

ワイヤレス給電のコイル位置変動に対するPWM制御可変キャパシタを用いた受電電力一定化とインバータ定格最小化

松本 諒*, 藤田 稔之*, 藤本 博志* (東京大学)

Output Power Regulation and Inverter Rating Minimization Against Coil Misalignment Using PWM-Controlled Switched Capacitors for Wireless Power Transfer

Ryo Matsumoto*, Toshiyuki Fujita*, Hiroshi Fujimoto* (The University of Tokyo)

This work proposes a method to regulate the output power against self and mutual inductance variations by deliberately detuning the resonant circuit using variable capacitors. The proposed method can reduce the inverter's rating compared to conventional output power regulation methods combined with the resonant frequency tuning method without sacrificing the transmission efficiency.

キーワード：ワイヤレス給電, 磁界共振結合, 可変キャパシタ, 自己インダクタンス, 相互インダクタンス
(Wireless power transfer, Magnetic resonance coupling, Switched capacitor, Self inductance, Mutual inductance)

1. 序論

ワイヤレス給電とは空間中の電磁界によって物理的な接触を伴わずにエネルギーを供給する技術であり, 利便性の向上やバッテリーの小型化など多くの恩恵をもたらすことから電子機器や電気自動車への適用が広がっている⁽¹⁾。

ワイヤレス給電の最大の特徴はコイル位置の自由度の高さであるが, コイル位置によって共振回路のパラメータが変動し, 送電特性が大きく影響を受ける⁽²⁾。コイル位置による共振回路のパラメータ変動はコイルの相互インダクタンスの変動と自己インダクタンスの変動に分けられる。実用上はコイルにフェライトやアルミシールドを取り付けることが一般的だが, 一方のコイルの自己インダクタンスが他方のコイルのフェライトやアルミシールドの影響を受けるため, コイル位置によって相互インダクタンスだけでなく自己インダクタンスも変動する⁽³⁾。そのためコイルの自己・相互インダクタンスの変動に対して送電特性のロバスト性を高める制御技術が重要である。相互インダクタンスの変動に対しては共振回路に印加される電圧の実効値や周波数を制御することでロバスト性を高める研究が行われてきた^{(4)~(6)}。また自己インダクタンスの変動に対しては共振回路に可変キャパシタを適用することで積極的に適応する研究が行われてきた^{(7),(8)}。ただし自己・相互インダクタンスの変動を両方考慮した制御手法はこれまであまり検討されて来なかった。

自己インダクタンスや相互インダクタンスなどの回路パラメータ変動を考慮したワイヤレス給電システムの定格設計も重要な課題である。半導体スイッチや受動素子は全ての動作条件における電流や電圧の最大値を考慮して定格を選定する必要がある。そのため回路素子に流れる電流や印加される電圧の最大値をできるだけ低く抑えることはコスト削減の観点

から重要である⁽⁹⁾。先行研究^{(10),(11)}ではインバータや同期整流器を制御することで給電開始の際の電流オーバーシュートを抑制する手法が提案されたが, これらの研究では回路パラメータの変動は考慮されていない。また別の先行研究⁽¹²⁾では相互インダクタンスの変動に対してインバータの動作周波数を制御することで受電電力を一定に保ちながらインバータの定格を最小化する手法が提案されたが, この手法は自己インダクタンスの変動には対処できないという欠点がある。

本稿では先行研究⁽¹²⁾で提案された手法を拡張し, 可変キャパシタを用いて回路の共振周波数を制御することで自己・相互インダクタンスの変動に対して受電電力を一定化する手法を提案する。可変キャパシタによって自己インダクタンスの変動を打ち消して共振周波数を一定に維持する手法を提案手法と比較し, 提案手法はインバータの必要定格を大幅に削減できることを示す。

2. コイル位置変動に対する受電電力一定化手法の比較

図1に本節で扱うワイヤレス給電システムの回路図を示す。 L_1, L_2, M はそれぞれ送電コイル, 受電コイルの自己インダクタンスと相互インダクタンスを表している。1節で述べたように L_1, L_2, M はコイルの位置によって変動する。両側の共振回路には通常の共振コンデンサのかわりに可変キャパシタが接続されている。 C_1, C_2 は可変キャパシタの等価キャパシタンスを表す。インバータと整流器はそれぞれ電圧が V_{1dc}, V_{2dc} の定電圧源に接続されている。 R_1 と R_2 はそれぞれ送電コイルと受電コイルの抵抗成分を表す。

以降では図2に示す等価回路を用いて解析を進める。 $\dot{V}_{1ac}, \dot{V}_{2ac}, \dot{I}_{1ac}, \dot{I}_{2ac}$ はそれぞれ送電側と受電側の電圧と電流のフェーザ表現である。 R_L は整流器の等価インピーダンスを表す。イ

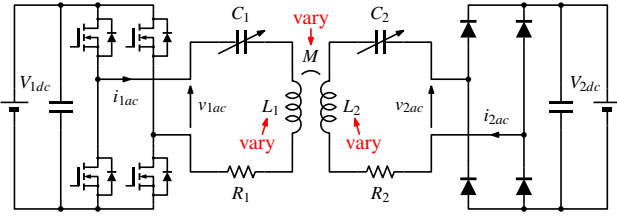


図1 共振回路に可変キャパシタを適用したワイヤレス給電システムの回路図

Fig. 1. Circuit configuration of a WPT system adopting variable capacitors on both primary and secondary sides

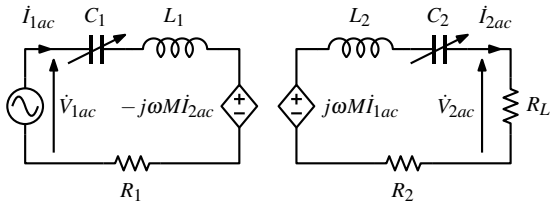


図2 ワイヤレス給電システムの等価回路

Fig. 2. Simplified circuit model of the WPT system

ンバータの動作角周波数は ω で表されている。一般的に \dot{V}_{1ac} の振幅はインバータのパルス幅 (PWM:Pulsewidth Modulation) 制御によって以下のように変えることができる。

$$V_{1ac} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_{inv}}{2}\right) V_{1dc} \quad (1)$$

d_{inv} は PWM 制御のデューティ比を表す。一方で \dot{V}_{2ac} の振幅は受電側の DC 電圧によって以下のように制約される。

$$V_{2ac} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{2dc} \quad (2)$$

図2から以下の回路方程式が得られる。

$$\dot{V}_{1ac} = \left(j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right) \dot{I}_{1ac} - j\omega M \dot{I}_{2ac} \quad (3)$$

$$\dot{V}_{2ac} = -\left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\right) \dot{I}_{2ac} + j\omega M \dot{I}_{1ac} \quad (4)$$

また \dot{V}_{2ac} と \dot{I}_{2ac} の間には以下の関係が成り立つ。

$$\dot{V}_{2ac} = R_L \dot{I}_{2ac} \quad (5)$$

〈2・1〉 従来の対処方針 一般的に送電コイルと受電コイルのリアクタンスを共振コンデンサで完全に相殺することで高い送電効率と力率1を達成できることが知られている。この条件は以下の式で表される。

$$j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = 0, \quad j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} = 0 \quad (6)$$

一般的に皮相電力とスイッチング損失を最小化するためにインバータを1に近い力率で動作させることが望ましい⁽¹³⁾。そのため自己・相互インダクタンスの変動に対して受電電力を一定化する最も直接的な方法は次の通りである。

(1) 自己インダクタンスの変動に対して(6)式が常に満たされるように可変キャパシタを調整する。

(2) インバータの出力電圧をPWM制御で調整することで受電電力を相互インダクタンスの変動に対して一定化する。可変キャパシタの調整によって(6)式が常に満たされているとき、(3)式と(4)式は以下のように単純化される。

$$\dot{V}_{1ac} = -j\omega M \dot{I}_{2ac}, \quad \dot{V}_{2ac} = j\omega M \dot{I}_{1ac} \quad (7)$$

\dot{V}_{2ac} と \dot{I}_{2ac} は同位相のため、(7)式から受電電力は以下のように求まる。

$$P_2 = V_{2ac} I_{2ac} = \frac{V_{1ac} V_{2ac}}{\omega M} \quad (8)$$

(1)式と(2)式に示すように、 V_{1ac} は可変、 V_{2ac} は一定である。そのため(8)式から V_{1ac} を M に比例して変えることで相互インダクタンス変動に対して受電電力を一定化することができる。 M と V_{1ac} の変動範囲を $M_{min} \leq M \leq M_{max}$, $V_{1ac,min} \leq V_{1ac} \leq V_{1ac,max}$ と定義し、受電電力を P_{2ref} で一定化すると仮定すると、以下の関係式が成り立つ。

$$P_{2ref} = \frac{V_{1ac,min} V_{2ac}}{\omega M_{min}} = \frac{V_{1ac,max} V_{2ac}}{\omega M_{max}} \quad (9)$$

V_{2ac} は一定のため、(7)式から I_{1ac} は M と反比例の関係にある。よって M が M_{min} から M_{max} まで変動するとき、 I_{1ac} は以下の式で定義される $I_{1ac,min}$ から $I_{1ac,max}$ までの範囲で変動する。

$$I_{1ac,min} = \frac{V_{2ac}}{\omega M_{max}}, \quad I_{1ac,max} = \frac{V_{2ac}}{\omega M_{min}} \quad (10)$$

(9)式と(10)式に示すように V_{1ac} は $M = M_{max}$ のとき最大値をとり、 I_{1ac} は $M = M_{min}$ のとき最大値をとる。複数の異なる動作条件を考慮した最大電圧と最大電流の積を包括的定格出力と定義し、 S_1 と表すと、 S_1 は以下の式のように求まる。

$$S_1 = V_{1ac,max} I_{1ac,max} = \frac{V_{1ac,max} V_{2ac}}{\omega M_{min}} = \frac{M_{max}}{M_{min}} P_{2ref} \quad (11)$$

(11)式はインバータの包括的定格出力が相互インダクタンスの最大値と最小値の比に依存することを表す。即ち、相互インダクタンスの変動範囲が広いほど大きな定格が必要になる。

〈2・2〉 提案する対処方針 本節では従来手法で必要とされるインバータの定格を削減するための可変キャパシタの制御手法を提案する。提案手法は以下の二つの要素から成り立つ。

(1) 可変キャパシタを調整することで送電側と受電側の共振周波数を動作周波数から意図的にずらす。

(2) インバータを常にパルス幅最大で動作させることで一定電圧を出力する。

以降の解析では送電側と受電側の共振回路の直列等価リアクタンスを以下のように X_1 , X_2 と定義する。

$$j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = jX_1, \quad j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} = jX_2 \quad (12)$$

提案手法では X_1 と X_2 を適切に調整することで自己・相互インダクタンスの変動に対して受電電力を一定化する。インバータの出力電圧は一定のため、 V_{1ac} と V_{2ac} の比は V_{1dc} と V_{2dc} の比と等しくなり、以下のような定数として定義できる。

$$\lambda = \frac{V_{1ac}}{V_{2ac}} = \frac{V_{1dc}}{V_{2dc}} \quad (13)$$

(12)式と(13)式に基づいて(3)式、(4)式、(5)式を解くことで、回路の入力インピーダンスは以下のように求まる。

$$\dot{Z}_1 = \frac{\dot{V}_{1ac}}{\dot{I}_{1ac}} = \frac{R_L(\omega M)^2}{R_L^2 + X_2^2} + j \left[X_1 - \frac{X_2(\omega M)^2}{R_L^2 + X_2^2} \right] \quad (14)$$

整流器が電圧一定の DC バスに接続されているとき、 R_L は定数ではなく回路の動作条件に依存する変数となる。(12) 式と (13) 式に基づいて (3) 式、(4) 式、(5) 式を解くことで、 R_L は以下の式のように表される。

$$R_L = \frac{\omega^2 M^2 - X_1 X_2}{\sqrt{\lambda^2 \omega^2 M^2 - X_1^2}} \quad (15)$$

(15) 式を (14) 式に代入して $\text{Im}[\dot{Z}_1] = 0$ を解くことで以下の関係式が求まる。

$$X_1 = \lambda^2 X_2 \quad (16)$$

即ち、(16) 式が満たされる時インバータの力率は 1 となる。(15) 式と (16) 式から、(16) 式が満たされる時の受電電力は以下のように求まる。

$$P_2 = \frac{V_{2ac}^2}{R_L} = \frac{V_{1ac} V_{2ac}}{\sqrt{\omega^2 M^2 - \lambda^2 X_1^2}} = \frac{V_{1ac} V_{2ac}}{\sqrt{\omega^2 M^2 - \lambda^2 X_2^2}} \quad (17)$$

(17) 式は P_2 と M の間の負の相関を示すと同時に P_2 と X_1 , X_2 の間の正の相関を示している。即ち、 M の増加または減少に伴って X_1 , X_2 を増加または減少させることで P_2 を一定化できると考えられる。以降では X_1 と X_2 は正と仮定する。また $X_{1,min}$ と $X_{2,min}$ を (16) 式を満たす X_1 , X_2 のうち $M = M_{min}$ のもとで受電電力が P_{2ref} となる組み合わせと定義する。即ち以下の関係式が成り立つ。

$$P_{2ref} = \frac{V_{1ac} V_{2ac}}{\sqrt{\omega^2 M_{min}^2 - \lambda^2 X_{1,min}^2}} = \frac{V_{1ac} V_{2ac}}{\sqrt{\omega^2 M_{min}^2 - \lambda^2 X_{2,min}^2}} \quad (18)$$

(17) 式と (18) 式を比較することで受電電力を P_{2ref} に一定化するための X_1 と X_2 の最適値は以下のように導かれる。

$$X_1 = \sqrt{X_{1,min}^2 + \lambda^2 \omega^2 (M^2 - M_{min}^2)} \quad (19)$$

$$X_2 = \sqrt{X_{2,min}^2 + \lambda^2 \omega^2 (M^2 - M_{min}^2)} \quad (20)$$

図 3 に 4 通りの M において計算された X_1 と X_2 に対する P_2 のカラーマップを示す。計算においては動作周波数を 85 kHz、送電側と受電側の DC バス電圧を 89 V と仮定している。赤点線は (16) 式を満たす X_1 と X_2 の集合を表す。赤のマーカーは $X_{1,min} = X_{2,min} = 0 \Omega$ と $M_{min} = 12 \mu\text{H}$ を (19) 式と (20) 式に代入して計算される X_1 と X_2 の最適値を表す。図 3(d) に示すように、 $M = 12 \mu\text{H}$ のときカラーマップの中心において 1 kW の受電電力が得られる。図 3(a)、図 3(b)、図 3(d) に示すように、 M の増加に伴って X_1 と X_2 をカラーマップの中心から遠ざけることで 1 kW の受電電力を維持することができる。即ち、共振回路のリアクタンス成分を調整することで力率を 1 に保ちながら相互インダクタンス変動に対して受電電力を一定化することができる。

(15) 式、(19) 式、(20) 式を (14) 式に代入することで (19) 式と (20) 式が成り立つときの回路の入力インピーダンスは以下のように求まる。

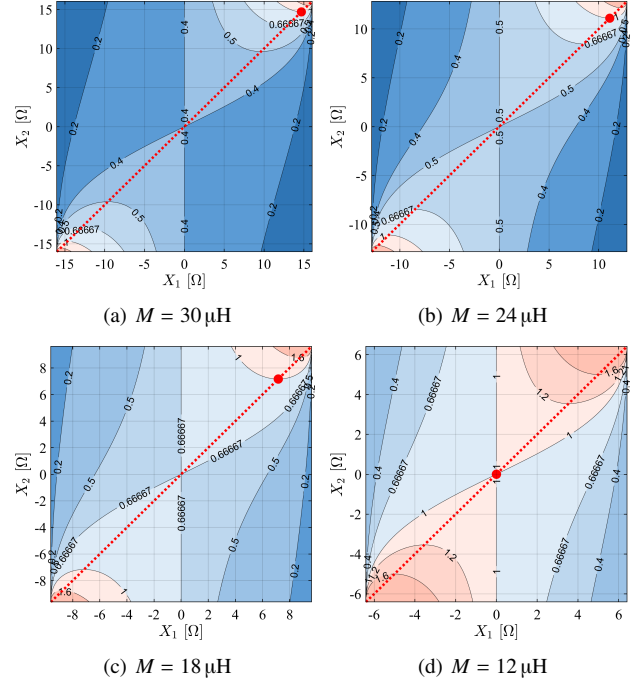


図 3 X_1 と X_2 に対する P_2 のカラーマップ (単位は kW)
Fig. 3. Colormaps of P_2 as functions of X_1 and X_2 shown in kilowatts

$$\dot{Z}_1 = \lambda \sqrt{\omega^2 M_{min}^2 - \lambda^2 X_{2,min}^2} \quad (21)$$

(21) 式は入力インピーダンスが相互インダクタンス変動に関わらず一定になることを表している。これは送電側の電流振幅も一定となることを示しており、(18) 式と (21) 式からその値は以下のように求まる。

$$I_{1ac} = \frac{V_{1ac}}{Z_1} = \frac{V_{1ac}}{\lambda \sqrt{\omega^2 M_{min}^2 - \lambda^2 X_{2,min}^2}} = \frac{P_{2ref}}{V_{1ac}} \quad (22)$$

V_{1ac} も一定のためインバータの包括的定格出力は以下のように単に V_{1ac} と I_{1ac} の積として与えられる。

$$S_1 = V_{1ac} I_{1ac} = P_{2ref} \quad (23)$$

即ち、インバータの包括的定格出力は相互インダクタンスの変動範囲に関わらず受電電力の指令値に一致する。(11) 式と (23) 式から提案手法が従来手法と比較してインバータの必要定格を効果的に削減できることが分かる。

3. 提案手法の実装方法

(12) 式、(19) 式、(20) 式から受電電力を P_{2ref} に一定化するための C_1 と C_2 の最適値は以下のように求まる。

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1 - \omega \sqrt{X_{1,min}^2 + \lambda^2 \omega^2 (M^2 - M_{min}^2)}} \quad (24)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2 - \omega \sqrt{X_{2,min}^2 + \lambda^2 \omega^2 (M^2 - M_{min}^2)}} \quad (25)$$

しかしながら実際には L_1 , L_2 , M の変動量は直接知ることが

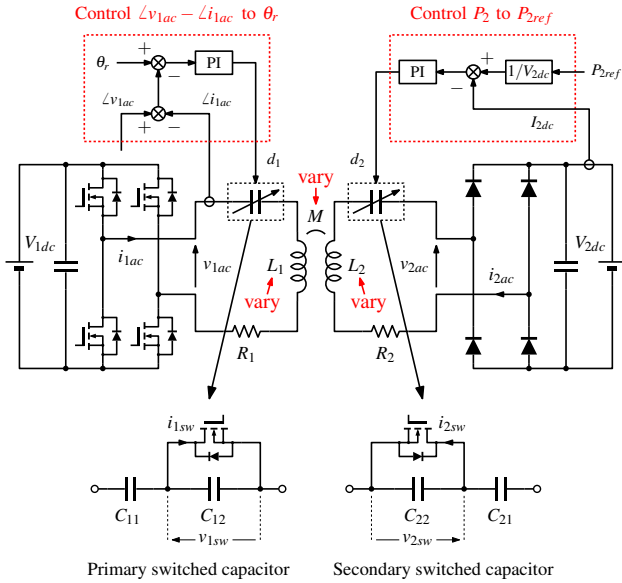


図4 提案する制御手法の全体像

Fig. 4. Overview of the proposed control method

できないため (24) 式と (25) 式を可変キャパシタの制御に用いることはできない。そのため図4に示すように可変キャパシタを制御する手法を提案する。提案手法では以下の二つの動作を同時に行う。

(1) 送電側の可変キャパシタを調整することで v_{1ac} と i_{1ac} の位相差をゼロに制御する。

(2) 受電側の可変キャパシタを調整することで受電電力を P_{2ref} に制御する。

この制御則は図3に示す P_2 のカラーマップに基づいて視覚的に説明することができる。 v_{1ac} と i_{1ac} の位相差をゼロに制御することで X_1 と X_2 の座標が $X_1 = \lambda^2 X_2$ の直線上に制約される。この直線上で受電電力が P_{2ref} となる点を探索することで X_1 と X_2 が (19) 式と (20) 式に示す最適値に収束する。この制御則では L_1 , L_2 , M の値を用いることなく C_1 と C_2 を (24) 式と (25) 式に示す最適値に制御することができる。またこの制御手法は送電側と受電側で独立した閉ループによって実装されるため無線通信が不要という利点もある。図4に示すシステムではPWM制御可変キャパシタ⁽¹⁴⁾を送電側と受電側に適用している。これはスイッチに与えるPWM信号のデューティ比によって等価キャパシタンスを以下のように連続的に変えることができる回路である。

$$C_{1eq} = \frac{1}{\frac{1}{C_{11}} + \frac{1}{C_{12}} \left[1 + \frac{1}{2\pi} \sin(2\pi d_1) - d_1 \right]} \quad (26)$$

$$C_{2eq} = \frac{1}{\frac{1}{C_{21}} + \frac{1}{C_{22}} \left[1 + \frac{1}{2\pi} \sin(2\pi d_2) - d_2 \right]} \quad (27)$$

ただしインバータのスイッチング損失はわずかに遅れ率で動作させたときに最小となる⁽¹³⁾ため、 i_{1ac} が v_{1ac} よりもわずかに遅れ位相となるように送電側の可変キャパシタを制御す

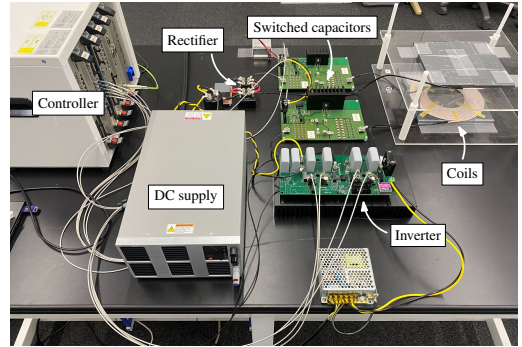


図5 実験機のセットアップ

Fig. 5. Experimental setup

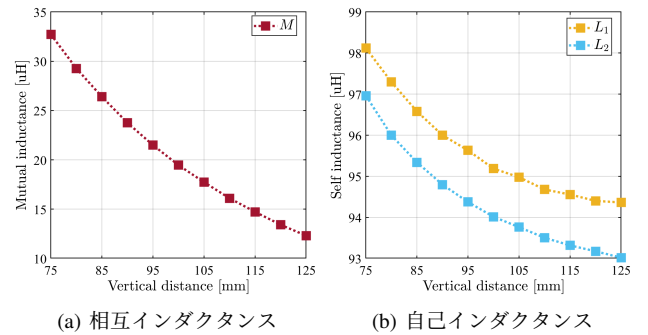


図6 垂直ギャップに対する自己・相互インダクタンス

Fig. 6. Self and mutual inductance according to the vertical airgap

ことでシステム全体の効率を最適化することができる。 i_{1ac} と v_{1ac} の最適な位相差はMOSFETの特性や動作条件にもよりますが、一般的に 10° 以下の小さな値のため、2節の解析の有効性は損なわれない。

4. 実験検証

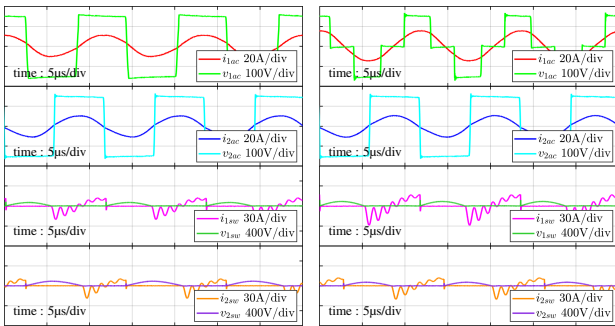
〈4・1〉 実験条件 図5に実験機のセットアップを示す。実験ではコイルの位置変動に対して1kWの受電電力を維持することを目標に提案手法と従来手法をそれぞれ適用し、送電特性の比較を行った。また実験では送電コイルと受電コイルの水平位置を固定し、垂直方向の距離を75mmから125mmまで変化させた。このときの自己・相互インダクタンスの測定結果を図6に示す。送電コイルと受電コイルにはフェライトが取り付けられているため、垂直距離の増加に伴って L_1 と L_2 が減少する。実験は水平方向のコイル位置を固定して行ったが、提案手法と従来手法はどちらも L_1 , L_2 , M の変動量が設計範囲内であれば水平方向の位置変動に対しても有効である。

コイルの自己・相互インダクタンス以外の実験機のパラメータを表1に示す。提案手法では相互インダクタンスが最小かつ共振周波数と動作周波数が一致するときに受電電力が1kWとなるようにDCバス電圧を設定した。従来手法では相互インダクタンスが最大かつインバータのパルス幅が最大るとき

表 1 実験機のパラメータ

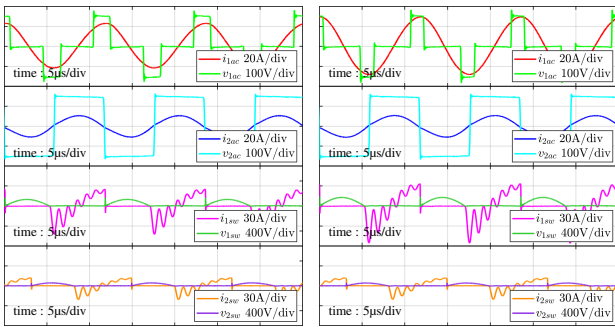
Table 1. Parameters of the experimental setup

パラメータ	記号	値
動作周波数	-	85 kHz
コイルの直列抵抗成分	R_1, R_2	80 m Ω , 80 m Ω
提案手法の DC バス電圧	$V_{1dc,prop}, V_{2dc,prop}$	91 V, 91 V
従来手法の DC バス電圧	$V_{1dc,conv}, V_{2dc,conv}$	147 V, 147 V
提案手法の送電側直列容量	$C_{11,prop}, C_{12,prop}$	57 nF, 110 nF
提案手法の受電側直列容量	$C_{21,prop}, C_{22,prop}$	57 nF, 110 nF
従来手法の送電側直列容量	$C_{11,conv}, C_{12,conv}$	40 nF, 283 nF
従来手法の受電側直列容量	$C_{21,conv}, C_{22,conv}$	40 nF, 283 nF



(a) 垂直距離 75 mm

(b) 垂直距離 90 mm



(c) 垂直距離 110 mm

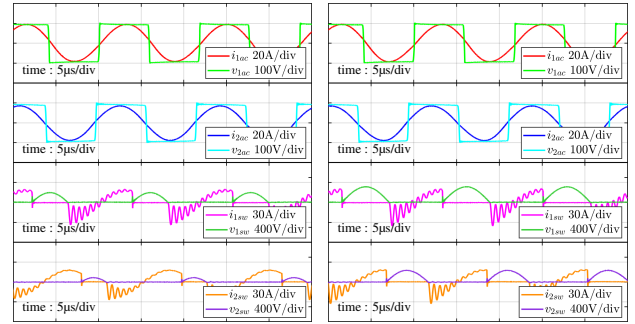
(d) 垂直距離 125 mm

図 7 従来手法を適用したときの電圧と電流の時間波形

Fig. 7. Voltage and current waveforms when applying the conventional method

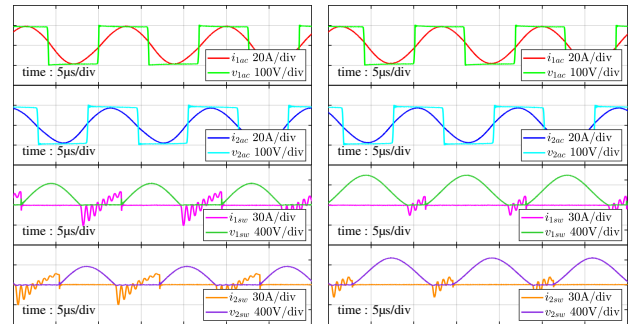
に受電電力が 1 kW となるように DC バス電圧を設定した。提案手法と従来手法の PWM 制御可変キャパシタの直列容量は 2 節の解析と図 6 の測定結果から必要な等価キャパシタンスの可変範囲を計算して決定した。提案手法では v_{1ac} と i_{1ac} の位相差の指令値を 8° とした。また従来手法では v_{1ac} と i_{1ac} の位相差が 8° , i_{1ac} と i_{2ac} の位相差が 90° となるように可変キャパシタのデューティ比を手動で調整し、PI 制御によってインバータのパルス幅を絞ることで受電電力を 1 kW に維持した。

〈4・2〉 実験結果 図 7 と図 8 に従来手法と提案手法を適用したときの電圧と電流の時間波形を示す。従来手法では垂直距離の増加に伴ってインバータのパルス幅が狭くなる一方で、送電側の電流振幅が増加していることが分かる。この傾向



(a) 垂直距離 75 mm

(b) 垂直距離 90 mm

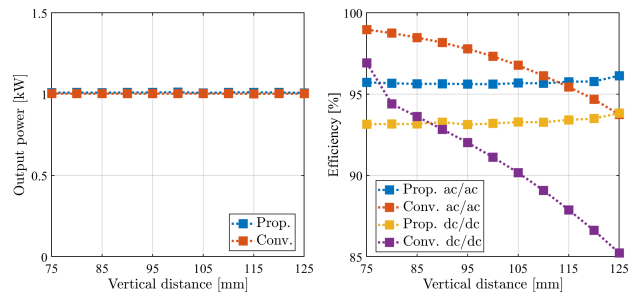


(c) 垂直距離 110 mm

(d) 垂直距離 125 mm

図 8 提案手法を適用したときの電圧と電流の時間波形

Fig. 8. Voltage and current waveforms when applying the proposed method



(a) 受電電力

(b) 送電効率

図 9 受電電力と送電効率の測定結果

Fig. 9. Experimental results of output power and efficiency

は (9) 式と (10) 式の解析結果とも合致している。また v_{1ac} と i_{1ac} はほぼ同位相となっており、 i_{1ac} と i_{2ac} の位相差は 90° となっている。提案手法では垂直距離に関わらずインバータのパルス幅は常に最大であり、送電側の電流振幅も一定に保たれている。この結果は (22) 式の解析結果とも合致している。また v_{1ac} と i_{1ac} はほぼ同位相となっている一方で、 i_{1ac} と i_{2ac} の位相差は垂直距離によって異なる。垂直距離が 125 mm のときは位相差はほぼ 90° であり、垂直距離が小さくなるに従って位相差が小さくなっている。これは相互インダクタンスが最小のときは回路の共振周波数が動作周波数とほぼ一致し、相互インダクタンスが大きくなるに従って共振周波数が動作周波数

から離れていくことを示しており、図3の結果とも合致している。図7の波形に高速フーリエ変換を施すことで従来手法におけるインバータの電圧と電流の最大値は $V_{1ac,max} = 138.0\text{ V}$, $I_{1ac,max} = 20.5\text{ A}$ と求まる。また図8の波形から提案手法におけるインバータの電圧と電流の最大値は $V_{1ac,max} = 84.8\text{ V}$, $I_{1ac,max} = 13.3\text{ A}$ と求まる。よって従来手法と提案手法におけるインバータの包括的定格出力は

$$S_{1,conv} = 2.83\text{ kVA}, \quad S_{1,prop} = 1.13\text{ kVA} \quad (28)$$

と求まる。この結果は(11)式(23)式とおおよそ合致しており、提案手法によってインバータの包括的定格出力が従来手法から60%削減される。(28)式の値は(11)式と(23)式から求まる理論値と比較して10%ほど大きい、インバータをわずかに遅れ力率で動作させていることやコイルと整流器の損失が影響していると考えられる。

図9に受電電力と送電効率の測定結果を示す。図9(a)から従来手法と提案手法の両方で全ての垂直距離において受電電力を1kWに一定化できていることが分かる。また図9(b)から従来手法では垂直距離が大きくなるに従ってAC-AC効率とDC-DC効率がともに低下するのに対して、提案手法ではAC-AC効率とDC-DC効率がほぼ一定に保たれていることが分かる。従来手法では垂直距離が大きくなるに従って送電側の電流振幅が増加するためコイルの損失も増加するが、提案手法では送電側と受電側の電流振幅が常に一定に保たれるためコイルの損失も一定となる。さらに従来手法では垂直距離が75mmのときを除いてインバータのハードスイッチングが起るため、垂直距離が大きくなるに従ってインバータの変換効率が低下する。その結果AC-AC効率は垂直距離が110mm以下の領域で従来手法の方が高いのに対して、DC-DC効率は垂直距離が90mm以上の領域で提案手法の方が高くなっている。提案手法の効率は垂直距離が小さくなるに従ってわずかに低下する傾向が見られるが、可変キャパシタのデューティ比が増加することによる導通損失の増加が影響していると考えられる。これらの結果から相互インダクタンスが最大値に近い領域を除くと提案手法が従来手法と比較して送電効率においても優位性があることが示された。

5. 結論

本稿ではコイルの位置変動に伴う自己・相互インダクタンスの変動に対して受電電力を一定化する制御手法を検討した。可変キャパシタを用いて回路パラメータ変動に積極的に適応する二つの制御手法を比較し、提案手法が従来手法と比較してインバータの最大電圧と最大電流の積で決まる包括的定格出力を大幅に削減できることを解析的に示した。1kWの給電実験で提案手法が従来手法と比較して包括的定格出力を60%削減できることを確認した。また提案手法がコイルの位置変動に対して93%以上のほぼ一定のDC-DC効率を維持できることも確認した。

- (1) 日下 佳祐, 伊東 淳一, 伝送周波数と伝送電力に着目した電磁誘導現象を用いた非接触給電システムの開発動向, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), 2017, 137巻, 5号, p. 445-457.
- (2) Hirokazu Matsumoto, Teppei Zaitu, Ryohei Noborikawa, Yojiro Shibako, Yasuhiko Neba, Control for Maximizing Efficiency of Three-Phase Wireless Power Transfer Systems At Misalignments, IEEJ Journal of Industry Applications, 2020, 9巻, 4号, p. 401-407.
- (3) S. Y. Jeong, J. H. Park, G. P. Hong and C. T. Rim, "Autotuning Control System by Variation of Self-Inductance for Dynamic Wireless EV Charging With Small Air Gap," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 6, pp. 5165-5174, June 2019.
- (4) 小林 大太, 居村 岳広, 堀 洋一, 走行中ワイヤレス給電システムにおけるリアルタイム最大効率制御, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), 2016, 136巻, 6号, p. 425-432.
- (5) 池村 亮祐, 津下 聖悟, 橋本 俊哉, 永井 栄寿, 藤田 稔之, 藤本 博志, 走行中ワイヤレス給電における電力制御の研究, 自動車技術会論文集, 2023, 54巻, 1号, p. 117-122.
- (6) Toshiyuki Fujita, Yuya Deguchi, Hiroshi Fujimoto, Impedance Analysis of Parity-Time Wireless Power Transfer System using Digital Separate-Oscillation, IEEJ Journal of Industry Applications, 2024, 13巻, 6号, p. 703-710.
- (7) D. -H. Kim and D. Ahn, "Self-Tuning LCC Inverter Using PWM-Controlled Switched Capacitor for Inductive Wireless Power Transfer," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, no. 5, pp. 3983-3992, May 2019.
- (8) 小西 晃央, 石原 将貴, 梅谷 和弘, 平木 英治, 非接触給電用中継共振器の共振周波数自律調整回路のためのリアクタンス補償量探索範囲を拡張する新制御方式, パワーエレクトロニクス学会誌, 2022, 48巻, p. 97-106.
- (9) 田中 淳, 大森 英樹, 三島 智和, フィードバック制御不要AGV向け走行中ワイヤレス給電システム, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), 2024, 144巻, 10号, p. 699-709.
- (10) 時田 圭一郎, 畑 勝裕, 居村 岳広, 藤本 博志, 堀 洋一, 走行中ワイヤレス給電システムにおける送電側電流包絡線モデルに基づく過渡応答制御, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), 2020, 140巻, 5号, p. 356-363.
- (11) W. Zhong, H. Li, S. Y. R. Hui and M. D. Xu, "Current Overshoot Suppression of Wireless Power Transfer Systems With on-off Keying Modulation," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 3, pp. 2676-2684, March 2021.
- (12) G. Guidi and J. A. Suul, "Minimizing Converter Requirements of Inductive Power Transfer Systems With Constant Voltage Load and Variable Coupling Conditions," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 11, pp. 6835-6844, Nov. 2016.
- (13) 大澤 順, 磯部 高範, 只野 博, 直列補償回路を用いた非接触給電用高周波インバータの高効率化の提案と実機検証, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), 2018, 138巻, 10号, p. 800-809.
- (14) F. Grazian, T. B. Soeiro and P. Bauer, "Inductive Power Transfer Based on Variable Compensation Capacitance to Achieve an EV Charging Profile With Constant Optimum Load," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 11, no. 1, pp. 1230-1244, Feb. 2023.