

駆動回路とパワーデバイスの周波数特性を考慮した フライングキャパシタ型線形増幅回路の安定性解析

楠居 琳太郎* 日下 佳祐 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Stability analysis of flying-capacitor linear amplifier
with frequency characteristic of gate driver and power devices

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

In this paper, the stability of the flying-capacitor linear amplifier for a wireless power transfer system is analyzed by a small-signal equivalent circuit. A wideband width controller for FCLA is needed to output the high-frequency voltage used in wireless power transfer systems. FCLA output voltage is controlled by the analog gate voltage. For this reason, the controller consists of operational amplifiers. Due to this, it is necessary to analyze the stability of FCLA including the operational amplifier. The stable gain is analyzed by the small-signal equivalent circuit. Then, the operation of 4-series FCLA with unfolder is demonstrated by simulation. In the addition, the harmonics of the output current are analyzed. As a result, it is seen that the harmonic components are reduced by 40 dB or more than the fundamental component.

キーワード：フライングキャパシタ，線形増幅回路，非接触給電システム，安定性解析，小信号等価回路
(Flying-capacitor, Linear amplifier, Wireless power transmission, stability analysis, small signal equivalent circuit)

1. はじめに

近年，地球温暖化の原因の一つである NO_x ガスなどの温室効果ガスの排出量を削減するため，電気自動車の普及が拡大しつつある。電気自動車のバッテリーは従来のガソリン車と比べてエネルギー密度が低いため，頻繁な充電が必要となる。そこで，手軽かつ安全に充電可能である非接触給電システムが活発に研究されている⁽¹⁻³⁾。非接触給電システムは煩雑な電力ケーブルの接続なく充電を開始できるため，利用者の利便性が向上する。一方で，電磁誘導方式の非接触給電システムは，非常に弱い磁気結合を介して電力を伝送するため，伝送コイル周辺に大きな漏えい磁界が生じる課題がある。漏えい磁界は周辺の電子機器の誤動作や，無線通信障害の原因となる。このため，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) などの定めるガイドライン⁽³⁻⁴⁾をもとに各国が定める規制を満足する必要がある。特に，CISPR11 の制定する非接触給電システム向けの放射妨害波に関する規格においては，ガイドラインの改定が検討されている。具体的には WPT システムの低次高調波成分に該当する 150k ~ 30MHz において 30dB 程度の引き下げが検討されている⁽⁵⁾。従って，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を大幅に低減する

手法が必要となる。

従来の非接触給電システムの多くは一次側電源として，方形波電圧を出力するインバータが用いられている⁽⁶⁾。インバータの出力する低次高調波成分を多く含む方形波電圧が伝送コイルに印加されることで，低次高調波成分を含む電流が流通する。この高調波電流により，高調波成分を含む漏えい磁界が伝送コイルから放射される。

漏えい磁界を低減する手法としてこれまでに金属や磁性体，追加巻線を用いて遮蔽する手法が提案されている⁽⁷⁻⁹⁾。これらの方式では，遮蔽物に漏えい磁界が鎖交することで電流が生じ，漏えい磁界を低減する。そのため，より大きな遮蔽効果を得るために，遮蔽物内の電流が大きくなる必要があり，非接触給電システムにおける損失増大の原因となる。

これらの問題に対し，筆者らはフライングキャパシタ型線形増幅回路 (FCLA)⁽¹⁰⁻¹¹⁾ を非接触給電システムの一次側電源として適用することを提案している⁽¹²⁻¹³⁾。FCLA は MOSFET を能動的に動作させることにより，連続的な正弦波電圧を出力する。このため，非接触給電システムから生じる漏えい磁界高調波を大幅に低減することが可能になる。また，各 MOSFET に接続されたゲート駆動回路によって，フライングキャパシタ (FC) 電圧をバランスさせつつ，比例制

御器を用いて出力電圧を制御する。しかしながら、非接触給電システムで使用される高周波電圧を制御するために広帯域な制御器が必要となる。

本論文では、MOSFETの小信号等価回路からFCLAの帯域を解析し、制御器の帯域を含めたFCLAの安定性を解析する。また、解析結果より、設計した制御ゲインを用いたFCLAにより高周波電圧を安定して出力可能であることをシミュレーションにより実証する。

2. フライングキャパシタ型線形増幅回路

〈2・1〉 回路構成 図1にFCLAを一次側電源に適用した非接触給電システムの構成を示す。電源回路は n 個のNチャンネル型MOSFET(n-MOSFET)と n 個のダイオードを直列に接続した n 直列FCLAと極性切り替え回路で構成される。FCLAは全波整流電圧を出力し、極性切り替え回路で極性を切り替えることで伝送コイルに高調波を含まない電圧を印加する。極性切り替え回路により、FCLAは生電流のみを出力する。このため、負電流を流す際に能動状態で動作するn-MOSFETに比べ特性の劣るp-MOSFETをダイオードに置換できる。これにより、効率や出力波形の歪が改善する。

図2にn-MOSFETの動作領域を示す。MOSFETの動作状態はドレイン-ソース電圧とゲート-ソース電圧に応じて音状態、オフ状態そして能動状態に分けることができる。従来のインバータはドレイン-ソース電圧の低いオン状態と電流が通流しないオフ状態のみを使用する。一方、FCLAは直列に接続されたMOSFETの内一つを能動状態で使用することにより、連続的な任意の電圧を出力可能である。従来のプッシュプル増幅器は最大効率が78.5%と低く、大容量化が困難であった。一方で、FCLAはMOSFETが直列に接続することで、MOSFETの印加電圧を低減し、能動動作で生じる損失を低減し、高効率に駆動することが可能である。MOSFETを能動状態で使用し、任意のアナログ電圧を得るためには出力電圧、電流に応じた、ゲート電圧を入力する必要がある。

〈2・2〉 制御器構成 図3に出力電圧と動作領域を制御するブロック図を示す。出力電圧は比例制御器によって制御する。比例制御器はゲート-ソース電圧指令値を出力する。各ゲートドライバでは選択されたMOSFETの動作状態に応じたバイアスをゲートソース電圧指令値に加えて、各MOSFETのゲートにソース電位基準で入力する。FCLAは同じ電圧を出力する動作状態の組み合わせに自由度があるため適切に動作状態を選択することで、フライングキャパシタ(FC)電圧をバランスさせることができる。

〈2・3〉 FC電圧バランス 図4に4直列FCLAにおける位相シフトキャリアを用いたMOSFETの状態選択を示す。FCLAは各MOSFETの動作状態を適切に選択することで、FC電圧をバランスさせることができる。本システムで

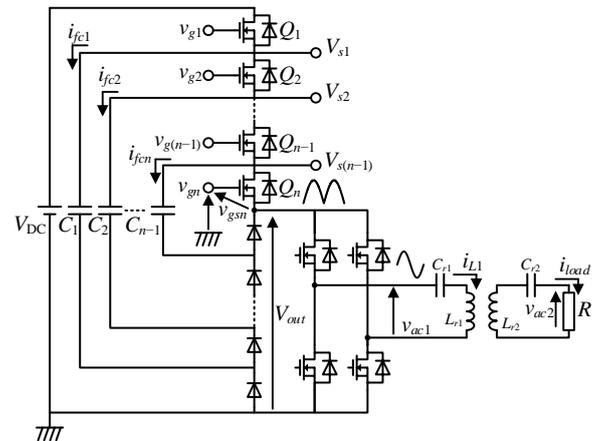


Fig. 1. FCAL for WPT system.

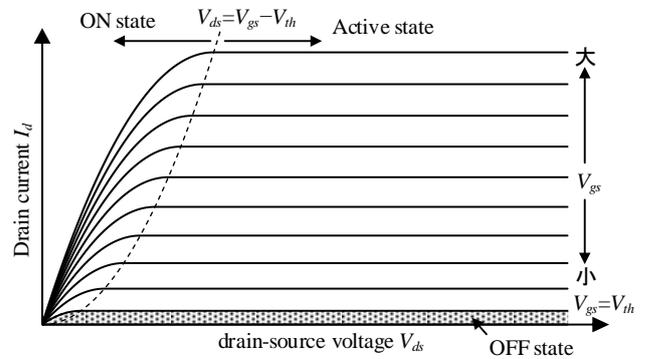


Fig. 2. Operation region of n-MOSFET.

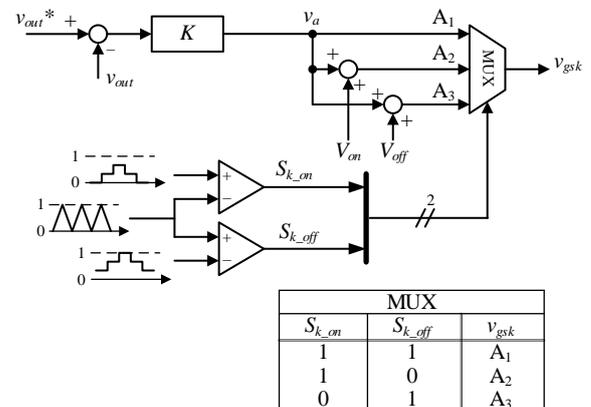


Fig. 3. Block diagram of output voltage controller.

は従来のフライングキャパシタコンバータにも用いられる位相シフトキャリア比較によって各MOSFETの状態を選択する。キャリアの周波数は出力周波数に非同期とすることで、一出力周期で選択される動作状態の組み合わせが変化し、長周期的にFC電圧をバランスさせる。また、外乱などによってFC電圧がアンバランスした場合には、電圧制御器が動作状態を遷移させ、電圧バランスを維持する⁽¹³⁾。

3. FCLA の安定性解析

〈3・1〉 FCLA の開ループ特性 図5にFCLAの小信号等価回路を示す。FCLAの制御安定性を議論するために、MOSFETを伝達コンダクタンス g_m とチャネル長変調効果を表す出力抵抗 r_o を用いて線形化する。また、高周波領域の応答を確認するために、ドレイン、ソース及びゲート間にそれぞれ生じる寄生容量 C_{ds} , C_{gs} , C_{gd} を考慮した小信号等価回路に変換した。また、FCLAはB級動作のソースフォロワ回路をもとにした回路であるため、等価回路はソースフォロワ回路と同様の形となる。ソースフォロワ回路の場合、小信号回路ではDC電圧は無視される。一方、FCLAの場合、出力電圧の範囲に応じて直流電圧が変化しているように見えるため、DC電圧を外乱成分として表している。これらの仮定に基づき、ゲート-ソース端子間入力電圧 v_{in} から出力電圧 v_{out} までの伝達関数 G_{FCLA} を求めると(1)式となる。

$$G_{FCLA} = \frac{K\omega_n^2(1-sT_h)}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \dots\dots\dots(1)$$

ここで、各係数 K , T_h , ω_n , ζ は(2)~(5)式で表される。

$$K = \frac{g_m r_o R}{r_o + R} \dots\dots\dots(2)$$

$$T_h = \frac{C_{gd}}{r_o} \dots\dots\dots(3)$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{r_g \frac{r_o R}{r_o + R} (C_{gs} C_{ds} + C_{ds} C_{gd} + C_{gd} C_{gs})}} \dots\dots\dots(4)$$

$$\zeta = \frac{\frac{r_o R}{r_o + R} \{ (1 + r_g g_m) C_{gd} + C_{ds} \} + r_g (C_{gd} + C_{gs})}{\sqrt{r_g \frac{r_o R}{r_o + R} (C_{gs} C_{ds} + C_{ds} C_{gd} + C_{gd} C_{gs})}} \dots\dots\dots(5)$$

〈3・2〉 オペアンプの帯域を考慮しないFCLAの開ループ特性 図6にオペアンプを考慮した場合のFCLA電圧制御系のブロック図を示す。FCLAはMOSFETを能動状態で使用するために各MOSFETのゲート-ソース間に出力電圧や電流に応じたアナログ電圧を印加する必要がある。そのため、制御回路とゲート駆動回路はオペアンプを用いてアナログ回路で実装される。よって、FCLAの制御安定性を議論するためには、オペアンプを考慮した検討が必要となる。図6中の G_{amp} はオペアンプの伝達関数、 α は増幅部と駆動部のオペアンプの数、 β は検出部のオペアンプの数を示している。はじめに、理想オペアンプ($G_{amp} = 1$)とした場合の制御応答について検討する。フィードバックの比例ゲインを K_p とすると、指令値 v_{out}^* から出力電圧 v_{out} までの伝達関数 G_c は(6)式となる。

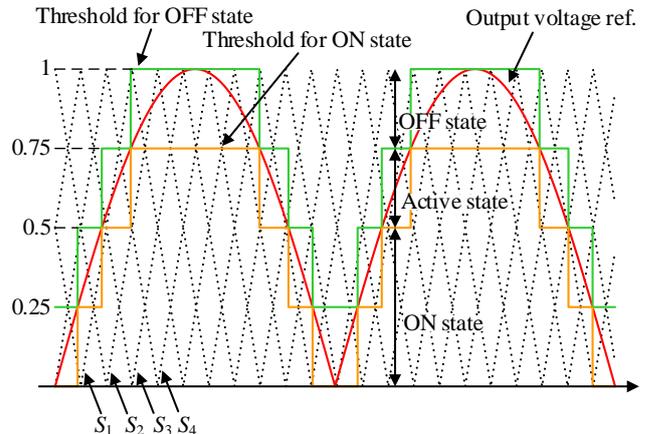


Fig. 4. State selection by comparing with phase-shifted carrier for 4-series FCLA.

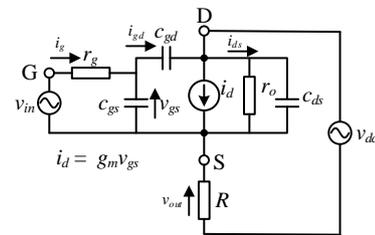


Fig.5.Small signal equivalent circuit model of FCLA.

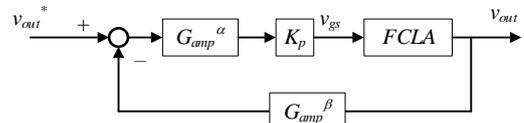


Fig. 6. Control block diagram with op-amp for detection and amplify.

$$G_c = \frac{K_p G_{FCLA}}{1 + K_p G_{FCLA}} = \frac{K_c \omega_{nc}^2 (1 - sT_h)}{s^2 + 2\zeta_c \omega_{nc} s + \omega_{nc}^2} \dots\dots\dots(6)$$

ここで、各係数は(7)~(9)式で表される。

$$K_c = \frac{K_p K}{1 + K_p K} \dots\dots\dots(7)$$

$$\omega_{nc} = \omega_n \sqrt{1 + K_p K} \dots\dots\dots(8)$$

$$\zeta_c = \frac{2\zeta - K_p K \omega_n T_h}{2\sqrt{1 + K_p K}} \dots\dots\dots(9)$$

(6)式より、比例制御を用いたFCLAの開ループ特性は1次進み要素+2次遅れ要素で表されることがわかる。従って、FCLAを安定に制御するためには(9)式に示す減衰比 ζ_c が正であれば良いことがわかる。したがって、安定限界の比例ゲイン K_{p_lim} は(10)式で表され、その時の制御帯域 ω_{nc_max} は(11)式と求められる。

$$K_{p_lim} = \frac{2\zeta}{K\omega_n T_h} \dots\dots\dots(10)$$

$$\omega_{nc_max} = \omega_n \sqrt{1 + \frac{2\zeta}{\omega_n T_h}} \dots\dots\dots(11)$$

図 7 に比例ゲインを変化させたときの閉ループ特性を示す。図 7 と(8), (9)式から、ゲインを大きくすることにより、固有角周波数 ω_c が大きくなることがわかる。一方で、ゲインを大きくすることで、制動係数 ζ_c は小さくなるため振動的な応答となる。

〈3・3〉 オペアンプの帯域を考慮した FCLA の閉ループ特性 本節では、オペアンプの帯域を考慮した FCLA の制御特性を解析する。オペアンプは 2 次のローパスフィルタとして表現できるため伝達関数は(12)式となる⁽¹⁴⁾。本システムでは電流帰還型のオペアンプを適用しており、帰還抵抗の適切な選定により、増幅回路の利得に関わらず、帯域を設定できる。以上より、制御器を構成するすべてのオペアンプを(12)式の伝達関数で表現し、利得はすべてまとめて K_p とする。

$$G_{amp} = \frac{\omega_{amp}^2}{s^2 + 2\zeta_{amp}\omega_{amp}s + \omega_{amp}^2} \dots\dots\dots(12)$$

ここで、 ω_{amp} はオペアンプの固有角周波数、 ζ_{amp} はオペアンプの制動係数を示している。

図 8 に本システムで用いる制御回路とゲート駆動回路の構成を示す。制御回路は検出部、指令値入力部、増幅部、状態選択部、駆動部から構成されている。この内、制御特性に影響するのは検出部、増幅部、駆動部である。これらを構成するオペアンプは検出段に 2 つ、増幅段に 2 つ、駆動部に 1 つ接続されている。したがって、オペアンプの帯域を考慮した伝達関数は(13)式で表される。

$$G_{camp} = \frac{G_{FCLA}G_{amp}^3}{1 + G_{FCLA}G_{amp}^5} = \frac{K_p K \omega_n^2 \omega_{amp}^6 (1 - sT_h)(s^2 + 2\zeta_{amp}\omega_{amp}s + \omega_{amp}^2)^2}{(s^2 + 2\zeta_n\omega_n s + \omega_n^2)(s^2 + 2\zeta_{amp}\omega_{amp}s + \omega_{amp}^2)^5 + K_p K \omega_n^2 (1 - sT_h)\omega_{amp}^{10}} \dots\dots\dots(13)$$

図 9 に(13)式で示したシステムにおいてゲインを変化させた場合の開ループ特性を(a)に、閉ループ特性を(b)にそれぞれ示す。図 9(a)より、オペアンプの影響により、位相が大きく変化し、低ゲインにおいても位相余裕度が減少していることが確認できる。図 9(b)より、余裕度が高く、オペアンプの帯域と十分に離れた低ゲインの場合、オペアンプの有無によらず、同様の帯域幅であることがわかる。また、オペアンプがないときに安定したゲインであっても、安定余裕が減少し、不安定になっていることが確認できる。

以上の結果から、FCLA の帯域をオペアンプの帯域から十

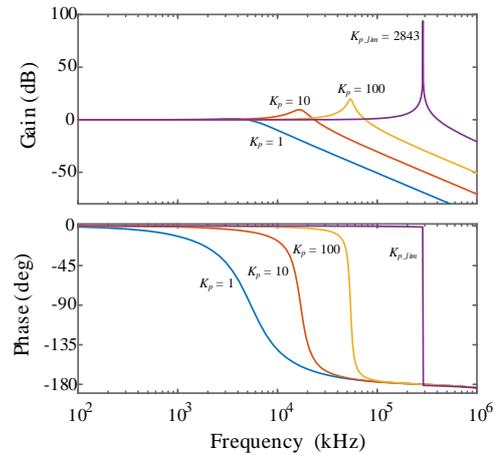


Fig. 7. Close-loop characteristic with ideal op-amps.

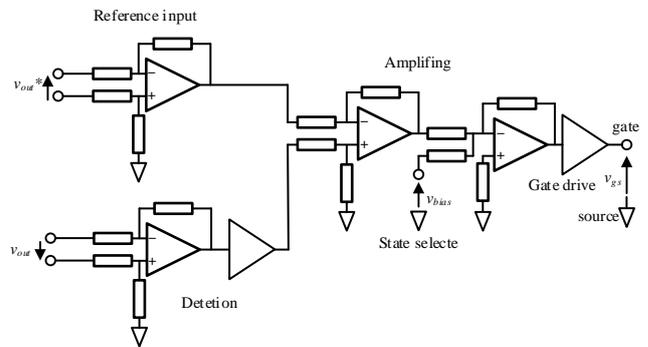


Fig. 8. Circuit diagram of voltage controller and gate driver.

分に離すことでオペアンプを考慮しない伝達特性より、設計できることを確認した。

4. シミュレーション結果

図 10 にソースフォロワ回路の動作波形を示す。図 10 はソース電圧とゲート-ソース間電圧を、線形化した MOSFET の小信号等価回路と MOSFET の SPICE モデルによりそれぞれシミュレーションした結果である。ソースフォロワの最も単純な形である A 級動作とするため、指令値は直流電圧の半分のバイアスを加えた 85kHz の正弦波である。図 10 より、両モデルともに等しい出力電圧を得られていることが確認できる。また、同じ電圧を出力するために入力するゲートソース電圧も、おおよそ等しいことから線形化した小信号等価回路が妥当であることがわかる。2 つのモデルにおいてゲートソース電圧が僅かに異なっているが、これは SPICE モデルにおいて考慮されている MOSFET の非線形性を小信号等価回路では無視していることが原因である。

図 11 にシミュレーションを行う FCLA の回路構成を示す。シミュレーション回路は極性切替え回路を接続した 4 直列 FCLA とし、負荷として抵抗を接続している。MOSFET の

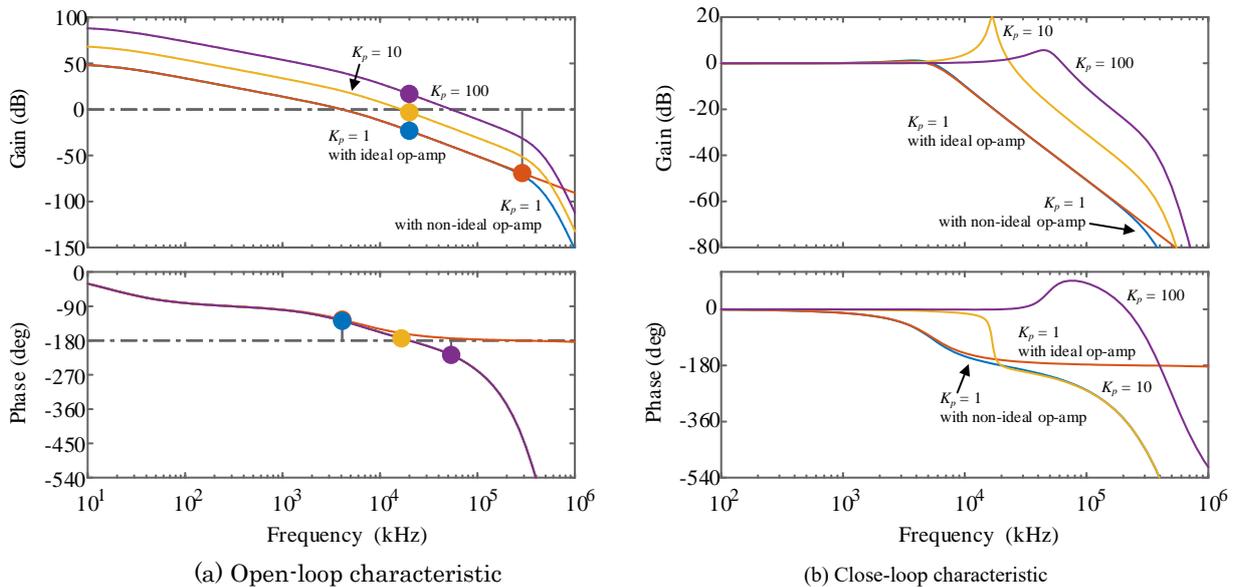


Fig. 9. Bode diagram of small signal equivalent circuit for FLCA.

耐圧が 60V であるので、MOSFET 一つあたりの印加電圧が 40V 程度となるように直流電圧を 160V と設定した。また、出力電圧指令は振幅 160V、出力周波数 85kHz の全波整流電圧とした。

図 12 に動作波形を示す。シミュレーションは実際にシステムに用いているオペアンプと同じ数となるように 2 次 LPF を用いて模擬している。図 12 から、小信号回路モデルにより解析したゲインをもちいることで安定的に動作することが確認できる。ただし、全波整流電圧のゼロクロス付近では出力電圧を十分に制御できず歪んでいる。これは出力電圧が不連続となる点において、非常に高い制御帯域が必要となるためである。

ただし、全波整流電圧のゼロクロス付近では出力電圧を十分に制御できず歪んでいる。これは出力電圧が不連続となる点において、非常に高い制御帯域が必要となるためである。したがって、基本波電流の実効値は 4.71 A (13.5dBa) となる。図 13 より、電流の基本波成分は 4.71A であることが確認できる。また、高調波成分は 40dB 以上低減できていることがわかる。

5. まとめ

本論文では、非接触給電システム向け FCLA の広帯域化のため、小信号等価回路を用いて安定性を解析した。FCLA は MOSFET を能動状態で動作させるため、ゲートにアナログ電圧を入力して出力電圧の制御を行う。このため、制御器とゲートドライバはオペアンプを用いて構成される。そこで本稿では、FCLA を小信号等価回路に変換し、オペアンプの帯域を考慮して制御安定性を解析した。解析の結果、オペアンプの帯域と十分に離して FCLA の応答を設計すること

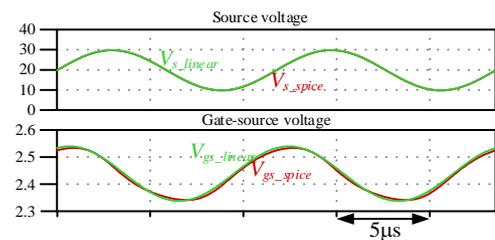


Fig. 10. Operation waveform of class-A source follower with small-signal equivalent model and MOSFET SPICE model.

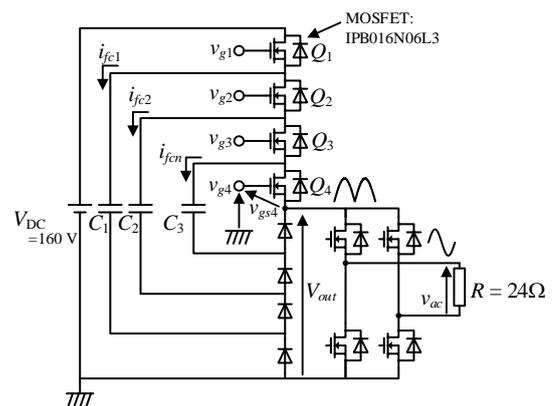


Fig. 11. Simulation circuit of 4-series FCLA with unfold.

で、安定に出力電圧を制御することが可能であることを確認した。その後、シミュレーションにより、解析した制御ゲインにより、85kHz の正弦波電圧を安定して出力できることを確認した。また、負荷に流れる電流の高調波を基本波に比べ 40dB 以上低減していることを確認した。

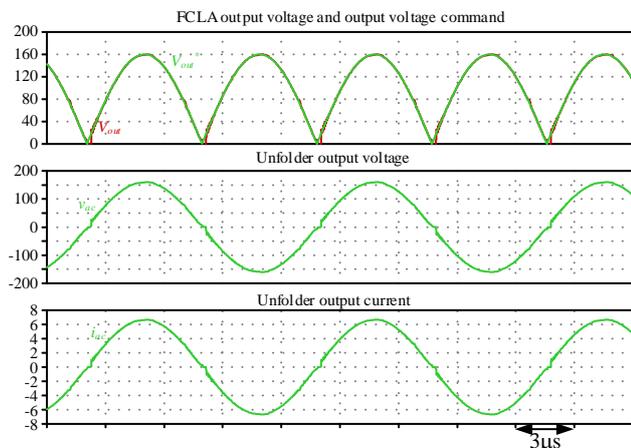


Fig. 12. Operation waveform of FCLA with Unfolder.

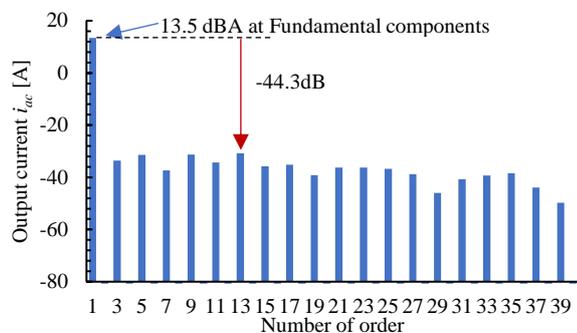


Fig. 13. Harmonics analyze of output current.

Applications, Vol. 137, No. 5, pp. 445-457 (2017) (in Japanese)

日下佳祐, 伊東淳一: 「伝送周波数と伝送電力に着目した電磁誘導現象を用いた非接触給電システムの開発動向」, 電気学会論文誌 D, Vol. 137, No. 5, pp. 445-457(2017)

(7) 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)

(8) B. G. Choi, Y. Sohn, E. S. Lee, S. H. Han, H. R. Kim, C. T. Rim, "Coreless Transmitting Coils With Conductive Magnetic Shield for Wide-Range Ubiquitous IPT," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 34, No. 3, pp. 2539-2552 (2019)

(9) I. Lee, N. Kim, I. Cho and I. Hong, "Design of a Patterned Soft Magnetic Structure to Reduce Magnetic Flux Leakage of Magnetic Induction Wireless Power Transfer Systems," IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 59, No. 6, pp. 1856-1863 (2017)

(10) Hideaki Hujita: "A high-efficiency Diode-Clamped Linear Amplifier", IEEJ Trans. on Industry Applications, Vol. 127, No. 1, pp. 9-16 (2007)

藤田 英明: 「ダイオードクランプ回路を用いた高効率線形増幅回路」, 電気学会論文誌 D, Vol. 127, No. 1, pp. 9-16 (2007)

(11) Hidemine Obara, Tatsuki Ohno, Masaya Katayama, Atsuo Kawamura: "Flying-Capacitor Linear Amplifier with Capacitor Voltage Balancing for High-Efficiency and Low Distortion", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.57, No.1 (2021)

(12) Rintaro Kusui, Keisuke Kusaka, Jun-ichi Itoh : " Flying-capacitor Linear Amplifier for Wireless Power Transfer Systems with Flying-capacitor Voltage Balancing", EPE'21 ECCE Europe, No.390 (2021)

(13) 楠居琳太郎, 日下佳祐, 伊東淳一: 「楠居琳太郎, 日下佳祐, 伊東淳一: 「接触給電システム用フライングキャパシタ型線形増幅回路に適用可能な高周波ゲート駆動回路の開発」, 2021年電気学会産業応用部門大会, Vol.1, No.71, pp.253 (2021)

(14) Texas Instruments, Rea Schmid, "PSpice を使用した, 電流帰還型オペアンプの安定化と回路性能最適化" (2009)

文 献

- (1) 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)
- (2) R. Bosshard and J. W. Kolar, "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, V. P. N. Galigekere, O. C. Onar, and G. Su, "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) 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)
- (5) 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)
- (6) Keisuke Kusaka, Jun-ichi Itoh: "Development Trend of Inductive Power Transfer Systems with Focus on Transmission Frequency and Transmission Power", IEEJ Transactions on Industry