

パリティ時間対称性による自動同調ワイヤレス電力伝送——臨界結合係数の低減によるロバスト領域拡大及びゼロ電圧スイッチング手法の提案——

大矢根 蒼^{†a)} (正員) 石本 誠人^{††}

Automatically Tuned Wireless Power Transfer Using Parity-Time Symmetry: Proposal of Robust Region Expansion Method by Reducing Critical Coupling Coefficient and Zero-Voltage Switching Method

Aoi OYANE^{†a)}, Member and Masato ISHIMOTO^{††}, Nonmember

[†] 東京大学大学院新領域創成科学研究科, 柏市

Graduate School of Frontier Sciences, The University of Tokyo, 5-1-5 Kashiwanoha, Kashiwa-shi, 277-8561 Japan

^{††} 名古屋大学大学院工学研究科, 名古屋市

Graduate School of Engineering, Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

a) E-mail: oyane.aoi@edu.k.u-tokyo.ac.jp

DOI:10.14923/transcomj.2024JBL4005

あらまし 本論文は、パリティ時間対称性ワイヤレス電力伝送 (PT-WPT) について、臨界結合係数の低減によるロバスト領域の拡大手法と、位相フィードバック経路への遅延付加によるゼロ電圧スイッチング手法を提案する。

キーワード ワイヤレス電力伝送, パリティ時間対称性, 位相フィードバック, ゼロ電圧スイッチング

1. まえがき—PT 対称性を有する WPT

PT-WPT は、密結合領域で送電器と受電器の波の振幅が一致する PT 対称性を活用する。これにより、送電間の結合係数 k の変化 (距離の変化) に対して伝送電力と効率がほぼ一定に維持され、高いロバスト性が実現する [1]~[5]。初期の研究では、PT 対称性の発現には、パワーオペアンプによる負性抵抗発振回路が使用された [1], [2]。その後、ブリッジ型インバータを用いる WPT においても PT 対称性が報告された [3]~[5]。

上記の密結合領域では、システムの共振周波数が分岐し k 依存で変化するため、電力注入のためのインバータの発振周波数を共振周波数に追従させる必要がある。これは、位相フィードバックによる自励発振を用いて実現する。送電コイル電流の位相を電流センサで取得し [3]~[5]、電流ゼロ交差と同時にインバータをスイッチングさせる。これにより、発振周波数が自発的に、即座に共振周波数に最適化されて PT 対称性が発現し、一定の電力が継続的に注入・伝送される。

なお、一般的に送電器、受電器の固有共振周波数 f_{01} , f_{02} は、それぞれのインダクタンス L_1 , L_2 、キャパシタンス C_1 , C_2 を用いて式 (1) で設計される。

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}, \quad f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}, \quad (f_{01} = f_{02}) \quad (1)$$

PT-WPT の主な課題は、第一に、PT 対称性による高いロバスト性を有する密結合領域が、近距離に限られる点、第二に、スイッチングサージが発生する点である。第一の課題に関して、PT 対称性が維持される下限値の結合係数は、臨界結合係数と呼ばれる。

2. PT 対称性の成立範囲の拡大

臨界結合係数 k_0 は従来、システムの定数として扱われてきた。 $k > k_0$ となる距離までは密結合となり、PT 対称性が成立する。 $k < k_0$ では疎結合となり、PT 対称性が破れる。筆者は k_0 を変数として活用し、PT 対称性の成立範囲を意図的に設計することを提唱する。 k_0 を低く設計し、PT 対称性をより遠距離まで維持する。

S-S (直列共振・直列共振) 方式における k_0 は、先行研究 [1], [2], [5] の式をシンプルに変形すると、式 (2) となった (R_{load} は負荷抵抗、寄生抵抗は無視)。つまり、 k_0 は受電側負荷 Q 値の逆数で、受電側のみに依存する。

$$k_0 = R_{load} \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} \quad (2)$$

式 (2) からは、 L_2 を高くし R_{load} を低くするという、 k_0 低減の設計指針がわかる。また、S-P (直列共振・並列共振) 方式の場合は、 k_0 が式 (3) として得られた。

$$k_0 = \frac{1}{R_{load}} \sqrt{\frac{L_2}{C_2}} \quad (3)$$

なお、式 (2) と (3) の k_0 値を比較すれば、システムに S-S と S-P のどちらを採用すべきかの判定もできる。

k_0 低減による負の効果として、 f_{02} と発振周波数の差が拡大する。使用可能帯域が狭い用途では、 k が特に高い場合に発振周波数が帯域を逸脱しうる。しかし、電気自動車への給電などでは一般的に $k < 0.2$ であることが多く、帯域内に収まるため問題はない。

3. ゼロ電圧スイッチング (ZVS) の実現

第二の課題は、ZVS によって解決する。ZVS 動作は、スイッチ素子の寄生キャパシタンス C_{OSS} から電荷を引き抜き、電圧サージや損失を低減することができる。

一般的な共振インバータでは、誘導性リアクタンスによる電流位相の遅延により ZVS が成立する [6]~[8]

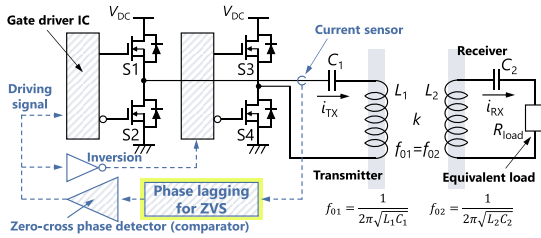


図1 ZVS動作を可能とする提案方式PT-WPTの回路構成例

Fig. 1 A circuit configuration example of the proposed PT-WPT system that enables ZVS operation.

表1 回路シミュレーションに与えたパラメータ
Table 1 Parameters given to the circuit simulations.

| Param. | C_{oss} | L_d | R_{load} | V_{DC} | f_{01}, f_{02} | L_1 | C_1 | t_{dif} | t_{dif2} |
|--------|-----------|-------|------------|----------|------------------|-------|--------|-----------|------------|
| Value | 200pF | 0.5nH | 14.7Ω | 300V | 81kHz | 270μH | 14.3nF | 200ns | 4.86μs |

L_d はスイッチの寄生インダクタンス、各コイルの寄生抵抗は0.01Ω.

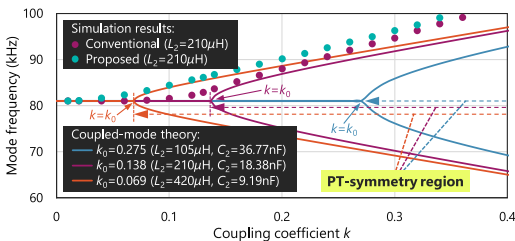


図2 三つの k_0 値による発振周波数の理論値の比較、及び、 $L_2 = 210 \mu\text{H}$ における従来方式と提案方式のシミュレーション結果

Fig. 2 Comparison of theoretical oscillation frequencies for three k_0 values, and simulation results for the conventional and proposed PT-WPT systems at $L_2 = 210 \mu\text{H}$.

が、PT-WPTには適用できない。力率が1となる自励発振が、リアクタンスを無効化するからである。本論文は図1のように、位相フィードバック経路に位相遅延回路を付加する手法を提案する。送電コイル電流 i_{TX} のゼロ交差とスイッチ S1 のターンオンに時間差を設ければ、インバータ電圧は電流ゼロ交差以前に立ち上がる。これによって、電流位相が電圧位相に対して遅延する。

回路シミュレータ PLECS を用いて、図1の回路を表1の条件で解析した。従来方式と提案方式に関して、動作の仕組みと結果を合わせて図2~6に示す。

図2の3本の実線グラフは、三つの k_0 値 ($k_0 = 0.275, 0.138, 0.069$) における、結合モード理論式による従来方式の発振周波数の特性である。1.で述べたように、周波数が二つに分岐するのが密結合領域である。2.で論じたとおり、 k_0 の低減によって、PT対称性が成立

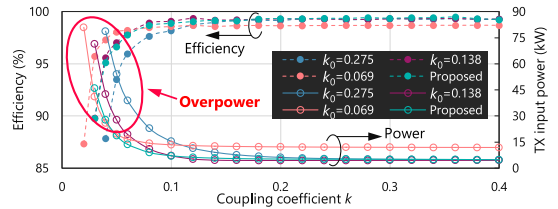


図3 図2と同様の従来方式と提案方式の効率と送電側DC電力

Fig. 3 Efficiency and transmission power of the conventional and proposed PT-WPT systems under the same conditions as in Fig. 2.

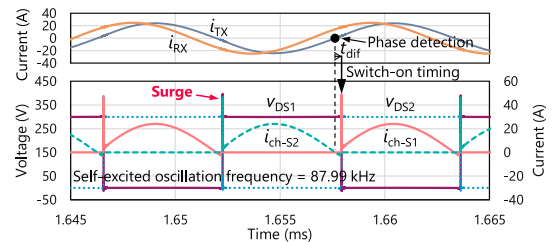


図4 従来方式PT-WPTのインバータ回路動作 ($k = 0.2$, $L_2 = 210 \mu\text{H}$)

Fig. 4 Circuit operation of the conventional PT-WPT inverter.

する密結合領域が拡大した。また、図2のデータ点は、 $L_2 = 210 [\mu\text{H}]$ における従来方式と提案ZVS方式の自励発振周波数のシミュレーション結果である。提案方式の L_1 , L_2 , C_1 , C_2 などの回路パラメータ条件は、 $k_0 = 0.138$ における従来方式と同じである。異なる点は、後述のように表1の遅延時間 t_{dif2} の挿入のみである。図2において従来方式と提案方式の発振周波数が異なる理由は、波形の議論において後述する。

なお、図2の従来方式は、特に高い k において理論計算結果とシミュレーション結果に差異が見られる。これは結合モード理論式における簡略化に基づく誤差と考えられ、従来のWPTでも既知の事象である。

図3は、図2と同様の三つの k_0 値における、 k に対する効率と入力電力のシミュレーション結果である。 k_0 の低減により、高効率領域が拡大して過電力領域が縮小し、電力と効率がほぼ一定となる範囲が拡大し、ロバスト性が向上した。なお、提案方式においても、従来方式と同じく高いロバスト性が見られる。

図4は従来方式の動作波形である。 i_{TX} の位相取得後、ゲート駆動回路の短い遅延 t_{dif} 後に S1 がターンオンしている。PT-WPTはスイッチングの観点から議論されることが少なかったが、図4から、ほぼゼロ電流スイッチング (ZCS) 動作であるといえる。

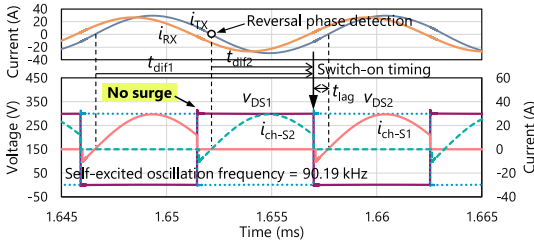


図5 提案方式 PT-WPT のインバータ回路動作 ($k = 0.2$, $L_2 = 210 \mu\text{H}$)

Fig. 5 Circuit operation of the proposed ZVS PT-WPT inverter.

図5は提案方式の動作波形である。 i_{TX} の負の向きのゼロ交差を検出し、そこから遅延 t_{dif2} 後(i_{TX} 位相に対して遅延 t_{dif1})にS1をターンオンさせている。これにより、 i_{TX} とS1チャネル電流 i_{ch-S1} がS2電圧 v_{DS2} に対して t_{lag} 位相遅延し、ZVS動作が実現した。

図5のとおり、 t_{lag} は、自励発振の半周期と t_{dif2} の差分に相当する。 t_{dif2} は定数としており、 k が変化して発振周波数が高まると t_{lag} は短くなる。この条件下でもZVSを維持するために、 t_{dif2} 値は、使用する k の範囲内の最高の発振周波数において C_{OSS} 電荷の充放電に必要な長さの t_{lag} が確保されるように設定した。表1の条件では、ZVSの成立範囲は $k < 0.36$ となった。

なお、図5の提案方式の発振周波数が図4の従来方式より高いのは、周波数と位相差の関係性によるものである。一般論として、ある一定の周波数 f_{in} がある直列共振回路に印加すると、共振点より高い周波数では誘導性となり、式(4)の関係性のよう、電流 i_{in} の位相が入力電圧より t_{θ} 遅延する。

$$i_{in}(t) = I_{in} \sin 2\pi f_{in}(t + t_{\theta}) \quad (4)$$

$i_{in}(t)$ は時刻 t の瞬時値電流、 I_{in} は振幅である。定常状態で式(4)は普遍的であり、自励発振においても破られない。提案方式では、 t_{θ} が遅延 t_{dif2} として常に固定されるため、 f_{in} すなわち自励発振周波数のほうが自発的に変化し、高くなる。

図5と図4の動作状態において、提案方式では $I_{TX} = 29.44 \text{ [A]}$ 、 $I_{RX} = 26.67 \text{ [A]}$ 、負荷電力が $P = 5.23 \text{ [kW]}$ となり、従来方式における $I_{TX} = 24.03 \text{ [A]}$ 、 $I_{RX} = 24.72 \text{ [A]}$ 、 $P = 4.49 \text{ [kW]}$ より増大する効果もあった。

図6(a)、(b)は、スイッチング波形の拡大図である。(a)の従来方式では、ターンオン時にS2に電流 i_{ch-S2} が突入し、電圧サージが発生した。(b)の提案方式で

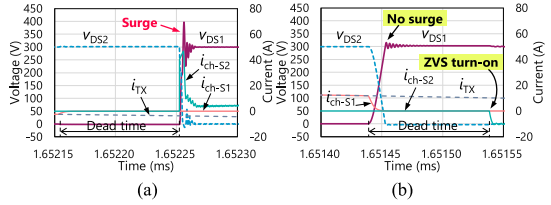


図6 (a) 従来方式と (b) 提案方式のスイッチング波形
Fig. 6 Switching waveforms of the conventional PT-WPT inverter (a) and the proposed ZVS PT-WPT inverter (b).

は突入電流が見られず、サージが大幅に低減した。

4. むすび

本研究は、臨界結合係数を設計変数とすることで、PT-WPTシステムにおけるPT対称性の成立範囲を拡大させた。これにより、結合係数の変化に対して電力と効率がほぼ一定に保たれる高ロバストな動作範囲が、結合係数の低い領域にまで拡張することが確認された。また、位相遅延によってZVS動作を達成し、PT-WPTインバータのスイッチングサージを解消した。

文 献

- [1] S. Assaworarith, X. Yu, and S. Fan, "Robust wireless power transfer using a nonlinear parity-time-symmetric circuit," *Nature*, vol.546, pp.387–390, 2017.
- [2] H. Ishida, H. Furukawa, and T. Kyoden, "Scheme for providing parity-time symmetry for low-frequency wireless power transfer below 20 kHz," *Elec. Eng.*, vol.103, pp.35–42, 2020.
- [3] J. Zhou, B. Zhang, W. Xiao, D. Qiu, and Y. Chen, "Nonlinear parity-time-symmetric model for constant efficiency wireless power transfer: Application to a drone-in-flight wireless charging platform," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.66, no.5, pp.4097–4107, 2019.
- [4] 石本誠人, 大矢根蒼, 山本真義, 今岡 淳, "パリティ時間対称性を利用した電界ワイヤレス給電方式の提案," *電気・電子・情報関係学会東海支部連合大会*, K2-4, 2021.
- [5] H. Ishida, T. Kyoden, and H. Furukawa, "Application of parity-time symmetry to low-frequency wireless power transfer system," *IEEJ J. Ind. App.*, vol.11, no.1, pp.59–68, 2022.
- [6] D. Czarkowski and M.K. Kazmierczuk, "ZVS class D series resonant inverter—Discrete-time state-space simulation and experimental results," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol.45, no.11, pp.1141–1147, 1998.
- [7] 井関利英, 中岡睦雄, 岡崎良夫, 西森康博, 大前修二, "プラズマ発生用ゼロ電圧ソフトスイッチングRFインバータシステム," *信学技報*, EE97-73, 1998.
- [8] A. Oyane, T. Senanayake, M. Masuda, J. Imaoka, and M. Yamamoto, "13.56MHz half-bridge GaN-HEMT resonant inverter achieving high power, low distortion, and high efficiency by 'L-S Network'," *IEICE Trans. Electron.*, vol.E105-C, no.9, pp.407–418, Sept. 2022.

(2024年6月11日受付, 9月2日再受付,
10月9日早期公開)