

低結合条件下での CSI 昇圧特性を利用した VSI/CSI モード切替 WPT システムの電力能力向上

日野 竣介 日下 佳祐（長岡技術科学大学）

Power Capability Enhancement of a VSI/CSI Mode-Switching WPT System Utilizing CSI Boost Characteristics Under Low Coupling

Shunsuke Hino, Keisuke Kusaka (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a wireless power transfer (WPT) system with topology-switching capability between a voltage-source inverter (VSI) and a current-source inverter (CSI) to handle variations in the coupling coefficient. Conventional VSI systems require high-voltage-gain designs for low coupling, forcing large phase-shift operations to suppress excessive output under nominal conditions. This step-down operation generates severe circulating currents within the inverter bridge, degrading efficiency and imposing high current stress. To overcome this dilemma, the proposed system adaptively switches to the CSI mode under low coupling to utilize its inherent boost characteristics. The CSI mode enhances voltage gain via phase-shift control to maintain target power, eliminating unnecessary circulating currents through a current-interruption mechanism during short-circuit periods. Experimental results demonstrate that when the coupling coefficient drops from 0.3 to 0.2, the CSI mode maintains target power, achieving a significant power increase compared to the VSI mode. Simulation results confirm that the proposed method suppresses both rms and peak device currents. These results validate the system's efficacy in preventing overcurrent and reducing current stress, protecting switching elements during power transfer.

キーワード：無線電力伝送，電圧型インバータ，電流型インバータ，位相シフト

Keywords：Wireless Power Transfer, Voltage Source Inverter, Current Source Inverter, Phase Shift

1. はじめに

近年，EV や AGV への無線電力伝送（WPT）技術において，駐車位置のズレによる結合係数低下時にも安定して定格電力を供給する能力が求められている⁽¹⁾。

従来多く採用されてきた電圧型インバータ⁽²⁾（VSI）システムでは，結合係数低下時の出力不足を見据えてあらかじめゲインを高く設計⁽³⁾せねばならず，高結合の通常時には出力を抑制するための降圧動作が必要となる。しかし，VSI での大きな降圧動作はインバータブリッジ内の循環電流を増加させ，導通損失の増加や素子の電流定格逼迫を招くため，VSI 単体での出力の広範囲化には限界がある。

そこで本研究では，同一のブリッジ構造を共有したままトポロジを切り替える VSI/CSI（電流型インバータ）モード切替 WPT システムを提案する。通常時は VSI モードで駆動し，結合係数低下時は昇圧特性を持つ CSI モードへ切り替えて電圧ゲインを大幅に向上させる点に特徴がある。これにより，VSI では電圧不足となる低結合時（ゲイン不足時）の電力担保を，CSI の昇圧動作によって，素子への電流ストレ

スを抑制しながら達成できる。本稿では，両モードの一般化した定常特性を示し，実機実験による電力担保および昇圧特性の検証，さらにシミュレーションによる電流ストレス抑制効果を明らかにする。

2. 提案システム

〈2・1〉 回路構成

Fig. 1 に提案するトポロジ切り替え機能を有する WPT システムの回路構成を示す。

本回路構成は，直流電源 V_{DC} ，直流リンクインダクタ L_{DC} ，

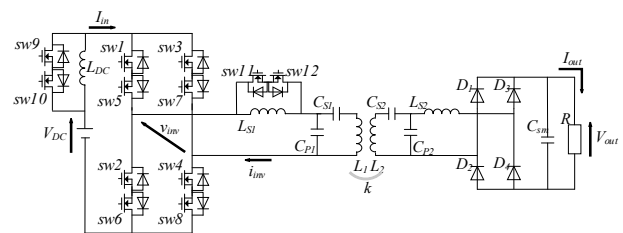


Fig. 1. Circuit configuration of the proposed WPT system.

4つの双方向スイッチで構成されたフルブリッジインバータおよび送受電コイルを含む共振ネットワークによって構成される。提案システムの特徴は、直流リンクインダクタ L_{DC} と並列に追加の双方向スイッチ（切り替え用スイッチ）を接続することにより、インバータトポロジを VSI モードと CSI モードの間で柔軟に変更できる点にある。さらに、インバータトポロジを変更するにあたり、インバータ直後に位置する1次側共振ネットワークの接続状態を、別途設けた双方向スイッチによって選択的に切り替え可能である。同一の物理的ブリッジ構造を維持したまま、各スイッチの ON/OFF 状態を切り替えることで、インバータトポロジを以下のように変更する。

(1) VSI モード時

SW5, 6, 7, 8, 9, 10 を常時 ON することで、直流リンクインダクタを無効化及びインバータの還流経路を確保し電圧型インバータを構成する。このとき、1次側共振ネットワークを Double-side LCC 回路⁽⁴⁾として動作させるため、SW11, 12 は常時 OFF とする。

(2) CSI モード時

SW5, 6, 7, 8, 9, 10 を常時 OFF することで、直流リンクインダクタを有効化及び逆直列ダイオード（ボディダイオード）を有効化し電流型インバータを構成する。この際、共振ネットワークを CLC 回路⁽⁵⁾へと移行させるため、SW11, 12 を常時 ON とする。これにより、CSI による昇圧特性を利用して高電圧・大電力出力を可能とする。

なお、本稿ではモード間の過渡的な切り替え制御については考慮せず、各モードの定常状態における出力特性の評価に焦点を当てる。

〈2・2〉各モードの動作原理および定常特性解析

(1) VSI モード

本モードでは、インバータ側の位相シフト角 β を制御変数として出力電圧および出力電力を降圧制御する。ここで、 $\beta = 0^\circ$ で出力電力が最大となるよう定義する。すなわち、左右のレグが完全に逆位相で駆動する。位相シフト角 β を増加させるにともなって出力電力を滑らかに減少させる単調減少特性を持つ。以下にその理論式を導出する。

インバータ出力電圧の基本波成分の実効値 $V_{inv_VSI_rms}$ は、直流入力電圧 V_{DC} およびインバータの位相シフト角 ($0^\circ < \beta < 180^\circ$) を用いて次式で表される。

$$V_{inv_VSI_rms}(\beta) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{DC} \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad \dots\dots\dots (1)$$

システムが完全共振条件を満たしているとき、受電側への出力電力 P_{out_VSI} はインバータ出力電圧の2乗に比例するため、整流器と負荷抵抗を交流換算したときの等価入力抵抗 R_{in} を用いて次式となる。

$$P_{out_VSI}(\beta) = \frac{8V_{DC}^2}{\pi^2 R_{in}} \cos^2\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここで、位相シフト制御を行わない $\beta = 0$ における出力電力を P_{0_VSI} と定義すると、一般化した正規化出力電力は次式

のように $\cos^2$ に従う単調減少特性として整理できる。

$$\frac{P_{out_VSI}(\beta)}{P_{0_VSI}} = \cos^2\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad \dots\dots\dots (3)$$

(2) CSI モード

本モードは、従来の VSI モードよりも高い出力電圧を得られる昇圧特性を持つ。また、位相シフト角 β ($0^\circ < \beta < 180^\circ$) を導入することで、レグ内にアーム短絡期間（オーバーラップ期間）を形成する。 $\beta = 0^\circ$ のときに上下のスイッチが最小のオーバーラップ時間のみで短絡する状態である。すなわち、 $\beta = 180^\circ$ で同じレグの上下のスイッチが同時 ON または OFF する状態である。

このアーム短絡期間では、共振回路への電流が遮断されるため、インバータ出力電流波形は振幅 I_{DC} のパルス状の方形波となる。この基本波成分の実効値 $I_{inv_CSI_rms}$ は、フーリエ級数展開により次式のように導出される。

$$I_{inv_CSI_rms}(\beta) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{DC} \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad \dots\dots\dots (4)$$

ここで、理想状態における直流入力電力 $P_{in} = V_{DC} I_{DC}$ と、負荷力率を $\cos \phi = 1$ と仮定した交流出力電力 $P_{out} = V_{inv_CSI_rms} I_{inv_CSI_rms}$ の電力保存則 $P_{in} = P_{out}$ を考える。(4)式から電流 I_{DC} を消去してインバータ出力基本波電圧の実効値 $V_{inv_CSI_rms}$ について整理すると、次式のように余弦関数の逆数を含む昇圧特性式が導かれる。

$$V_{inv_CSI_rms} = \frac{\pi}{2\sqrt{2} \cos\left(\frac{\beta}{2}\right)} V_{DC} \quad \dots\dots\dots (5)$$

式から明らかなように、CSI モードは位相シフト角 $\beta = 0$ において同条件 VSI モードよりも高い電圧を出力できる特性を持つ。したがって、CSI モードの出力電力は、基本波実効値 $V_{inv_CSI_rms}$ と等価入力抵抗 R_{in} の関係から次式で表される。

$$P_{out_VSI}(\beta) = \frac{\pi^2 V_{DC}^2}{8 R_{in} \cos^2\left(\frac{\beta}{2}\right)} \quad \dots\dots\dots (6)$$

VSI モードと同様に、基準状態 $\beta = 0$ における CSI の出力電力を P_{0_CSI} と定義すると、一般化した正規化出力電力は次式のように $1 / \cos^2$ に従う単調増加特性として一意に決定される。

$$\frac{P_{out_CSI}(\beta)}{P_{0_CSI}} = \frac{1}{\cos^2\left(\frac{\beta}{2}\right)} \quad \dots\dots\dots (7)$$

(3) 各モードの比較

Fig. 2 に前節までに導出した、VSI モードおよび CSI モードにおけるインバータの位相シフト制御なしの基準状態の電力を1として一般化した正規化出力の比較を示す。このグラフは、位相シフト角 β を 0° から 90° まで理論値をプロットしたものである。Fig. 2 が示す通り、同一の位相シフト角 β の操作空間に対して、両モードは完全に対称な電圧・電力制御応答を示す。VSI モードでは、位相角 β を 0° から 90° へと増加させるに伴い、電力ゲインが1から0.5へと滑らかに下降する単調減少特性を示す。これは、VSI モードが基準状態 ($\beta = 0$) において最大出力を得ており、それ以上の昇圧マージンを持たない降圧専用のトポロジであることを意味している。これに対して CSI モードでは、 β を 0° から 90° へと増加させ

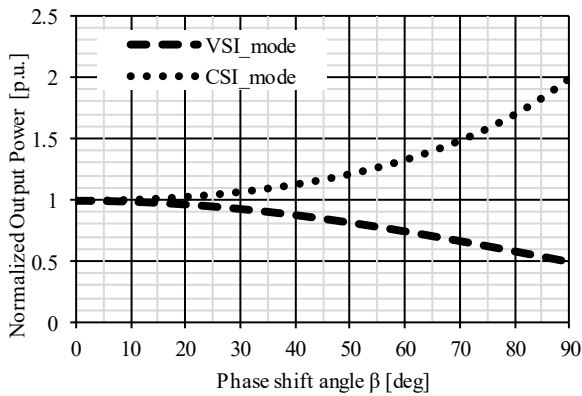


Fig. 2. Generalized theoretical output power characteristics.

る（短絡期間を広げる）にともない、出力電力が 1 から 2 へと上昇する単調増加特性（昇圧特性）を示す。

以上の結果から、位置ズレによって VSI では所望の電力が得られない条件であっても、CSI モードを用いてインバータ側の位相シフト角 β を調整することで、目標とする定格出力ラインへと補償させることが出来ることが示された。

3. 実機検証

〈3・1〉検証条件

本節では、提案システムの妥当性を検証するため、回路シミュレーションおよび実機実験による評価を行った。共通の主要パラメータを Table 1 に示す。

本評価では、送受電部が適正位置にある通常時（ノミナル条件）の結合係数を $k=0.3$ とし、位置ズレにともなう結合低下時のワースト条件を $k=0.2$ として設定した。また、通常時 $k=0.3$ において VSI モードかつ位相シフト制御なし（ $\beta=0^\circ$ ）で駆動した際に負荷抵抗が消費する有効電力を基準電力 $P_{nominal}$ （電力ゲイン 1）として定義し、各動作点における出力電力を正規化した。回路シミュレーションにおいては、定格出力電力を 1.5 kW、（VSI 出力基本波実効値 200 V）としてシステム設計を行った。一方、実機実験においては、実験環境の制約を考慮し、定格電力を 1/4 倍の 375 W（直流電源電圧を 1/2 倍）とした縮小プロトタイプを用いて検証を行った。

〈3・2〉結合係数低下時における出力特性の担保

コイル間の位置ズレによって結合係数 k がノミナル値から大幅に低下した際における、提案システムの電力担保能力について検証するため実機実験を行った。

Fig. 3 に、横軸にインバータの位相シフト角、縦軸に正規化出力電力（電力ゲイン $P_{OUT} / P_{nominal}$ ）をとった制御特性を示す。Fig. 3 に示す通り、位置ズレによって結合係数が $k=0.2$ まで低下した場合、従来の VSI モードのまま制御を行わない条件（Uncontrolled）では、トポロジーのゲイン不足に起因して出力電力が約 0.44p.u.まで減少し、目標とする定格電力を維持できない。これに対して、トポロジーを提案の CSI モー

Table 1. Experimental and simulation parameters

Parameter	Symbol	Sim.value	Exp.value
Resonance frequency	f	85 kHz	85 kHz
Input voltage	V_{in}	222 V	111 V
DC-link inductor	L_{DC}	500 μ H	530 μ H
Capacitance of series resonant capacitors	C_{S1}, C_{S2}	30.1 nF	29.9 nF
Capacitance of parallel resonant capacitors	C_{P1}, C_{P2}	70.1 nF	69.9 nF
Inductance of resonant inductors	L_{S1}, L_{S2}	50 μ H	51 μ H
Inductance of coils	L_1, L_2	166.6 μ H	167,164 μ H
Capacitance of smoothing capacitor	C_{sm}	66 μ F	66 μ F
Load Resistance	R	33.3 Ω	33.3 Ω
Nominal value of Coupling coefficient	k	0.3, 0.2	0.3, 0.2

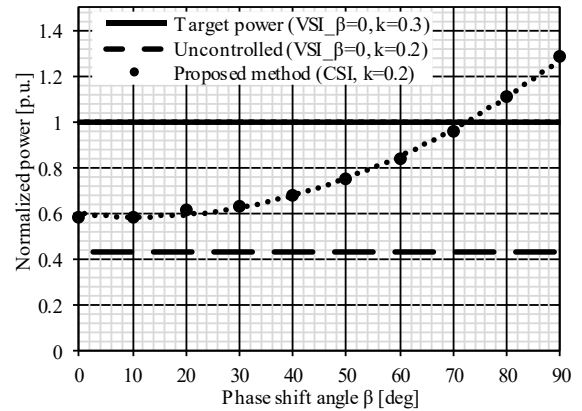


Fig. 3. Generalized theoretical output power characteristics

ドへと移行した場合（Proposed method）、CSI モードの昇圧動作によって、 $\beta=0^\circ$ の初期状態であっても出力を大きく回復できる。さらに、2.2 節の理論式の通り、CSI モードは位相シフト角 β の増加にともなって電力を滑らかに右肩上がりにも上昇させる単調増加特性を示す。実測されたゲイン曲線は、 β を調整する過程において、目標定格ラインである 1.0（Target power）と確実に交差する最適な動作点 β_{opt} が存在することを示している。これにより、地上高の変動や駐車位置のズレによって結合係数が大きく低下したとしても、インバータ側の位相シフト角 β の制御のみで目標とする定格出力を補償できることが実証された。

〈3・3〉結合係数変動時におけるインバータ電流の抑制効果

前節で実証された「CSI モードによる電力補償」が、インバータを構成するパワー半導体素子の電流ストレス緩和に及ぼす影響について、回路シミュレーションを用いて検証した結果を述べる。

本評価では、ノミナル時の結合係数を $k=0.3$ としたときに、結合低下時 $k=0.2$ において、受電側の負荷電力を等しい定格電力（正規化電力 1、すなわち 1.5 kW に維持した状態）に維持することを制約条件とし、以下の 2 つの仕様を比較した。

仕様 A（提案法）：

$k=0.2$ においてトポロジーを CSI モードへ切り替え、最適な位相シフト角 β_{opt} を適用し、定格電力 1.5 kW を送電する。

・仕様 B（従来法）：

あらかじめ想定するワースト条件 $k = 0.2$ で定格電力が出力できるように設計された従来の VSI システムにおいて、 $k = 0.3$ の時に出力を目標値 (1.5 kW) に維持するため位相シフト制御を行う。

Fig. 5 に仕様 A, Fig. 6 に仕様 B におけるインバータの出力電圧 v_{inv} および出力電流 i_{inv} の定常瞬時波形の比較を示す。

Figs. 5, 6 から明らかなように、受電側の負荷に供給されている電力 P_{out} は両者ともに等しく定格を満たしているが、インバータ内部を流れる電流波形には差異が現れている。

従来の VSI 降圧駆動（仕様 B）では、出力を絞るために設けた電圧 0 V の期間（レグ間位相差による還流期間）において、インバータブリッジ内に循環電流が流れ、インバータ電流の実効値 (rms) およびピーク値が増加している。これは、パワー半導体素子の導通損失を増大させ、熱定格や電流定格の圧迫を招く主因となる。

一方、提案の CSI 駆動（仕様 A）では、同一レグ内の上下アームが同時にオンするオーバーラップ期間 β において、インバータ出力端から共振回路側へと流れる電流が、瞬時値ベースで完全に 0 A へと遮断される。この動作により、循環電流が根本的に排除されるため、同じ電力を負荷へ伝送しているにもかかわらず、インバータ電流の実効値を低減できる。

Table 2 に、定格電力伝送時におけるデバイス電流の実効値 I_{device_rms} およびピーク値 i_{device_peak} の数値および通常時 ($k=0.3$ 設計の VSI) を基準とした正規化値の比較を示す。

Table 2 が示す通り、正規化値の比較において、仕様 B（従来法）では位置ズレ時の定格送電にともない電流実効値が通常時の 1.46 倍、ピーク値が 1.47 倍まで増加するのに対し、仕様 A（提案法）では短絡遮断効果によって通常時を下回る実効値 0.9 倍、ピーク値 0.67 倍にストレスを抑制できている。結果として、提案システムは従来手法と比較して、電流実効値を 38.2%、ピーク値を 54.5%低減可能である。

以上の結果から、提案システムは結合係数の低下に対して必要な電力を補償できるだけでなく、インバータのパワー半導体素子や周辺配線にかかる熱的・電氣的な電流ストレス定格を削減可能であることが証明された。

4. まとめ

本稿では、位置ズレによる結合係数の大幅な変動に対して、広範囲な出力を担保する手法として、送電側インバータの VSI/CSI トポロジ切り替え機能を有する WPT システムを提案し、その定常特性を評価した。理論導出において、位相シフト角 β の増加にともない VSI モードは出力電力が単調減少するのに対し、CSI モードは単調増加（昇圧）し相反する制御特性を持つことを示した。実機実験においては、結合係数が 0.3 から 0.2 まで低下する条件下において、CSI モードの位相シフト角 β 制御によって目標電力を補償可能であることを示した。さらに、同一電力伝送時の回路シミュレーションにより、CSI モードのアーム短絡期間を用いた駆動が不要な循環電流を根本的に排除することを明らかにし、従来の

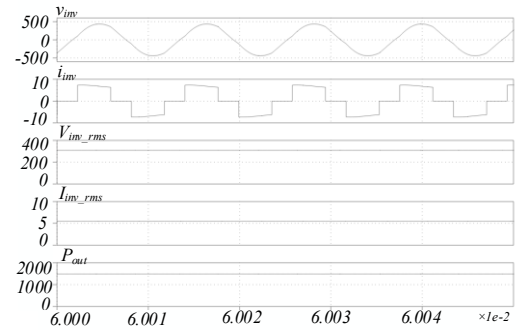


Fig. 5. Simulated inverter waveforms in proposed CSI mode

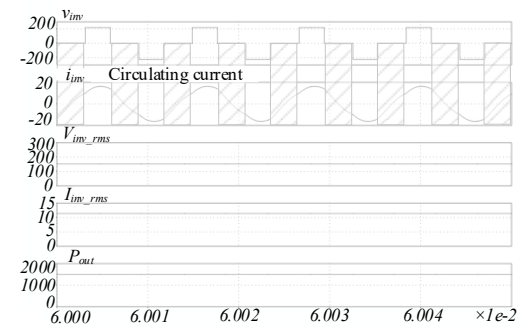


Fig. 6. Simulated inverter waveforms in conventional VSI mode

Table 2. Comparison of device current stress.

Evaluation item	Specification B (Conventional VSI)	Specification A (Proposed CSI)	Reduction rate
RMS current I_{SW_rms}	8.06 A (Normalized: 1.46)	4.91 A (Normalized: 0.9)	38.2%
Peak current i_{SW_peak}	16.25 A (Normalized: 1.47)	7.39 A (Normalized: 0.67)	54.5%

VSI 降圧制御と比べ、デバイス電流の実効値を 38.2%、ピーク値を 54.5%低減して素子の電流ストレスを緩和できることを実証した。今後は、モード移行時における過渡的なシステムの応答挙動を評価するとともに、トポロジ切り替えの制御アルゴリズムや、切り替えの瞬間に発生が懸念されるスイッチングサージの抑制制御アルゴリズムの検討を進める。

文 献

- (1) A. Farghly, et al., "A Comprehensive Review of Wireless Power Transfer Techniques for Electric Vehicle Charging", IEEE Access, vol. 13, pp. 199683-199710, 2025.
- (2) B. Batkishig, et al., "PWM Techniques for Two-Level Voltage Source Inverters: A Comparative Study", IEEE Access, vol. 13, pp. 86235-86255, 2025.
- (3) M. Budhia, et al., "Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems", IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 11, pp. 3096-3108, Nov. 2011.
- (4) S. Li, et al., "A Double-Sided LCC Compensation Network and Its Tuning Method for Wireless Power Transfer", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 64, no. 6, pp. 2261-2273, June 2015.
- (5) S. Samanta, et al., "A New Current-Fed CLC Transmitter and LC Receiver Topology for Inductive Wireless Power Transfer Application: Analysis, Design, and Experimental Results", IEEE Trans. Transport. Electrification, vol. 1, no. 4, pp. 357-368, Dec. 2015.