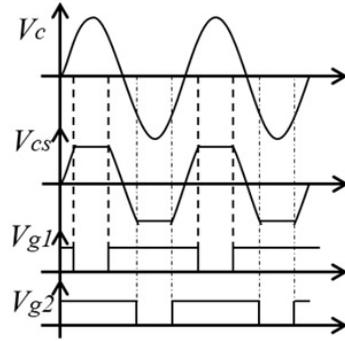


Fig. 10: $V_c, V_{cs}, V_{g1}, V_{g2}$ の各種波形

端子間電圧抽出部では、ベースコンデンサ C_r の端子間電圧 V_c を差動増幅回路で抽出する。抽出された電圧を V'_c と置くと、 V_c との関係は以下の通りである。ただし $R_1 = R_2, R_3 = R_4$ である。

$$V'_c = \frac{R_3}{R_1} V_c \quad (22)$$

容量制御部では位相制御回路（Fig.9）により、端子間電圧 V_c と制御電圧 $\pm V_{ref}$ を比較してゲート信号 V_{g1}, V_{g2} を出力する。このゲート信号により制御コンデンサ C_s の両端に接続される MOSFET が制御される。この MOSFET がスイッチの役割を担っており、制御用キャパシタ C_s の導通・非導通を切り替えることができる。この制御用キャパシタ C_s の導通・非導通により両端電圧 V_{cs} が変化する。そのため、 V_c に対し V_{ref} を変動させることでキャパシタが導通されている時間的割合である Duty 比を制御でき、元々の容量 C_s 値以下での連続的な容量値変化を等価的に実現できる。ベースキャパシタ C_r 及び制御用キャパシタ C_s に印加される電圧電流の基本波成分及び等価容量 C_{eq} の理論値は、制御用キャパシタ C_s の両端に設置されたスイッチをスイッチングされる位相角パラメータ θ を用い、以下の式 (23)~式 (25) で算出される。

$$\theta = \arcsin \frac{V_{ref}}{V_c} \quad (23)$$

$$\int_0^\pi C_{ep} V_c \sin \theta d\theta = \int_0^\pi C_s V_{cs} d\theta \quad (24)$$

$$C_{eq} = \frac{2C_s(1 - \cos \theta) + C_s \sin \theta(\pi - 2\theta)}{2} \quad (25)$$

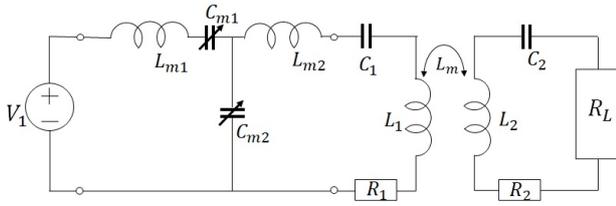


Fig. 11: 提案手法の全体図

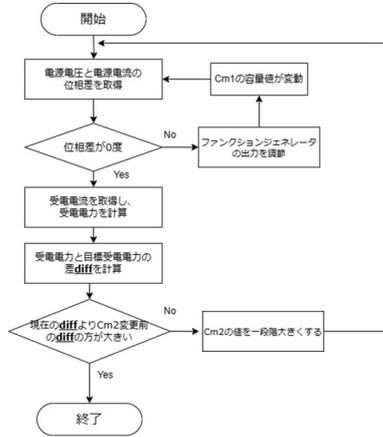


Fig. 12: 提案手法のフローチャート

今回、実際に抵抗値としては $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $R_3 = R_4 = 1k\Omega$ を使用し、制御電圧生成部の抵抗値 ($R_5 \sim R_{14}$) は全て $1k\Omega$ を使用する。

(8) 提案手法の制御アルゴリズム

本提案手法を導入した無線給電回路の全体図を Fig.11 に示す。LCL 回路において、コイルとキャパシタ共にパラメータを変動させる必要があるが、コイルは細目に変動させることが困難である。そのため、コイルとキャパシタを直列に接続し、キャパシタを変動させることでその部分のリアクタンスを所望の値に変動させている。本稿では、 L_{m2} はインダクタンスが変動しないリレーコイルを使用し、キャパシタ C_{m1}, C_{m2} を制御することでインピーダンス整合を行う。 C_{m1} には容量制御回路を使用し、 C_{m2} にはコンデンサを多数配列して接続をリレースイッチで切り変える離散値制御を使用する。容量制御回路には微小なスイッチング損失が存在するため、 C_{m2} に容量制御回路を使用したとき制御が困難になってしまうことから単純な離散値制御を選択した。

C_{m2} は容量値が $10nF$ のベースコンデンサに容量値が $1nF, 2nF, 4nF$ の三つの調整用コンデンサを並列に接続し、各調整用コンデンサの隣にリレースイッチを接続する事で、導通・非導通を切り替える。この方式により $10nF \sim 17nF$ まで離散値制御することが可能である。Fig.12 に本提案手法の制御フローを示す。まず、 C_{m2} を $10nF$ に制御する。次に、容量制御回路である C_{m1} を制御し、電源 V_1 における電圧と電流の位相差を 0 にする。その後、オシロスコープにより受電電力を取得し、最終的に目標としている受電電力との差 $diff$ を算出する。こ

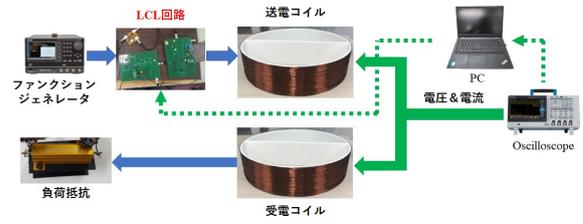


Fig. 13: 実験構成

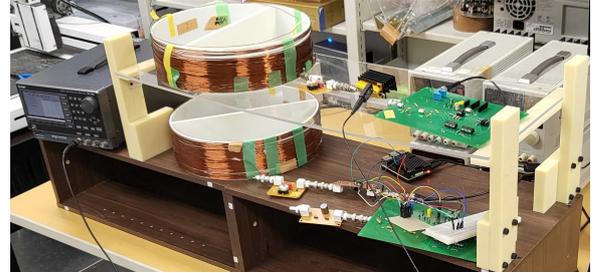


Fig. 14: 実験風景

Table. 1: 素子のパラメータ

Parameter	Value	Dimension
C3 (一次側共振コンデンサ)	1.70	nF
C4 (二次側共振コンデンサ)	1.62	nF
L3 (送電コイル)	2.07	uH
L4 (受電コイル)	2.16	uH
R1 (L1 の内部抵抗)	16.08	Ω
R2 (L2 の内部抵抗)	16.11	Ω
RL (負荷抵抗)	100	Ω

の $diff$ が最小の値となる C_{m2} を探索するのが本制御の目的となるため、本制御フローを繰り返し行い、現在の $diff$ が C_{m2} 変更前の $diff$ の方が小さかった場合は C_{m2} を $1nF$ 大きくする。また、現在の $diff$ が C_{m2} 変更前の $diff$ の方が大きかった場合は制御を終了する。この制御を繰り返し行うことで、所望の受電電力を送電することが出来る。

4. 実験

(1) 実験環境

Fig.13 に実験構成を示す。ファンクションジェネレータから入力された電力は、LCL回路、送電コイル、受電コイルを流れ、最終的に負荷抵抗へと供給される。本実験で使用した素子のパラメータは、Table.1 に示す。送電コイルは直径 $300mm$ 、高さ $80mm$ 、巻き数 70 巻、線間距離 $1mm$ のヘリカルコイルを使用し、送電電共に $85kHz$ で共振するように共振キャパシタを直列に接続した。また、電源となるファンクションジェネレーターから出力される交流信号は実行値 $3V_{rms}$ に設定し、負荷抵抗には 100Ω のメタルクラッド抵抗を使用した。実験風景を Fig.14 に示す。

Table. 2: 送電距離 15.5cm の実験結果

Parameter	Value	Dimension
電源電圧 V1	3	V
電源電流 I1	7.90	mA
入力インピーダンス Rin	379.75	Ω
送電電力 Pin (V1*I1)	23.70	mW
受電電圧 V2	1.39	V
受電電流 I2	14.00	mA
受電電力 PL (V2*I2)	19.59	mW
送電効率 η (PL/Pin)	82.66	%

Table. 3: 送電距離 17cm の実験結果

Parameter	Value	Dimension
電源電圧 V1	3	V
電源電流 I1	12.62	mA
入力インピーダンス Rin	238.10	Ω
送電電力 Pin (V1*I1)	37.80	mW
受電電圧 V2	1.75	V
受電電流 I2	17.50	mA
受電電力 PL (V2*I2)	30.54	mW
送電効率 η (PL/Pin)	80.81	%

Table. 4: 送電距離 18.5cm の実験結果

Parameter	Value	Dimension
電源電圧 V1	3	V
電源電流 I1	13.90	mA
入力インピーダンス Rin	215.83	Ω
送電電力 Pin (V1*I1)	41.70	mW
受電電圧 V2	1.82	V
受電電流 I2	18.20	mA
受電電力 PL (V2*I2)	33.15	mW
送電効率 η (PL/Pin)	79.50	%

(2) 提案手法の評価実験

本節では提案手法の有用性を確認する為に、「MRC-WPT(整合なし)」、「自動制御 LCL 回路を導入した MRC-WPT」の二パターンで評価実験を行った。受電側の要求電力は 70mW とする。また、送受電コイル間の給電距離は 15.5cm, 17cm, 18.5cm の三つに設定し、LCL 回路を導入した実験ではどの距離でも要求電力を満たす様に設計した。

a) MRC-WPT の給電実験

はじめにインピーダンス整合回路を導入した場合と比較検証するために、整合回路を導入しない通常の無線給電回路の給電実験を行った。Fig.1 の無線給電回路で給電距離が 15.5cm の場合を Table.2 に、17cm の場合を Table.3 に、18.5cm の場合を Table.4 に示す。

Table. 5: 送電距離 15.5cm の実験結果

Parameter	Value	Dimension
電源電圧 V1	3.007	V
電源電流 I1	30.89	mA
入力インピーダンス Rin	97.35	Ω
送電電力 Pin (V1*I1)	92.89	mW
受電電圧 V2	2.59	V
受電電流 I2	26.12	mA
受電電力 PL (V2*I2)	67.65	mW
送電効率 η (PL/Pin)	72.83	%

Table. 6: 送電距離 17cm の実験結果

Parameter	Value	Dimension
電源電圧 V1	2.996	V
電源電流 I1	36.07	mA
入力インピーダンス Rin	83.06	Ω
送電電力 Pin (V1*I1)	108.07	mW
受電電圧 V2	2.64	V
受電電流 I2	26.39	mA
受電電力 PL (V2*I2)	69.64	mW
送電効率 η (PL/Pin)	64.45	%

Table. 7: 送電距離 18.5cm の実験結果

Parameter	Value	Dimension
電源電圧 V1	3,003	V
電源電流 I1	38.98	mA
入力インピーダンス Rin	77.04	Ω
送電電力 Pin (V1*I1)	117.06	mW
受電電圧 V2	2.68	V
受電電流 I2	26.76	mA
受電電力 PL (V2*I2)	71.61	mW
送電効率 η (PL/Pin)	61.18	%

インピーダンス整合を行わない場合、電源電圧が実行値 $3V_{rms}$ では要求電力である 70mW を供給できなかった。

b) 自動制御 LCL 回路を導入した MRC-WPT の給電実験

容量制御回路とリレースイッチを使用した自動制御が可能な LCL 回路を導入することで、どの給電距離においても要求電力の供給が可能であることを給電実験で検証した。給電実験で制御する LCL 回路に使用する各素子の目標値は、(6) 節に先述した理論式をもとに導出した。この時、容量制御回路 C_{m1} は 4.7nF ~ 9.6nF の範囲で調節可能であり、リレースイッチによる離散値制御の C_{m2} は 10nF ~ 17nF の範囲において 1nF 刻みで調節可能である。Fig.11 の無線給電回路において給電距離が 15.5cm の場合の結果を Table.5 に、17cm の場合の結果を Table.6

に、18.5cm の場合の結果を Table.7 に示す。

インピーダンス整合回路を導入しない通常の MRC-WPT では、要求電力を供給できなかったのに対し、LCL 回路を導入し自動制御することで常に要求電力に限りなく近い電力を給電することが可能になった。容量制御回路にスイッチング損失があることや、コイルやキャパシタといった素子に内部抵抗がある影響により、送電効率が LCL 回路導入前より低下しますが、給電対象に要求された電圧を供給することが重要だと考えるため、提案手法は有用である。

5. 結論

本研究では、自動制御可能な LCL 型インピーダンス整合回路を送電側に導入することを提案した。これは、無線給電回路における送受電コイル間の給電距離が変動した場合でも一定の電力を負荷抵抗に供給するものであった。LCL 回路におけるコンデンサの制御には容量制御回路とリレースイッチを使用した離散値制御の二つの手法を同時に使用し、ラズベリーパイを接続することで自動制御を実現した。具体的には、電源電圧 3V で固定した状態で受電側から 70mW の電力を要求された場合に、インピーダンス整合なしでは要求電力を大幅に下回った電力しか送電できないが、自動制御可能な LCL 回路を導入することで要求電力を送電できることを示した。

また、本稿では LCL 回路におけるコンデンサの制御に、片側はリレースイッチを使用した離散値制御を選択したが、入力インピーダンスをより正確に調整するためには連続値制御を使用することが望ましい。そのため、全てのキャパシタの制御を容量制御回路で行うことが理想だが、先述した通り損失があることから制御が難しく、現状使用することが困難である。したがって、容量制御回路の損失を限りなく小さくするために、スイッチング損失の低減を実現する必要がある。

謝辞: 本研究の活動に際し、中村壮亮教授には研究内容に関わる数多くの御指導をいただきました。また、研究が行き詰った際に正しい方向性をご指示していただきました。ここに感謝を申し上げます。また、実験を共同で進めて手助けして下さった同研究室のメンバーに感謝いたします。株式会社ダイヘン様には、回路設計や無線給電に関する様々な知識をご教授いただきました。厚く御礼申し上げます。

参考文献

- [1] Jang, Yungtaek, and Milan M. Jovanovic. "A contactless electrical energy transmission system for portable-telephone battery chargers." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 50.3 (2003): 520-527.
- [2] Farinholt, Kevin M., Gyuhae Park, and Charles R. Farar. "RF energy transmission for a low-power wireless impedance sensor node." *IEEE Sensors Journal* 9.7 (2009): 793-800.
- [3] Kawashima, Nobuki, and Kazuya Takeda. "Laser energy transmission for a wireless energy supply to robots." *Robotics and Automation in Construction* 10 (2008): 373-380.
- [4] Chen, Linhui, et al. "An optimizable circuit structure for high-efficiency wireless power transfer." *IEEE transactions on industrial electronics* 60.1 (2011): 339-349.
- [5] Sample, Alanson P., David T. Meyer, and Joshua R. Smith. "Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer." *IEEE Transactions on industrial electronics* 58.2 (2010): 544-554.
- [6] Nakamura, Sousuke, et al. "Q controllable antenna as a potential means for wide-area sensing and communication in wireless charging via coupled magnetic resonances." *IEEE Transactions on Power Electronics* 32.1 (2016): 218-232.
- [7] Nakamura, Sousuke, and Hideki Hashimoto. "Error characteristics of passive position sensing via coupled magnetic resonances assuming simultaneous realization with wireless charging." *IEEE Sensors Journal* 15.7 (2015): 3675-3686.
- [8] Nakamura, Sousuke, Ryo Koma, and Hideki Hashimoto. "Efficient wireless power transmission based on position sensing using magnetic resonance coupling." *SICE Journal of Control, Measurement, and System Integration* 5.3 (2012): 153-161.
- [9] Kurs, Andre, et al. "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances." *science* 317.5834 (2007): 83-86.
- [10] Tohi, Takahiro, Yasuyoshi Kaneko, and Shigeru Abe. "Maximum efficiency of contactless power transfer systems using k and Q." *IEEJ Transactions on Industry Applications* 132.1 (2012): 123-124.
- [11] Ean, Koh Kim, et al. "Novel band-pass filter model for multi-receiver wireless power transfer via magnetic resonance coupling and power division." *WAMICON 2012 IEEE Wireless & Microwave Technology Conference. IEEE*, 2012.
- [12] Wang, Bingting, Ziping Cao, and Fei Song. "Design and evaluation of a T-shaped adaptive impedance matching system for vehicular power line communication." *IEEE Access* 8 (2020): 73843-73854.
- [13] Nakamura, Sousuke, Katsuki Baba, and Takahiro Miyaura. "Automatic resonance compensation for efficient wpt via magnetic resonance coupling using flexible coils." *Energies* 14.17 (2021): 5254.