

# フライングキャパシタ形線形増幅回路を用いた非接触給電システムにおける漏えい磁界の高調波低減

楠居 琳太郎\* 日下 佳祐 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Wireless Power Transfer System with Flying-Capacitor Linear Amplifier for Reducing Radiation Noise Harmonics

Rintaro Kusui\*, Keisuke Kusaka, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

In this paper, a wireless power transfer (WPT) system with a flying capacitor linear amplifier (FCLA) is proposed. The proposed system has FCLA using only n-channel MOSFETs, the unfolded, and transmission coils. The FCLA reduces the harmonics components of radiation noise because FCLA outputs sinusoidal voltage. First, the configuration of the proposed system and the control method of FCLA are described. Next, the proposed system operation is demonstrated by the simulation. Finally, the harmonics components of the primary coils current of the proposed system and the WPT system with the flying capacitor converter is analyzed. From the analysis results, the third harmonic is reduced by 8.55 dB with MOSFET active state.

キーワード：非接触給電，漏えい磁界，フライングキャパシタ形線形増幅回路，線形増幅回路，フライングキャパシタ

(wireless power transfer, radiation noise, flying-capacitor linear amplifier, linear amplifier, flying-capacitor)

### 1. はじめに

近年，電気自動車へ手軽かつ安全に給電可能な非接触給電システムが注目されている。バッテリーの大容量化に伴って短時間で給電可能な大電力非接触給電システムが求められている。しかし，大電力化に伴って非接触給電システムから生じる漏えい磁界も大幅に増加する。非接触給電システムから発生する漏えい磁界は，周辺に設置された電子機器や無線通信への干渉や，人体へ悪影響を与える恐れがある。これを防ぐため，国際無線障害特別委員会(CISPR)や国際非電離放射線防護委員会(ICNIRP)などがガイドラインを規定している。特に大容量ワイヤレス給電システムに対しては，CISPR11 Class Aにおいて公道に設置される非接触給電システム向けのガイドラインの厳格化が検討されている。具体的には，非接触給電システムの低次高調波帯に該当する150 kHz～30 MHzにおいて，10dB から40dB程度引き下げとなる見込みであり，漏えい磁界の大幅な低減が今後必要となる。

これまで，多くの非接触給電システムが報告されているが<sup>(1-3)</sup>，その多くは電源として方形波電圧を出力するインバータを用いており<sup>(4)</sup>，方形波電圧に含まれる高調波成分に起因した高調波電流が伝送コイルに流れる。この電流の高調

波成分により，高調波成分漏えい磁界が発生し，規制値を満足することが困難となる。

一方，スイッチングを用いた電力変換回路から高周波漏れ電流の抑制やLCフィルタレスによる小型化のためフライングキャパシタ形線形増幅回路(FCLA : Flying-Capacitor Linear Amplifier)が提案されている<sup>(5)-(7)</sup>。FCLAは直列接続されたMOSFET内1つを能動状態で使用し，連続的な電圧を高効率に出力できる。しかし，従来のFCLAはpチャネル型MOSFET(以下「p-MOSFET」)を用いるため効率の悪化，nチャネル型MOSFET(以下「n-MOSFET」)との特性差による出力波形のひずみが問題となる。

本論文では，非接触給電システムにおける高調波漏えい磁界を低減するため，電源としてn-MOSFETのみで動作可能なFCLAを用いた非接触給電システムを提案する。提案システムにより，伝送コイルに高調波成分を含まない電流が流れるため，漏えい磁界の高調波成分を低減できる。本論文では初めに提案システムの構成を説明し，次にFCLAの動作原理とフライングキャパシタ(FC)の電圧自己バランスの原理を述べる。最後に，提案システムの動作とコンデンサ電圧バランスをシミュレーションにより確認する。

## 2. 提案システムの構成

図 1 に提案する非接触給電システムの構成を示す。提案システムは  $n$  個の  $n$ -MOSFET と  $n$  個のダイオードで構成された  $n$  直列 FCLA と極性切り替え回路、共振コンデンサ、伝送コイルで構成される。従来の FCLA は複数のコンプリメンタリ素子を直列に接続し、その内一つを能動状態で使用することで連続的な出力電圧を得る。各 MOSFET のゲートには共通の信号が入力され、MOSFET のソースフォロウの働きにより電圧利得 1 の増幅回路として動作する。ここで、 $p$ -MOSFET が能動状態となるのは FCLA が負電流を出力するときのみである。一方で、WPT システムは共振条件下では力率 1 であるので、極性切り替え回路を用いることで電源からは正電流のみが出力される。したがって、提案システムでは  $p$ -MOSFET をダイオードに置換し、 $n$ -MOSFET のみで FCLA を構成することが可能となる。

### 〈2・1〉 提案システムにおける FCLA の構成

負荷力率 1 かつ極性切り替え回路を用いる提案システムでは  $p$ -MOSFET を能動状態で用いる負電流を出力する期間が存在しないため、 $p$ -MOSFET をダイオードに置換できる。また、各 MOSFET のゲートソース間には、MOSFET をオン、オフ、能動状態のいずれかを任意に制御するゲート駆動回路が接続する。本論文ではこれらのオン、オフ、能動状態のことを「状態」と呼ぶ。FCLA はある電圧を出力できる各 MOSFET の状態の組み合わせが複数存在し、ここから任意の組み合わせを適切に選択することで FC 電圧のバランスを維持する事ができる。

### 〈2・2〉 位相シフト PWM を用いた FC の電圧バランス

従来の共通のゲート信号を入力する構成では、FC が放電される方向にしか電流が流れず、FC 電圧はバランスを保つことができない。そこで、個別に接続したゲート駆動回路により、電流経路を変更し、FC 電圧をバランスさせる。FCLA の出力電圧はオフ状態にある  $n$ -MOSFET の数によって決定される。MOSFET が  $n$  個直列接続された  $n$  直列 FCLA において  $k$  個の  $n$ -MOSFET がオフ状態である場合、(1)式で表される電圧を出力する。

$$\frac{n-k-1}{n}V_{DC} < v_{out} \leq \frac{n-k}{n}V_{DC} \dots\dots\dots(1)$$

出力電圧は電流が導通している MOSFET のいずれかが能動的に動作することで制御できる。ここで、オフ状態となる  $n$ -MOSFET を出力電圧や電流に応じて選択することで、充放電経路を任意に決定し、FC の充放電を制御することができる。

しかし、電流経路の自由度は MOSFET の直列数が増えるほどに増大し、FC 電圧バランスを維持する組み合わせを選択することは困難である。そこで、従来のフライングキャパシタコンバータにも用いられているキャリア位相シフト PWM を利用し選択する。

図 2 にキャリア位相シフト非同期 PWM を利用した 4 直列 FCLA の MOSFET の状態を選択する方法を示す。各

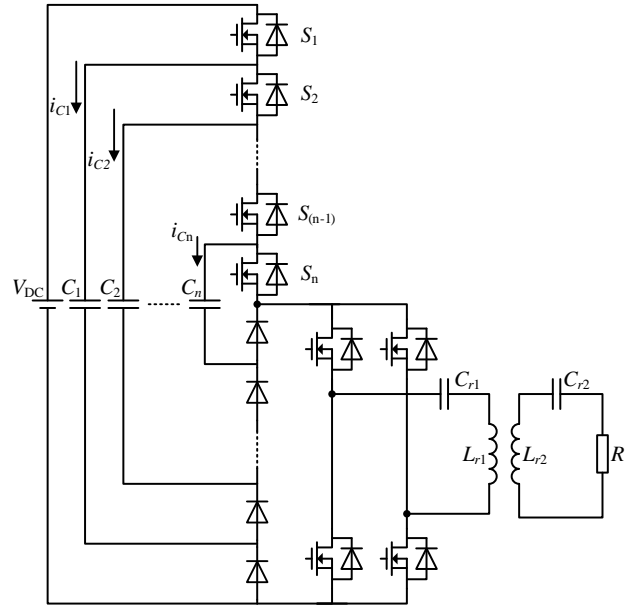


Fig. 1. Proposed wireless power transfer system.

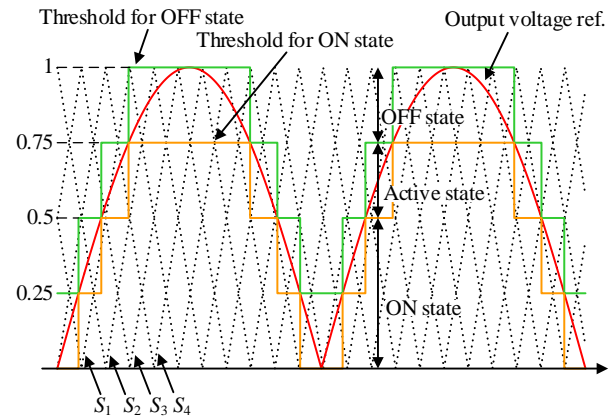


Fig. 2. State selection based on phase-shifted PWM.

MOSFET の状態は FCLA の場合にはオン、オフ、能動状態の 3 つから選択する。ここでは 2 つのしきい値をキャリアと比較することでこの状態を選択する。一つはオフ状態を選択するしきい値であり、出力電圧に応じて階段状に変化する。キャリアがしきい値より大きい場合はオフ状態となる。もう一方はオン状態を選択するしきい値であり、オフ状態を決めるしきい値より  $1/n$  だけ小さい値を取る。キャリアがこのしきい値より小さい場合はオン状態となり、残りの MOSFET が能動状態で動作する。

FC 電圧をバランスさせる状態を決定するためにはキャリアと出力周波数とを非同期に設定する必要がある。従来のフライングキャパシタコンバータはキャリア周波数を出力周波数に対して高く設定することでバランスを保つことができる。しかし、FCLA の場合、冗長な状態の変化を避けるためにキャリアの周波数は出力周波数に近い値に設定する。キャリア周波数が出力周波数に近い場合、各 FC の電流時間積がゼロとならず、FC のバランスを維持することができない。そこで、非同期キャリアを用いることで、選択され

る各 MOSFET の状態の組み合わせが毎周期異なり、電流経路が毎周期変化し、長周期でバランスする。

### 〈2・3〉 出力電圧制御

図 3 に FCLA の電圧制御のブロック図を示す。FCLA は MOSFET のソースフォロワの働きにより、ゲート対地電圧に対して電圧増幅率 1 の電流増幅回路として働く。したがって独立したゲート駆動回路を用いてもゲート対地電圧が出力電圧となるゲートソース電圧を与える。ゲートソース電圧は出力電圧をフィードバックして制御し、各 MOSFET の状態に応じてオフセットを加え、オン、オフまたは能動状態で動作させる。さらに、フィードバックゲインにより MOSFET の非線形性や MOSFET の状態の切り替えなどによる外乱を抑圧する。また、FC 電圧が不平衡な条件から FCLA が始動した場合にも、電圧制御器は FC 電圧の過不足を補いながら、各 MOSFET の状態を遷移させ、FC 電圧をバランスさせる。

図 4 に 4 直列 FCLA の動作波形を示す。図 4(a) は FC 電圧がバランスしているときの動作を示し、図 4(b) はキャパシタ  $C_{fc3}$  の電圧がバランス時の 20% であるときの動作を示す。各 MOSFET の状態は FC 電圧に関係なく決定される。MOSFET の状態に応じて(2)式で表される電圧を FCLA が出力する。

$$v_{out} = S_1(V_{DC} - V_{fe1}) + S_2(V_{fe1} - V_{fe2}) + S_3(V_{fe2} - V_{fe3}) + S_4V_{fe3} \quad (2)$$

ここで、 $S_k$  は  $k$  番目の MOSFET の状態を表す変数であり、0 のときオフ、1 ではオン、 $0 < S_k < 1$  は能動状態であることを示す。しかし、FC 電圧がアンバランスしているとき、出力電圧が指令値に追従できない範囲が生じる。図 4(b) の(a)で示された区間では、キャリア比較により決定された各 MOSFET の状態は  $S_1$  と  $S_2$  がオン、 $S_3$  がオフ、 $S_4$  が能動状態である。このとき、区間(a)の出力電圧は  $S_1=S_2=1$ 、 $S_3=0$ 、 $V_{fe1}=3V_{DC}/4$ 、 $V_{fe2}=V_{DC}/2$ 、 $V_{fe3}=0.2V_{DC}/4$  をそれぞれ代入することで(3)式で表される。

$$v_{out} = (2 + 0.2S_4)V_{DC} / 4 \quad (3)$$

(3)式より、 $C_{fc3}$  の電圧がバランス時の 20% である場合、 $S_4$  がオンのときでも  $2.2V_{DC}/4$  以上の電圧を出力することができない。しかし、オフ状態の MOSFET が 1 個であるパターンでは、(1)式より  $3V_{DC}/4$  まで出力する必要がある。このとき、指令値に対して出力すべき電圧が不足するため、フィードバック制御によりゲートソース電圧が上昇する。上昇量がオン状態のオフセット値を超えたとき MOSFET の状態は  $S_1$  と  $S_2$ 、 $S_4$  がオン、 $S_3$  が能動状態に変化する。この状態の変化に伴って  $C_{fc3}$  を放電される方向であった電流経路が放電しない経路へ変化する。他のパターンでも同様に、FC 電圧アンバランスにより電圧を指令値にしたがって出力できない場合にはフィードバック制御器の働きによって状態が変化する。この機能は FC 電圧がアンバランスしているときに働き、FC 電圧はバランスを維持する。この例は保持する電圧が低い場合であるが、FC の保持する電圧が高い場合も

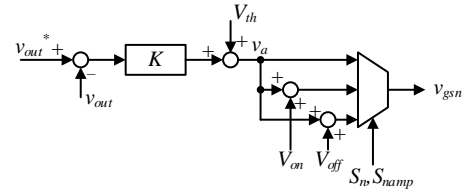
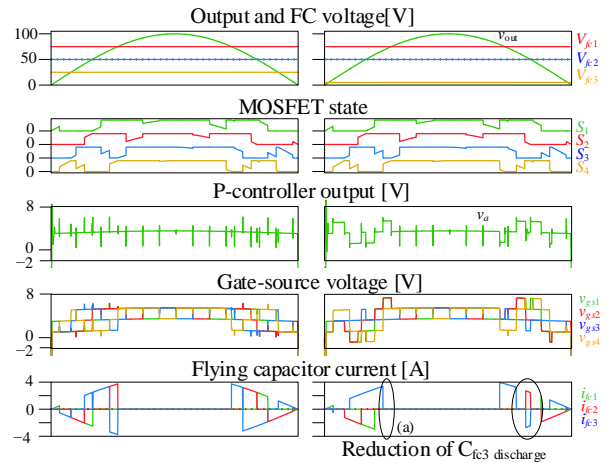


Fig. 3. Voltage control and gate-source signal generate diagram



(a) Balancing condition (b) Unbalancing condition

Fig. 4. Self-balancing function of FC in 4-series FCLA

Table 1. Simulation conditions

Parameters	Symbol	Value
Primary voltage	$V_{DC1}$	283 V
Secondary voltage	$v_{out}$	200 V
Output power	$P$	1 kW
Transmission frequency	$f$	85 kHz
Coupling Coefficient	$k$	0.3
Primary inductance	$L_1$	250 $\mu$ H
Secondary inductance	$L_2$	250 $\mu$ H
Primary capacitance	$C_1$	14.0 nF
Secondary capacitance	$C_2$	14.0 nF
Number of series	$n$	16
Flying capacitance	$C_{fc}$	10 $\mu$ F
MOSFETs in FCLA		TK5R1E06PL (Toshiba)
MOSFETs in unfolder		SCT3017AL (Rohm)

同様にバランスを維持する。

## 3. シミュレーション

### 〈3・1〉 動作波形

図 5 に提案システムのシミュレーション波形、表 1 にシミュレーション条件を示す。図 5(a) に FCLA の出力電圧指令値と出力電圧、伝送コイルの 1 次側 2 次側それぞれの電圧電流の波形を、図 5(b) に FC 電圧の波形を示す。図 5(a) より、FCLA の出力電圧が指令値に追従できていることが確認できる。また、極性切り替え回路により、伝送コイルには正弦波が入力され、共振条件を満足しつつ電力を伝送していることが確認できる。図 5(b) より、位相シフトキャリアを用いた MOSFET の状態決定によって、FC 電圧のバランスが

維持できていることが確認できる。

### 〈3・2〉 電流高調波解析

図 6 に提案システム, 16 直列 FCLA に変わり同じ数の MOSFET を持つ 17 レベルフライングキャパシタコンバータ (FCC) を用いたシステムのそれぞれにおける 1 次側コイル電流シミュレーション結果の高調波解析を行った結果を示す。17 レベル FCC は 17 レベルの方形波を出力している場合の解析結果である。図 6 より, FCLA 動作により, 正弦波電圧をコイルに印加することで, 3 次高調波成分において 8.55 dB 低減できることが確認できる。さらに, 5 次以降についても 10dB 程度の低減が確認できる。

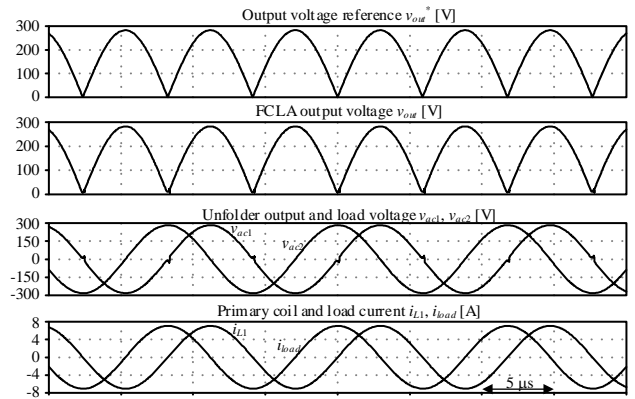
## 4. まとめ

本論文では, 漏えい磁界の高調波を低減する FCLA を電源に用いた非接触給電システムを提案した。FCLA は連続的な電圧を出力できるので, スwitching に起因する高周波電流が伝送コイルに流れず, 漏えい磁界の高調波を低減する。また, 提案システムの FCLA は n-MOSFET のみを用いて構成され, 各 MOSFET に接続されたゲート駆動回路により, FC 充放電も制御できる。提案システムの動作をシミュレーションにより検証し, 電力伝送が可能であることを確認した。さらに, 提案システムとフライングキャパシタコンバータを用いたシステムを比較して, 1 次側コイル電流の高調波を解析し, 提案システムにより, 3 次高調波が 8.55 dB 低減できたことが確認できた。

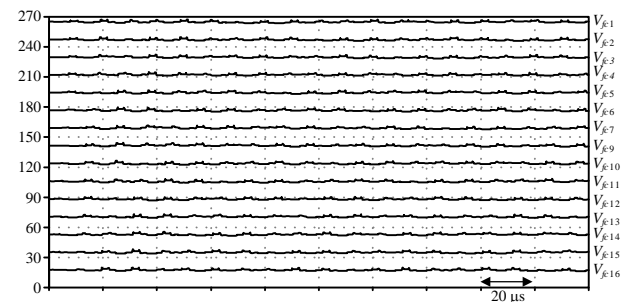
今後, FCLA の試作機を用いて提案システムが FC 電圧のバランスを維持しつつ電力伝送が可能であることを実験確認する。

## 文 献

- (1) S. Li, C. C. Mi, "Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 3, No. 1, pp. 4-17 (2015)
- (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) K. Kusaka, R. Kusui, J. Itoh, D. Sato, S. Obayashi, M. Ishida: "A 22 kW-85 kHz Three-phase Wireless Power Transfer System with 12 coils", Energy Conversion Congress Exposition 2019, pp. 3340-3347 (2019)
- (4) K. Kusaka, J. Itoh: "Development Trends of Inductive Power Transfer Systems Utilizing Electromagnetic Induction with Focus on Transmission Frequency and Transmission Power", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 6, No. 5, pp. 328-339 (2017)
- (5) T. Ohno, M. Katayama, H. Obara, and A. Kawamura, "Flying Capacitor Linear Amplifier to Realize Both High-efficiency and Low Distortion for Power Conversion Applications Requiring High quality Waveforms", IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS) 2017, 338, pp.907-912, (2017)
- (6) H. Obara, T. Ohno, and A. Kawamura, "Multi-level topology based linear amplifier family for realization of noise-less inverters",



(a) FCLA output voltage reference, output voltage, primary and secondary transmission coils voltage and current



(b) Flying capacitor voltages

Fig. 5. Simulation waveform

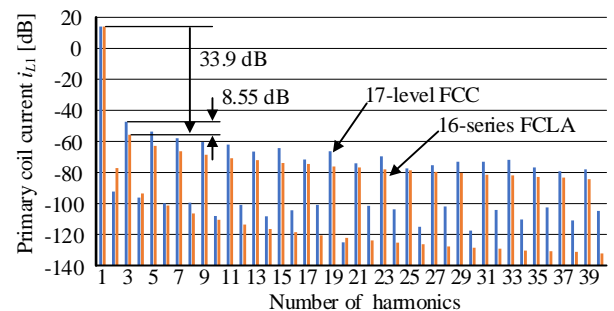


Fig. 6. Harmonic analysis for primary coil current

International Power Electronics Conference (IPEC) -ECCE Asia 2018, pp.1649-1654, (2018)

- (7) T. Ohno, M. Katayama, H. Obara, and A. Kawamura, "Flying-Capacitor Linear Amplifier with Capacitor Voltage Balancing Control for Efficient and Low Harmonic Power Conversion", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC) 2019, pp. 412-418, (2019)