

# 補助共振転流ポールコンバータを用いた 非接触給電システムにおける電流高調波低減

学生員 楠居 琳太郎      正員 日下 佳祐      正員 渡辺 大貴      上級会員 伊東 淳一  
(長岡技術科学大学)

## Current Harmonics Reduction for Wireless Power Transfer System with the Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter

Rintaro Kusui, Student Member, Keisuke Kusaka, Member, Hiroki Watanabe, Member, Jun-ichi Itoh, Senior Member.  
(Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a wireless power transfer system in which an auxiliary resonant commutated pole (ARCP) converter is applied to both the primary and secondary sides to achieve zero voltage switching (ZVS) in all switching and to reduce voltage harmonics by PWM control. The turn-on and turn-off phase angles of the main devices in the PWM waveforms are determined by numerical analysis to eliminate low-order harmonic voltages. Furthermore, ZVS is achieved for all switching by ARCP. The proposed system is simulated in its operation. The simulation results show that the desired boost current flows and ZVS is achieved. The current harmonics analysis results show that the harmonics below the 13th order are reduced by more than 40dB for both the primary and secondary sides.

キーワード：非接触給電システム，補助共振転流コンバータ，低次高調波除去同期 PWM，電流高調波，漏えい磁界

**Keywords:** Wireless power transfer, Auxiliary resonant commutated pole converter, Selective harmonics elimination, Current harmonics, Radiated emission

### 1. はじめに

近年，電気自動車の利便性向上のため，非接触給電システムを適用した充電システムが注目されている<sup>(1)(2)</sup>。非接触給電システムは大きなエアギャップを介して電力を伝送するため，磁気結合が弱く漏えい磁界が発生し，それによる周辺機器の誤作動や無線通信への干渉が課題となる。このため，CISPR 等において伝送コイルから漏えいする磁界に関する規格が定められている。特に，非接触給電向けの規格では漏えい磁界の低次高調波成分に関して 30dB 程度の厳格化が検討されている<sup>(3)</sup>。従って，非接触給電システムでは漏えい磁界低次高調波の原因となる伝送コイルの電流高調波低減が要求されている。

これまでに，非接触給電システムにおける漏えい磁界低次高調波の低減手法として非同期 PWM インバータやマルチレベルインバータを用いた構成が提案されている<sup>(4)(5)</sup>。パルス幅変調やマルチレベル出力により一次側二次側ともに伝送コイルと共振コンデンサの直列回路に印加される電圧高調波を低減する。これにより伝送コイルより漏えいす

る磁界高調波を低減する。しかし，これらの手法では，ほぼすべてのスイッチングがハードスイッチングとなるため，損失の増大やサージによる高次高調波のノイズ増大をまねく課題がある。また，非同期 PWM を使用したインバータは出力電流や電力に低周波のビートを引き起こすことが懸念される。ビートは低次高調波除去同期 PWM<sup>(6)</sup>を適用することで回避できるが，ハードスイッチングによるスイッチング損失の増加とサージによるノイズの増加は避けられない。

一方，電力変換器で発生するスイッチング損失と電磁ノイズ低減のために補助転流共振ポール(ARCP)コンバータが提案されている<sup>(7)</sup>。ARCP は転流の直前に共振電流を主素子に流し，すべての主素子をスイッチングでゼロ電圧スイッチング(ZVS)を達成する。この結果，主素子の損失低減に加え，サージ電圧が抑制されることから，電力変換器から発生する電磁ノイズの低減が期待できる。

そこで本論文では，低次高調波除去同期 PWM を導入した ARCP コンバータを非接触給電システムの一次側二次側に適用した構成を提案する。提案システムは ARCP により

スイッチング損失を低減しつつ低次高調波除去同期 PWM によりインバータ出力電圧の低次高調波を低減する。本論文では提案システムにより伝送コイル電流の高調波が低減可能であることをシミュレーションにより確認し、ARCP による転流動作を実験により確認したため報告する。

## 2. 提案システム

**〈2・1〉 回路構成** 図 1 に提案システムの回路構成を示す。提案システムは中性点を介さず相間共振電流を流すことで ZVS を達成する ARCP コンバータを非接触給電システムの一次側と二次側にそれぞれ適用している。非接触給電システム部は伝送コイルと ARCP コンバータの間に共振コンデンサを直列に接続する直列-直列(S-S)方式を適用している。本システムに用いる ARCP コンバータはユニポーラ変調を適用することで追加素子が一つのインダクタと二つの補助素子のみ構成で、全ての主素子で ZVS を達成できる。さらに、提案システムは非接触給電システム向けに PWM 制御された基本波周波数 85kHz の電圧を出力するため、転流時間を十分に短くする必要がある。このため、従来の ARCP で主素子に並列に接続していた共振コンデンサは接続せず、主素子の寄生キャパシタンスを利用する。

**〈2・2〉 ARCP フルブリッジコンバータ** 図 2 に ARCP フルブリッジコンバータの転流時の電圧と電流の概形とスイッチングタイミングを示す。ARCP はフルブリッジインバータが転流する直前に補助スイッチをオンすることで共振インダクタを充電し、そのエネルギーを利用して主素子の寄生容量に蓄積している電荷を放電させる。本論文では補助回路の追加による損失を最小化するため、共振インダクタ電流  $i_r$  を最小化する。ブースト電流  $I_b$  を一定にするため、インダクタの充電時間を負荷電流  $i_L$  に応じて調整する。図 2(a), (b)における共振インダクタの充電時間  $t_{b1}$  は(1)式, (c), (d)における充電時間  $t_{b2}$  は(2)式で表される。

$$t_{b1} = \frac{L_r |i_L + I_b|}{V_{DC}} \dots\dots\dots (1)$$

$$t_{b2} = \frac{L_r |I_b - i_L|}{V_{DC}} \dots\dots\dots (2)$$

共振インダクタが十分に充電されたあと、主素子をオフすることで共振が開始され、もう一方の主素子に逆方向に電流が流れる。そのあとに主素子をターンオンすることで ZVS が達成される。

図 3 に共振時の等価回路を示す。等価回路より図 2(a)における共振時の共振電流  $i_r$  とインバータ出力電圧  $v_{out}$  は(3), (4)式で表される。

$$i_r = I_b \cos \omega_r t + \frac{V_{dc}}{Z_r} \sin \omega_r t + I_L \dots\dots\dots (3)$$

$$v_{out} = Z_r I_b \sin \omega_r t - V_{dc} \cos \omega_r t \dots\dots\dots (4)$$

寄生容量に蓄積された電荷を放電し、ZVS を達成させるためには  $v_{out} = V_{DC}$  となればよい。従って、(3), (4)式より ZVS

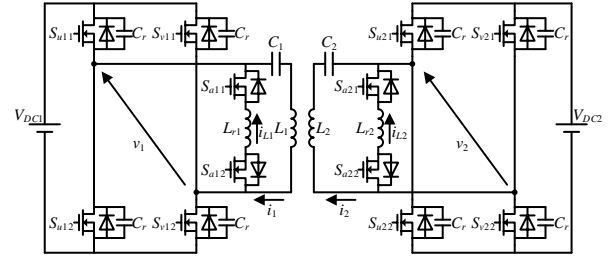


Fig. 1. Configuration of proposed wireless power transfer system.

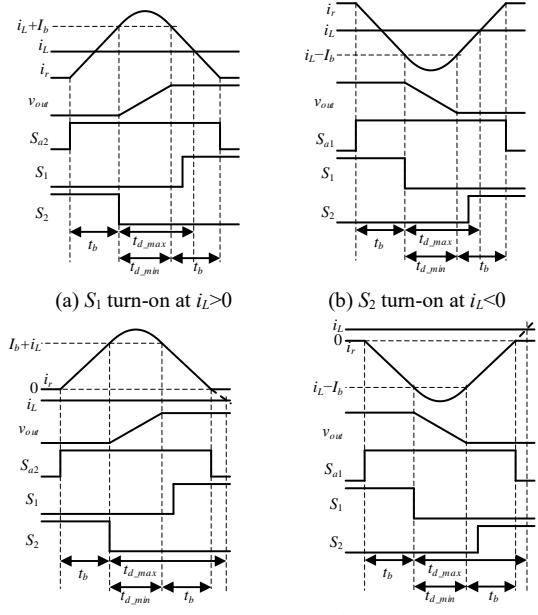


Fig. 2. Operation waveform of ARCP converter.

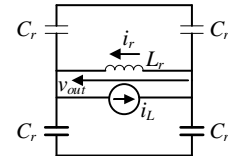


Fig. 3. Equivalent circuit when the ARCP is in resonance condition.

を達成できる最小時刻  $t_{d\_min}$  は(5)式で表せる。

$$t_{d\_min} = \tan^{-1} \left( \frac{V_{DC}}{Z_r I_b} \right) + \sin^{-1} \left( \frac{V_{DC}}{\sqrt{V_{DC}^2 + Z_r^2 I_b^2}} \right) \dots\dots\dots (5)$$

ここで、 $Z_r$  は共振回路の特性インピーダンスを示し、式(6)で表される。

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \dots\dots\dots (6)$$

図 2(b)~(d)に関しても同様に求めると、ZVS を達成できる最小時刻は (5)式と一致する。また、寄生容量が放電後、インダクタ電圧が直流電圧にクランプされることで共振インダクタ電流は減少する。インダクタ電流が負荷電流より小さくなることで寄生容量が再充電され、ZVS が失敗となる。この再充電が開始する時刻  $t_{d\_max}$  は式(7)で表される。

$$t_{d\_max} = t_{d\_min} + \frac{L_r I_b}{V_{DC}} \dots\dots\dots (7)$$

〈2・3〉 低次高調波除去同期 PWM 図 4 にユニポーラ変調を適用した半周期で  $p$  個( $p$ :奇数)のパルスを出力するインバータの PWM 波形のうち 1/4 周期を示す。PWM 波形に含まれる  $n$  次( $n$ :奇数)の高調波成分  $a_n$  を図 4 の波形をフーリエ級数展開して求めると式(8)と求まる。

$$a_n = \frac{4V_{DC}}{n\pi} \left( -1 + 2 \sum_{k=1}^p (-1)^{k+1} \cos n\beta_k \right) \dots\dots\dots (8)$$

ここで、 $\beta_k$  はインバータのオン・オフ位相角を示す。パルス数が  $p$  のとき自由に変更可能な位相は  $p$  個あるので、変調率 1 とすると  $p$  個の非線形連立方程式  $a_1=1, a_3=a_5=\dots = a_{2p-1}=0$  を得ることができる。この非線形連立方程式を数値的に解くことで高調波を消去できるオン/オフ位相角を得ることができる。表 1 にパルス数を 3, 5, 7, 基本波振幅を 1 としたときのオン/オフ位相角  $\beta_k$  をそれぞれ示す。

### 3. シミュレーション結果

表 2 にシミュレーションに用いたパラメータを図 5 に提案システムの動作波形を示す。シミュレーションでは 7 パルス PWM を適用して表 1 のオン・オフ位相角を用いた。図 5 は上から、一次側と二次側の ARCP コンバータ出力電圧、伝送コイル電流をそれぞれ示している。シミュレーション結果から、ARCP コンバータが半周期で 7 パルス出力していることが確認できる。また、一次側二次側それぞれから見た基本波力率がほぼ 1 となっていることから、共振条件を満足して動作していることがわかる。

図 6 に一次側二次側電流の高調波解析結果を示す。また、比較のため 2 レベルインバータを使用した際の電流高調波も示す。インバータ直流電圧は出力電圧の基本波成分が等しくなるように  $\pi/4$  倍している。図 7 より、基本波成分は両システムで一致している。一方、高調波成分に関しては一次側二次側ともに 3 次から 13 次までにおいて 40dB 程度低減している。この結果について、13 次以下の成分を完全に消去できないのは ARCP のデッドタイムにより、解析解とスイッチング位相が異なっているためである。また、未消去の 13 次以上の成分に関して増加しているが、伝送コイルと補償回路の周波数特性に従って大きく減衰するため、漏えい磁界の大幅な増大に影響しないと考えられる。

### 4. 実験結果

ARCP コンバータはスイッチングに合わせてブースト電流を制御する必要があるが、本論文のように主素子が高周波でスイッチングする場合、共振周波数が高くなり、より難しくなることが予想される。そこで、ARCP コンバータの実現性を確認するため、転流動作の検証を実験にて行い、基本的な特性を確認する。

図 7 に非接触給電システムの動作波形を示す。実験は 3 パルスで実施し、シミュレーション条件より直流電圧を 100V、共振インダクタンスを  $3\mu\text{H}$  に変更した。波形は上から、一次側二次側それぞれの印加電圧、伝送コイル電流を

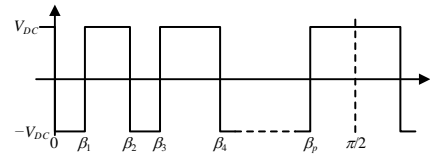


Fig. 4.  $p$ -pulse PWM waveform for Fourier series expansion (1/4 cycle).  
Table 1. Turn-on and turn-off angle for harmonics elimination.

	3 pulse	5 pulse	7 pulse
$\beta_1$	0.291601942	0.212415864	0.167133468
$\beta_2$	0.811286668	0.537036587	0.400587541
$\beta_3$	0.897609093	0.643599531	0.50383472
$\beta_4$	-	1.064356019	0.798263952
$\beta_5$	-	1.093330767	0.847657035
$\beta_6$	-	-	1.18959039
$\beta_7$	-	-	1.202551877

Table2. Simulation conditions.

Parameter	Symbol	Value
DC voltage	$V_{DC1}, V_{DC2}$	400 V
Rated output power	$P_{out}$	1 kW
Transmission frequency	$f$	85 kHz
Selfinductance	$L_1, L_2$	500 $\mu\text{H}$
Resonant capacitor	$C_1, C_2$	7.02 nF
Coupling coefficient	$k$	0.3
Resonant inductor	$L_r$	200 nH
Parastic capacitor	$C_r$	100 pF
Boost current	$I_b$	6 A
Dead time	$t_d$	12.5 ns

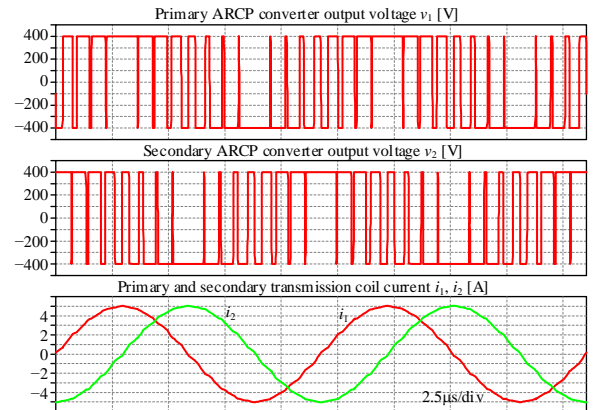
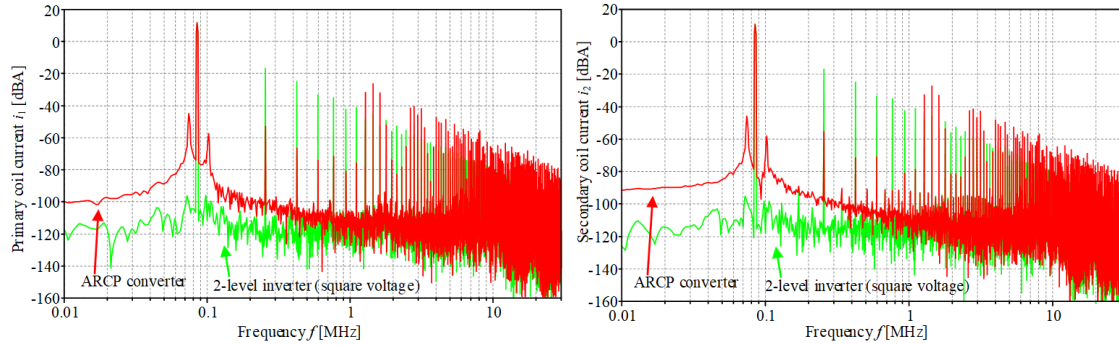


Fig. 5. Operation waveform of proposed WPT system.

示している。動作波形より、それぞれの電源から見た力率がほぼ 1 であることから、共振条件を満足しつつ電力伝送が行われていることが確認できる。

図 8 に一次側二次側それぞれの ARCP コンバータの動作波形とその拡大図を示す。波形はそれぞれ ARCP コンバータの出力電圧、U 相の上アームスイッチのゲートソース電圧とドレイン電流そして共振インダクタ電流を示す。図 8 より、スイッチをオンする直前から共振インダクタを負荷電流に加えてブースト電流分だけ充電し、その時に下アームスイッチをオフすることで上アーム素子に逆方向の電流を流す。これにより、主素子の ZVS を達成できることが確認できる。ここで、転流完了後に共振インダクタにリングングが発生している。これは補助素子のリカバリによって励振された共振インダクタと主素子の寄生キャパシタとの



(a) Primary side ARCP converter operation waveform

(b) Secondary side ARCP converter operation waveform

Fig. 6. Harmonics analysis for the primary and secondary side coil current in simulation.

共振電流である。また、スイッチング時にインバータ出力電圧にサージ電圧が残存しているが、共振インダクタの流れる寄生キャパシタとの共振電流によってブースト電流が不足し、ZVSに失敗していると予想される。

## 5. まとめ

本論文では、非接触給電システムにおける電流高調波高調波低減を目的として低次高調波除去同期PWMを適用したARCPコンバータを一次側二次側に使用する構成を提案した。低次高調波除去同期PWMのオン・オフ位相角を数値解析により、7パルスPWMにおいてスイッチング位相を算出した。提案システムが電流実効値を低減できることをシミュレーションにより検証した。その結果、伝送コイル電流高調波の13次以下の高調波を40dB程度低減できた。また、提案システムの転流動作を実機試験により確認し、ZVSされたことを確認した。しかしサージ電圧が残存しているため、これを低減することが今後の課題である。

## 文 献

- (1) 古川啓太, 日下佳祐, 伊東淳一: 「漏洩磁界キャンセルコイルを用いたワイヤレス給電システムのキャンセルコイル短絡電流実効値補償に着目した漏洩磁界低減」, 電気学会論文誌 D, Vol. 141, No. 5, pp.405-415 (2021)
- (2) R. Ota, N. Hoshi, J. Haruna, "Design of Compensation Capacitor in S/P Topology of Inductive Power Transfer System with Buck or Boost Converter on Secondary Side," IEEJ Trans. on Industry Applications, Vol.4, No.4, pp. 476-485 (2015)
- (3) 三沢 宣貴: 「CISPR での不要輻射許容値の国際検討状況」, 自動車技術会 2019 年春季大会フォーラム EV への給電システムの最新動向, No. 20194438, pp.15-20 (2019)
- (4) 永井 栄寿, 藤田 稔之, 角谷 勇人, 清水 修, 藤本 博志: 「高速スイッチング技術を利用した磁界共振型非接触給電の低次高調波における漏洩磁界低減」, 電気学会論文誌 D, Vol. 142, No. 5, pp. 385-392 (2022)
- (5) 楠居琳太郎, 日下佳祐, 伊東淳一: 「送受電側にフライングキャパシタコンバータを用いた非接触給電システムの実機検証」, 電力技術/電力系統技術/半導体電力変換合同研究会, SPC-23-148, (2023)
- (6) 高橋 勲, 高橋 勉: 「リードオンリメモリーを用いた PWM インバータのデジタル制御法」, 電気学会論文誌 B, Vol. 96, No. 2, pp. 97 (1976)
- (7) W. McMurray, "Resonant snubbers with auxiliary switches," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 29, no. 2, pp. 355-362 (1993)

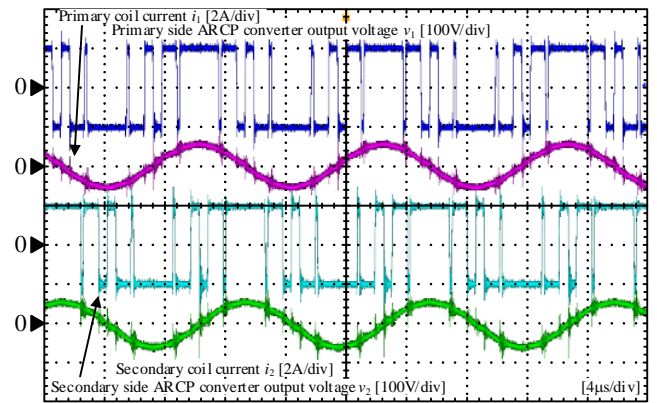
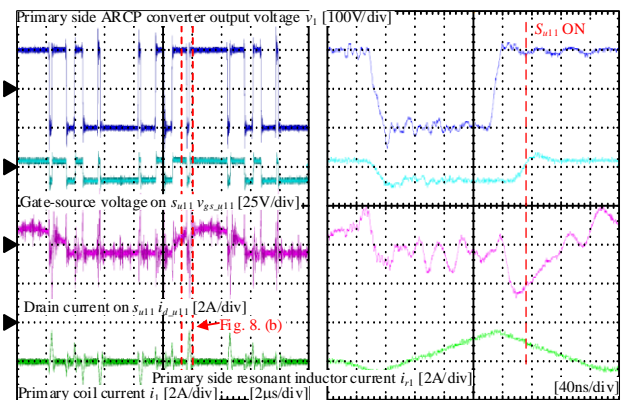
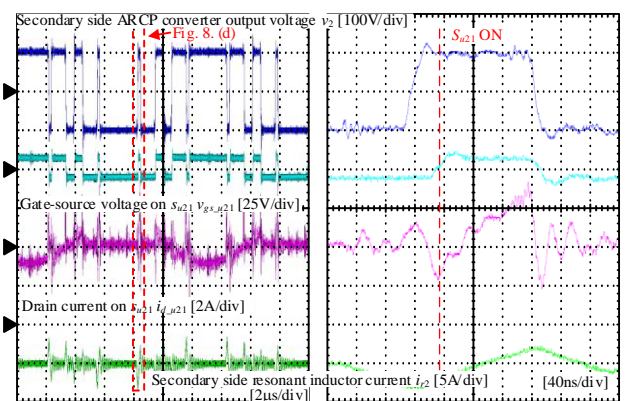


Fig. 7. Operation waveform of WPT system.



(a) Primary side

(b) Enlarged waveform of (a)



(c) Secondary side

(d) Enlarged wave form of (c)

Fig. 8. Operation waveform of ARCP converter.