

# フライングキャパシタ ARCP コンバータを用いた 非接触給電システムの漏洩磁界高調波低減

楠居 琳太郎<sup>1)</sup> 日下 佳祐<sup>1)</sup> 渡辺 大貴<sup>1)</sup> 伊東 淳一<sup>1)</sup>

## Radiated emission reduction of wireless power transfer system with flying capacitor ARCP converter

Rintaro Kusui Keisuke Kusui Hiroki Watanabe Jun-ichi Itoh

A wireless power transfer system will be used for the electric vehicle charger to improve the usability and safety of EV users. This paper proposes the WPT system with flying capacitor auxiliary resonance commutated pole converter to reduce the radiated emission harmonics and to achieve the zero-voltage switching (ZVS) for all switching. Then, the optimum resonance inductor is designed from the analysis of the inductor current and output voltage. The operation of the proposed system is simulated. The results show that the proposed system transmits the power under resonance conditions with the ZVS. In addition, the proposed system reduced the lower harmonics of coil current. In particular, the 3rd harmonics is reduced by 28.5 dB, and the 3rd harmonics is reduced by 41.2 dB.

**KEYWORDS:** EV and HV systems, Onboard charging system, electromagnetic compatibility, WPT, (A3)

### 1. まえがき

近年，地球温暖化等の環境問題を解決するための方策のひとつとして，電気自動車の普及が拡大している。電気自動車はバッテリーに充電されたエネルギーによって走行するが，従来のガソリンと比べてエネルギー密度が低く，頻繁な充電が要求される。また，充電時間を短縮するために有線充電器の充電電力の向上が要求されているが，大電力を扱うケーブルは非常に太く重いため操作し難く，作業者の大きな負担となる。

これらの問題を解決するため，非接触給電システムが注目されている。非接触給電システムは共振を積極的に利用することで，大きなエアギャップを介して大電力を伝送できる。このため，金属部の露出や取り回しの悪い充電ケーブルの操作無しに，つまり，手軽かつ安全に電気自動車を充電することが可能である。しかし，エアギャップが大きく伝送コイル同士の磁気結合が弱い非接触給電システムでは，大きな漏えい磁界が発生する。漏えい磁界は周辺の電子機器や無線通信に干渉し，人体への悪影響が懸念される。そのため，非接触給電システムにおける漏えい磁界は国際無線障害特別委員会(CISPR: Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques)や国際非電離放射線防護委員会(ICNIRP: International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection)などの定めるガイドラインを基に国や地域の定める規制を満たす必要がある。特に，CISPR11 において規定されている非接触給電システム向けの漏えい磁界のガイドラインについては改定が検討されている。具体的には非接触給電システムの低次高調波成分に該当する

150 kHz ~ 30 MHz の範囲で 30dB 程度の厳格化が検討されている。そのため，非接触給電システムにおける漏えい磁界，特に，低次高調波成分の抑制手法が要求されている。

非接触給電システムにおける漏えい磁界の低次高調波は一次側と二次側の電力変換器が出力する電圧高調波に起因して発生する。従来の多くの非接触給電システムはフルブリッジインバータとダイオード整流器が一次側二次側にそれぞれ接続される(図 1(a))。フルブリッジインバータとダイオード整流器は低次高調波成分を大きく含む方形波電圧を出力する。方形波電圧が伝送コイルと補償回路に印加されると，周波数特性に応じて低次高調波を含む電流が伝送コイルに流れる。磁界は伝送コイルに流れる電流に応じて発生するため，インバータとダイオード整流器を適用することで低次高調波を含む漏えい磁界が発生する。

これまでに追加巻線を用いて漏えい磁界を遮蔽する手法が提案されている。これらの手法は，伝送コイルの外側に短絡巻線を追加することで，主巻線から発生する磁界をキャンセルすることで漏えい磁界を低減する。また，電源を追加することで追加巻線の電流を制御することで，遮蔽効果を高める手法が提案されている。しかし，これらの手法は基本波成分を低減することを目的としており，高調波成分については十分に議論されていない。

また，漏えい磁界を低減する手法として一次側と二次側にフライングキャパシタコンバータ(FCC)を適用した構成が提

1) 長岡技術科学大学(940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1)

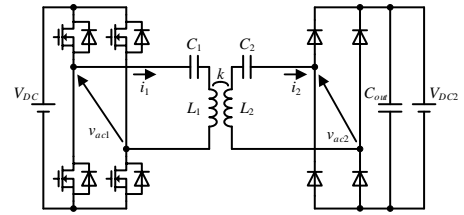
案されている(図 1(b))。フライングキャパシタコンバータは低次高調波の少ない階段状の正弦波電圧を出力する。これにより、伝送コイルに流れる電流高調波を低減する。しかし、中間電圧を出力する際に、ハードスイッチングとなるため損失が増大する。また、ダイオードのリカバリが原因でフライングキャパシタが共振し、出力電圧に大きなリングングが発生する。

そこで、本論文ではゼロ電圧スイッチング(ZVS)を達成しつつ、電流高調波を低減するためフライングキャパシタ補助共振転流ポール(FC-ARCP)コンバータを提案する。提案システムは FCC と一つの 2 レベルレグ、補助共振インダクタを組み合わせた構成からなる。FCC はマルチレベルの全波整流電圧を出力し、極性切替回路が符号を切り替えることで、伝送コイルに階段状の正弦波電圧を印加する。補助共振転流ポールは、スイッチングの直前にインダクタに負荷電流以上の電流を流すことで、デバイスに負方向の電流を流し、ZVS を達成させる。本論文では提案回路の動作を解析し、所望のスイッチング時間で動作させるために必要なブースト時間を導出する。その後、シミュレーションによって、提案システムの動作を検証する。

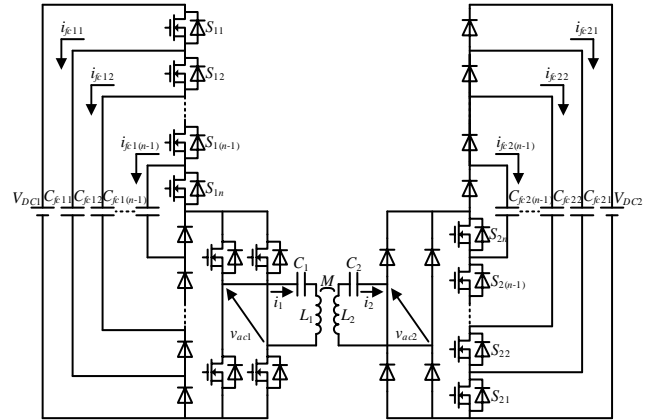
## 2. 提案する非接触給電システムの構成

### 2.1. 提案システムの構成

図 2 に提案システムの構成を示す。提案システムは非接触給電システムの一次側と二次側にそれぞれ FC-ARCP コンバータを適用した構成である。非接触給電システムの補償方式として、一次側二次側ともに電力変換器と伝送コイルに共振コンデンサを直列に接続する S-S 補償方式を用いる。FC-ARCP コンバータは  $n$ -level FCC, 極性切替回路、一つの 2 レベルレグ、共振インダクタで構成されている。共振インダクタは 2 レベルレグの交流端子と FCC の出力端子の間に接続される。FCC は階段状の全波整流電圧を出力し、極性切替回路が極性を切り替えることで、コイルには正弦波状のマルチレベル電圧を伝送コイルと補償回路に印加する。したがって、非接触給電システムが共振条件を満足して動作するとき、極性切替回路はゼロ電圧かつゼロ電流でスイッチングする。追加レグの上アームスイッチは FCC の上アームスイッチがターンオンする直前に、追加レグの下アームスイッチは FCC の下アームスイッチがターンオンする直前にそれぞれ動作し、共振インダクタを充電する。共振インダクタに充電されたエネルギーによって、主素子の寄生容量を放電することで、ZVS を達成する。このとき、補助素子がオンするときには共振インダクタの電流はゼロであるため、ゼロ電流スイッチング(ZCS)となる。FC-ARCP では補助素子のオン時間によって、転流時のデバイスに流れる電流、つまり、転流時間が制御される。したがって、所望のスイッチング波形を得るために、補助素子のオン時間を出力電流の大きさや向きに応じて決定する必要がある。

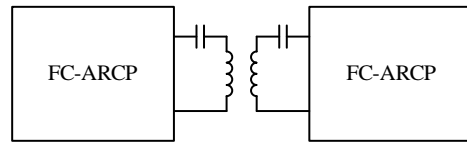


(a) WPT system configuration with full-bridge converter on primary side and diode rectifier on the secondary side.

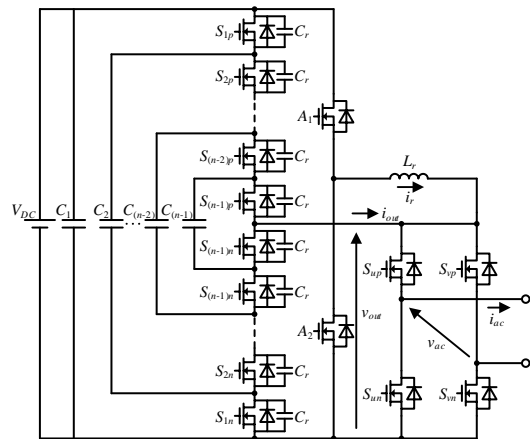


(b) WPT system configuration with FCCs on both primary and secondary side.

Fig. 1. Configuration of conventional WPT systems.



(a) Proposed system configuration



(b) Configuration of  $n$ -level fling-capacitor auxiliary resonance pole converter for WPT system

Fig. 2. Proposed WPT system configuration for reduction of radiated emission harmonics.

Table 1. Reference and normalize values.

Reference of normalize		Normalize value	
Voltage reference:	$V_{dc}$	Normalized output voltage:	$u_{out} = \frac{V_{out}}{V_{dc}}$
Current reference:	$I_r = \frac{V_{dc}}{Z_r}$	Normalized resonance current:	$j_r = \frac{i_r}{I_r}$
Characteristic impedance:	$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{2C_r}}$	Normalized output current:	$j_{out} = \frac{i_{out}}{I_r}$
Resonance angle frequency:	$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{2L_r C_r}}$	Normalized peak output current:	$J_{out} = \frac{I_{out}}{I_r}$
		Normalized boost current:	$J_b = \frac{I_b}{I_r}$
		Normalized electric angle:	$\theta_r = \omega_r t$

## 2.2. FC-ARCP コンバータの動作

図 2(a)に  $k$  個の上アームスイッチがオンしている  $n$  レベル FCC においてオフであるいずれかのスイッチがターンオンするときの電流・電圧の概形を表 1 に従って基準化して示す。また、図 2(b)に 4 レベル FCC において、 $S_{1p}$  と  $S_{2p}$  がオンである状態から  $S_{3p}$  がターンオンするとき転流シーケンスを示す。共振インダクタは図 2(a)における  $\theta_{b1}$  の区間で充電される。この期間ではインダクタには直流電圧と出力電圧  $u_{out}$  の差が印加される。したがって、インダクタを出力電流  $j_{out}$  にブースト電流  $J_b$  加えた電流まで充電するのに必要な時間  $\theta_{b1}$  は(1)式で表せる。

$$\theta_{b1} = \frac{n}{n-k} (J_b + j_{out}) \quad (1)$$

本回路において、補助素子は転流期間  $\theta_{com}$  の期間内の任意のタイミングでターンオフできる。そこで、補助素子がオンしている期間と転流期間  $\theta_{com}$  の比を  $\alpha$  とすると、共振電流  $j_r$  と出力電圧  $u_{out}$  は基準化電気角  $\theta$  を用いて(2), (3)式で表される。

$$j_r = \begin{cases} j_{out} + J_b \cos \theta_r + \frac{n-k}{n} \sin \theta_r & (0 \leq \theta_r \leq \alpha \theta_{com}) \\ j_{out} + (J_{peak} - j_{out}) \cos(\theta_r + \alpha \theta_{com}) - U_\alpha \sin(\theta_r + \alpha \theta_{com}) & (\alpha \theta_{com} \leq \theta_r \leq \theta_{com}) \end{cases} \quad (2)$$

$$u_{out} = \begin{cases} 1 + J_b \sin \theta_r - \frac{n-k}{n} \cos \theta_r & (0 \leq \theta_r \leq \alpha \theta_{com}) \\ (J_{peak} - j_{out}) \sin(\theta_r + \alpha \theta_{com}) + U_\alpha \cos(\theta_r + \alpha \theta_{com}) & (\alpha \theta_{com} \leq \theta_r \leq \theta_{com}) \end{cases} \quad (3)$$

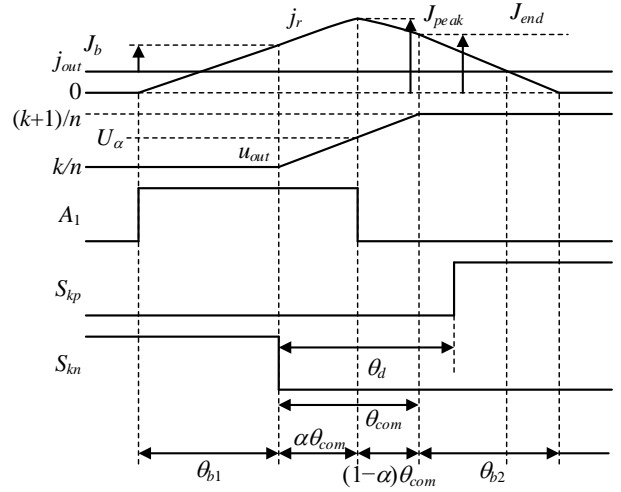
ここで、 $U_\alpha$  と  $J_{peak}$  は  $\theta_r = \alpha \theta_{com}$  における出力電圧と共振電流を表し、(4), (5)式と求められる。

$$U_\alpha = 1 + J_b \sin \alpha \theta_{com} - \frac{n-k}{n} \cos \alpha \theta_{com} \quad (4)$$

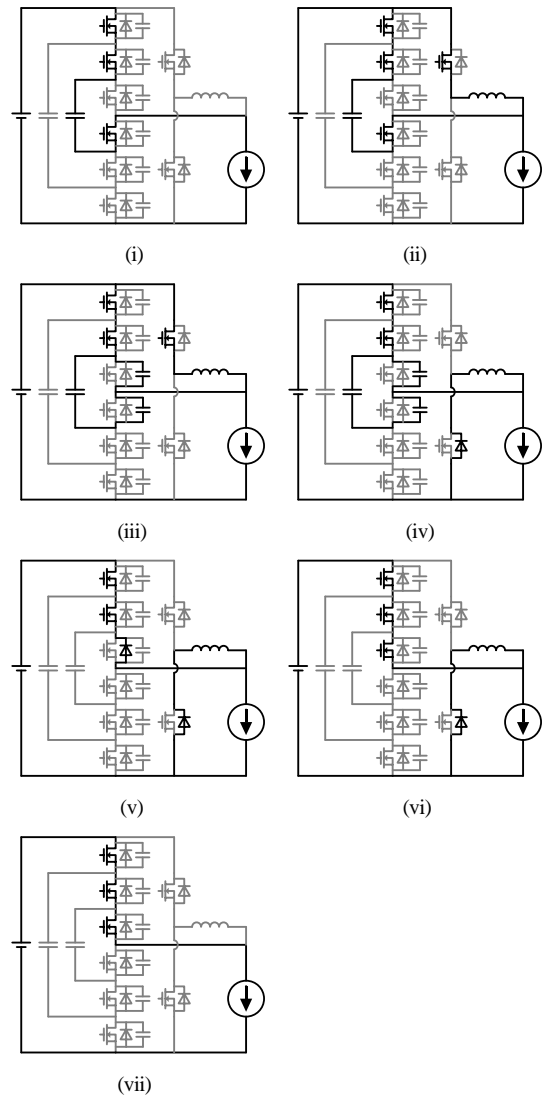
$$J_{peak} = j_{out} + J_b \cos \alpha \theta_{com} + \frac{n-k}{n} \sin \alpha \theta_{com} \quad (5)$$

(3)式より、 $\theta_r = \theta_{com}$  のときに転流が完了する。そのために必要なブースト電流  $J_b$  は  $u_{out}(\theta_{com}) = (k+1)/n$  を  $J_b$  について解いた(6)式で求められる。

$$J_b = \frac{k+1 - n \cos(1-\alpha)\theta_{com} + (n-k) \cos \theta_{com}}{n \sin \theta_{com}} \quad (6)$$



(a) Operation waveform the upper arm switch  $S_{kp}$  turning on.



(b) Commutation from lower arm switch to upper arm switch at  $k=2$ .

Fig. 2. Operation of FC-ARCP converter at the upper arm device  $S_{kp}$  turning on.

また、転流が完了した瞬間( $\theta_r = \theta_{com}$ )の共振インダクタ電流  $J_{end}$ は(7)式で表される。

$$J_{end} = j_{out} + J_b \cos \theta_{com} - \sin(1-\alpha)\theta_{com} + \frac{n-k}{n} \sin \theta_{com} \dots\dots(7)$$

ここで、転流終了時の電流が出力電流より小さい時は寄生容量が再充電されるため、ZVS 失敗となる。したがって、デッドタイム $\theta_d$ は(8)式で示す範囲とする必要がある。

$$\theta_{com} < \theta_d < \theta_{com} + \frac{n}{k+1}(J_{end} - j_{out}) \dots\dots(8)$$

転流が完了後、共振インダクタには出力電圧が印加されるため、インダクタが放電する時間 $\theta_{b2}$ は(9)式で表される。

$$\theta_{b2} = \frac{n}{k+1} J_{end} \dots\dots(9)$$

図 3(a)に  $k+1$  個の上アームスイッチがオンしている  $n$  レベル FCCにおいてオンしているスイッチのいずれかのスイッチがターンオフするときの電流・電圧の概形を表 1 に従って基準化して示す。また、図 3(b)には 4 レベル FCCにおいて、全スイッチがオンである状態から  $S_{3p}$  がターンオフするとき転流シーケンスを示す。共振インダクタは図 3(a)における $\theta_{b1}$ の区間で充電される。この期間ではインダクタには出力電圧  $u_{out}$  が印加される。したがって、インダクタを出力電流  $j_{out}$  にブースト電流  $J_b$  加えた電流まで充電するのに必要な時間 $\theta_{b1}$ は(10)式で表せる。

$$\theta_{b1} = \frac{n}{k+1}(J_b - j_{out}) \dots\dots(10)$$

ターンオフについてもターンオン時と同様に転流期間におけるインダクタ電流と出力電圧を導出すると、(11)、(12)式となる。また、 $\theta_r = \alpha\theta_{com}$ における出力電圧  $U_a$  と共振電流  $J_{peak}$ は(13)、(14)式で表される。

$$j_r = \begin{cases} j_{out} - J_b \cos \theta_r - \frac{k+1}{n} \sin \theta_r & (0 \leq \theta_r \leq \alpha\theta_{com}) \\ j_{out} + (1-U_a) \sin(\theta_r + \alpha\theta_{com}) + (J_{peak} - j_{out}) \cos(\theta_r + \alpha\theta_{com}) & (\alpha\theta_{com} \leq \theta_r \leq \theta_{com}) \end{cases} \dots\dots(11)$$

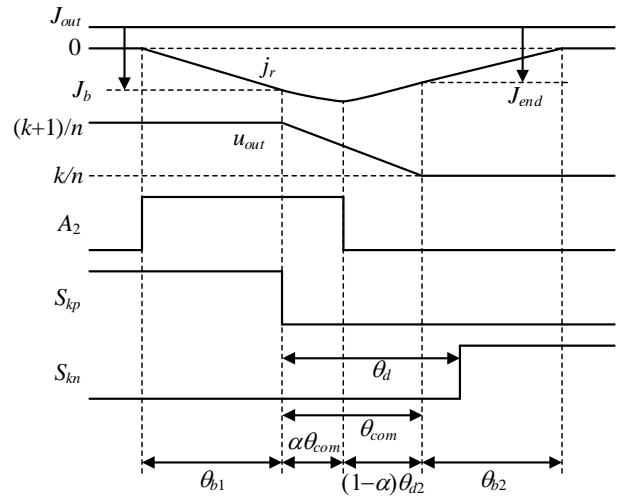
$$u_{out} = \begin{cases} -J_b \sin \theta_r + \frac{k+1}{n} \cos \theta_r & (0 \leq \theta_r \leq \alpha\theta_{com}) \\ 1 - (1-U_a) \cos(\theta_r + \alpha\theta_{com}) + (J_{peak} + j_{out}) \sin(\theta_r + \alpha\theta_{com}) & (\alpha\theta_{com} \leq \theta_r \leq \theta_{com}) \end{cases} \dots\dots(12)$$

$$J_{peak} = J_{out} - J_b \cos \alpha\theta_{com} - \frac{k+1}{n} \sin \alpha\theta_{com} \dots\dots(13)$$

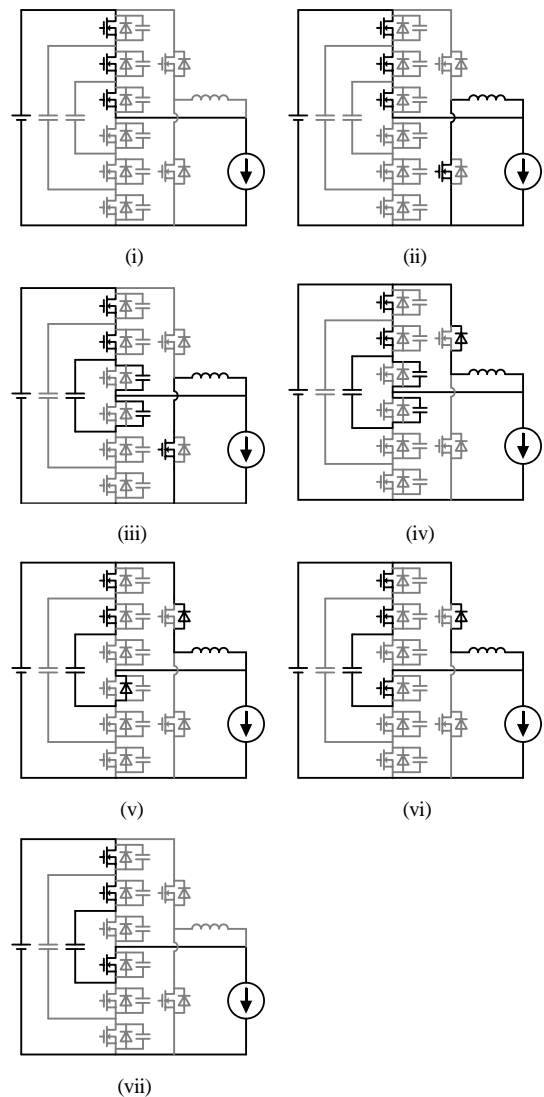
$$U_a = 1 - J_b \sin \alpha\theta_{com} + \frac{k+1}{n} \cos \alpha\theta_{com} \dots\dots(14)$$

したがって、その時に必要なブースト電流  $J_b$  と転流終了時のインダクタ電流  $J_{end}$  はターンオン時と同様の手順で(15)、(16)式と求められる。

$$J_b = \frac{n-k - n \cos(1-\alpha)\theta_{com} + (1+k) \cos \theta_{com}}{n \sin \theta_{com}} \dots\dots(15)$$



(a) Operation waveform the lower arm switch  $S_{kn}$  turning on.



(b) Commutation from upper arm switch to lower arm switch at  $k=2$ .

Fig. 3. Operation of FC-ARCP converter at the lower arm device  $S_{kn}$  turning on.

$$J_{end} = j_{out} - J_b \cos \theta_{com} + \sin(1-\alpha)\theta_{com} - \frac{k+1}{n} \sin \theta_{com} \dots (16)$$

ここで、 $J_{end} < j_{out}$  であるときはZVS失敗となる。したがって、ターンオン時と同様に、設定可能なデッドタイムは(17)式で表せる範囲となる。

$$\theta_{com} < \theta_d < \theta_{com} + \frac{n}{n-k}(J_{end} - j_{out}) \dots (17)$$

転流が完了後、共振インダクタには直流電圧と出力電圧の差が印加されるため、インダクタが放電する時間 $\theta_{b2}$ は(18)式で表される。

$$\theta_{b2} = \frac{n}{n-k} J_{end} \dots (18)$$

(8)、(17)式から、転流時間はデッドタイムと同等に設定される。デッドタイムはデバイスの寄生容量等によって決まるため、所望のデッドタイムとなるインダクタンスを設定する必要がある。インダクタンスが過剰に大きいときはインダクタを充電する時間、つまり電流が通流する時間が長くなり、導通損失が増大する。一方、インダクタンスが過剰に小さい場合は、通流時間が短くなるため導通損失を低減できるが、充電時間が短くなるため、補助素子のスイッチングの制御が非常に困難になる。したがって、パルス幅が十分に制御可能な幅を持ちつつ、インダクタの導通期間を最小にする共振インダクタを設計する。補助素子はインダクタを充電するためにオンし、転流期間中にオフする。したがって、補助素子のオン時間は(19)式となる。

$$\theta_{pulse} = \theta_{b1} + \alpha \theta_{com} \dots (19)$$

FCCのスイッチングタイミングが決定されることでスイッチング時の電流が決まる。これにより、すべてのスイッチングにおける補助素子のパルス幅が計算できる。計算されたパルス幅がデバイスや制御器、駆動回路から決まる最小パルス幅以上である、かつ、ZVSを達成可能なための(20)と(21)式を制約条件として、(16)式に示す目的関数(インダクタに電流が導通している時間)が最小となるように基準化転流期間 $\theta_{com}$ を数値的に解く。

$$J_b > 0 \dots (20)$$

$$\begin{cases} J_{out} < J_{end} & \text{at turn on} \\ J_{out} > J_{end} & \text{at turn off} \end{cases} \dots (21)$$

$$\theta_{cond} = \theta_{b1} + \theta_{com} + \theta_{b2} \dots (22)$$

数値解析によりもとめた基準化転流期間 $\theta_{com}$ から、デッドタイムを転流期間と等しいとして(23)式より共振インダクタを導出する。

$$L_r = \frac{1}{2C_r} \frac{t_d^2}{\theta_{com}^2} \dots (23)$$

### 3. シミュレーション結果

図4に提案システムの動作波形を、表2にシミュレーションのパラメータを示す。FC-ARCPコンバータが階段状の正弦

Table 2. Parameters of simulation

Parameters	Symbol	Value
DC voltage	$V_{DC}, V_{DC2}$	400 V
Rated output power	$P_{out}$	22 kW
Transmission frequency	$f$	85.0 kHz
Self-inductance	$L_1, L_2$	22.7 $\mu$ H
Resonant capacitors for WPT	$C_1, C_2$	154 nF
Coupling coefficient	$k$	0.3 -
Number of level for FCC	$n$	4 -
Resonance inductor	$L_r$	0.12 $\mu$ F
Parasitic capacitors	$C_r$	5 nF
Dead time	$t_d$	20 ns

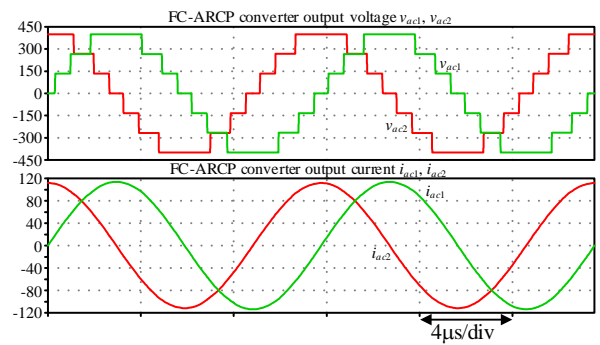


Fig. 4. Operation waveform of WPT system in proposed system.

波電圧を出力していることから、FCC、極性切替回路が所望の動作をしていることが確認できる。提案システムは一次側二次側ともに力率1で動作しており、それぞれの位相差が90度であることから、共振条件を満足して動作している。

図5にスイッチング時の動作波形を示す。本検討では、設計の簡単化のために、デッドタイムを転流時間と等しく設定し、補助スイッチのターンオフタイミングを決める $\alpha$ は1とした。また、補助素子にはGa<sub>N</sub>-FETを使用することを想定し、最小のパルス幅は25ns、デッドタイムは20nsとした。図5から、すべてのスイッチングが20nsで転流が完了している。また、すべてのスイッチングにおいて、ZVSを達成していることが確認できる。

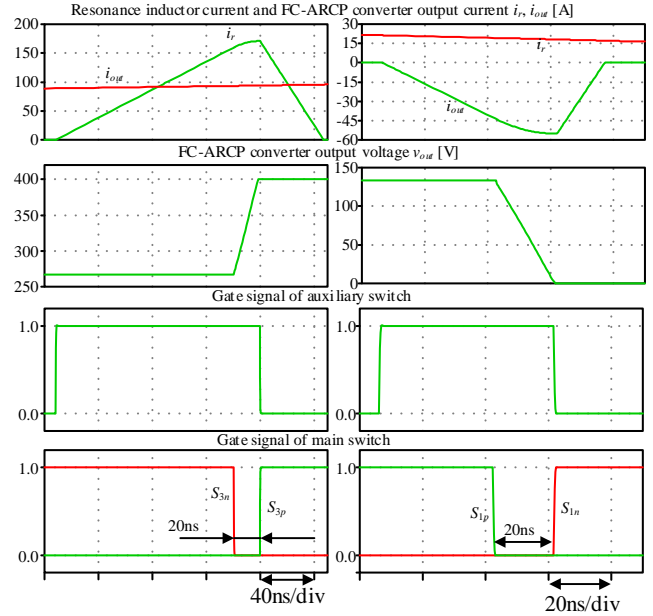
図6に一次側電流の高調波解析結果を示す。非接触給電システムにおける漏えい磁界の大半は伝送コイルに流れる電流に起因して発生する。そのため、本検討ではコイル電流高調波を比較することで、漏えい磁界高調波の低減効果を評価する。図6は提案システムと、電源としてインバータとダイオード整流器を適用した従来システムにおける電流高調波を比較した。比較にあたって、伝送コイル電流が等しくなるように直流電圧を変更している。結果から、1MHz以下の低次高調波を10dB以上低減している。特に、3次高調波を28.5dB、5次高調波は41.2dB低減している。この低減効果については、スイッチング位相を適切に選択することでより高めることができると考えられる

#### 4. まとめ

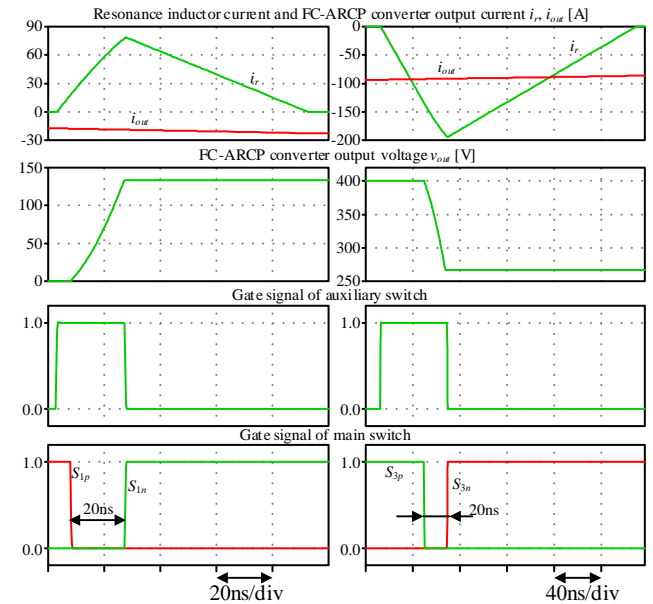
本論文ではスイッチング損失の増大を抑制しつつ、漏えい磁界の低次高調波を低減するために、ARCPを適用したFCCを一次側と二次側の電源として持つ非接触給電システムを提案した。本回路の動作解析より、ZVSを全スイッチング素子で達成するために必要なブースト時間及びインダクタンス値を明らかにした。また、シミュレーションにより動作を検証し、全スイッチングのZVS達成と漏えい磁界の原因となる電流高調波の低減を確認した。

#### 参考文献

- (1) R. Ota, et al., "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)
- (2) R. Bosshard, et al., "Multi-Objective Optimization of 50 kW/85 kHz IPT System for Public Transport," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 4, no. 4, pp. 1370-1382, (2016)
- (3) J. Pries, et al., "A 50-kW Three-Phase Wireless Power Transfer System Using Bipolar Windings and Series Resonant Networks for Rotating Magnetic Fields," IEEE Tran. on Power Electronics, vol. 35, no. 5, pp. 4500-4517, (2020)
- (4) 古川, 他: 「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)
- (5) Ministry of Internal Affairs and Communications, Japan, "Inquiry of technical requirements for wireless power transfer system for EVs in technical requirements for wireless power transfer system in standards of International Special Committee on Radio Interference (CISPR)", (2015)
- (6) 三沢: 「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)
- (7) A. Tejada, et al., "A Hybrid Solenoid Coupler for Wireless Charging Applications," in IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 34, no. 6, pp. 5632-5645 (2019)
- (8) S. Kim, et al., "Design and Analysis of a Resonant Reactive Shield for a Wireless Power Electric Vehicle," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 62, no. 4, pp. 1057-1066 (2014)
- (9) 楠居 他: 「マルチレベルインバータ適用による非接触給電システムの電流高調波の低減」, 2022 年産業応用部門大会, Vol. 1, No. 24, pp. 127-130 (2022)



(a) Switching at primary side



(b) Switching at secondary side

Fig. 5. Switching waveform

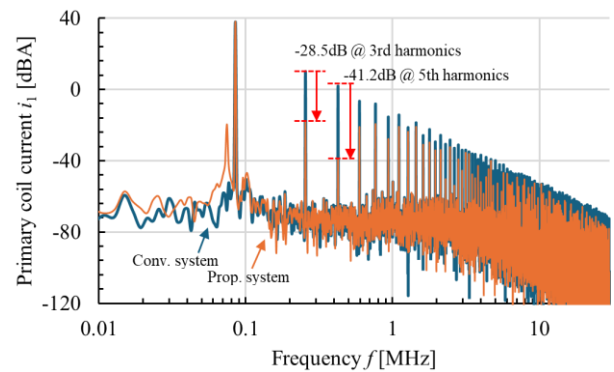


Fig. 6. Harmonics analysis result of primary current.