

導通損失低減を実現する フライングキャパシタ形線形増幅回路の変調法

野本 俊作* 日下 佳祐 (長岡技術科学大学)

A Modulation Strategy for Conduction Loss Reduction in Flying-capacitor Linear Amplifiers

Shunsaku Nomoto*, Keisuke Kusaka, (Nagaoka University of Technology)

This paper presents a novel modulation strategy for a flying-capacitor linear amplifier (FCLA) that reduces conduction losses and allows operation at any power factor. A WPT system using an FCLA as a power supply is proposed to reduce radiation noise. However, the presented modulation does not account for operation at low power factors resulting from misalignment between coils and load fluctuations. This paper proposes a new modulation method that allows full-range power factor operation by controlling the upper and lower arm MOSFETs complementarily, enabling regenerative operation. Experimental results from a 15-stage FCLA prototype demonstrate that the proposed method preserves a sinusoidal output even at a low power factor of 0.76. Furthermore, it improves efficiency by 1.3 points compared to conventional modulation under unity power factor, achieving 93.3% efficiency, which demonstrates the effectiveness of the proposed strategy.

キーワード : マルチレベルインバータ, マルチレベルリニアアンプ, フライングキャパシタ, 電磁干渉, 導通損失, ワイヤレス給電,
(multi-level inverter, multi-level linear amplifier, flying capacitor, EMI, conduction loss, wireless power transfer)

1. はじめに

産業界で広く用いられている電力変換回路は、パワー半導体デバイスのスイッチング動作により、高効率な電力変換を実現している。特に近年では、炭化ケイ素 (SiC) や窒化ガリウム (GaN) に代表されるワイドバンドギャップ (WBG) 半導体デバイスの登場により、スイッチング速度のさらなる高速化と高周波動作化が可能となり、電力変換器の小型化や高性能化が加速している。しかしながら、急峻なスイッチング動作は、出力電圧を矩形波状にする。このため、出力には基本波成分に加えて多くの高調波成分が含まれ、その高い dv/dt および di/dt が電磁ノイズ (EMI) を発生させることが問題となる⁽¹⁾。

この問題は、特にワイヤレス給電 (WPT) システムにおいて顕著となる。一般的に WPT システムの電源には、矩形波電圧を出力するフルブリッジインバータが適用されるため、その出力電圧に含まれる高調波成分を含んだ電流が伝送コイルに流通することで、高調波漏えい磁界が周囲空間へ放出される⁽²⁾。この漏えい磁界は、周辺の電子機器への干渉を引き起こし、国際無線障害特別委員会 (CISPR) などが定める EMC 規格への準拠を困難にする大きな要因となっている⁽³⁾。このような漏えい磁界を抑制するために、LC フィルタや追加のキャンセルコイルを用いる手法が提案され

ているが、電力伝送に寄与する基本周波数と問題となる 3 次や 5 次といった低次高調波の周波数は近接している⁽⁴⁾⁽⁵⁾。そのため、基本波に影響を与えずにこれらの高調波成分のみを選択的に除去するのは困難である。

上記問題を根本的に解決する手法として、筆者らはパワー半導体デバイスの線形動作に基づくフライングキャパシタ形線形増幅回路 (FCLA) を WPT システムに適用する手法を提案してきた⁽⁶⁾。FCLA は、B 級アンプのように MOSFET をスイッチング素子としてだけではなく、能動素子として線形領域で動作させることにより、連続的で滑らかな電圧を出力する⁽⁷⁾。これにより、理論的に高調波成分を含まない正弦波電圧を生成できるため、一次側コイルに印加される電圧から高調波成分を根本的に除去し、電流高調波を大幅に低減することが可能となる。しかしながら、これまでの検討では、コイル間の位置ずれや負荷変動に起因する低力率時の動作について考慮しておらず、実用化に向けた課題が残されていた。

そこで本論文では、FCLA を構成する MOSFET の導通損失を低減しつつ、力率条件によらず正弦波電圧を出力できる新たな変調法を提案する。提案変調法の有効性は各種負荷力率における動作を確認することで検証する。また、導通損失の低減効果は実機試験および損失解析により明らかにする。

2. フライングキャパシタ形線形増幅回路

図 1 に FCLA の回路構成を示す。本 FCLA は n 個の n 型 MOSFET とダイオード（または $2n$ 個の n 型 MOSFET）、 $n-1$ 個のフライングキャパシタおよびフルブリッジ回路からなる極性切り替え回路により構成される。極性切り替え回路は前段の MOSFET の線形動作により生成される連続的な全波整流状電圧の極性を切り替え、正弦波電圧を出力する。したがって、高調波成分を含まない電圧を出力することができ、効果的に EMI を抑制することができる。一般的に MOSFET を線形動作させた場合、導通損失は印加されるドレインソース(D-S)電圧と通流電流の積となるため低効率となる。しかし、FCLA を構成する MOSFET の段数を増加することにより、線形動作する MOSFET の D-S 電圧を低減させることができ、変換効率が改善される。

図 1 に示した 2 つの回路構成はどちらも正弦波電圧を出力することができる。しかし、図 1 (a) は下アームにダイオードを用いているため、電流通流時の電圧降下が大きく、MOSFET の段数を増加させた際に導通損失が大きくなりやすい。一方、図 1 (b) は下アームに MOSFET を用いているため、電流通流時に MOSFET をオンさせることで導通損失を低減することができる。また、下アームを適切に動作させることにより、回生動作時も正弦波電圧を出力することができるため、本論文では n 型 MOSFET のみで構成された図 1 (b) の FCLA について検討を行う。

3. フライングキャパシタ形線形増幅回路の変調法

〈3・1〉 提案変調法 図 2 に MOSFET が 2 段 ($n=2$) の場合の FCLA の変調方法を示す。上アームの MOSFET は図 2 (a) に示すキャリア位相シフト変調に基づいた変調方法を適用することにより、MOSFET の動作状態を決定し、全波整流状電圧を生成する。図 2 (a) に示すように電圧指令 v_{out}^* と同期した 2 つのしきい値 V_{thon} , V_{thoff} と各 MOSFET に対応した位相シフトキャリアを比較することによって、オン・オフ・線形動作の 3 つの動作を選択する。オン動作を決めるしきい値 V_{thon} は電圧指令 v_{out}^* に応じて $1/n$ 刻みで変化する。一方、オフ動作を決めるしきい値 V_{thoff} はオン動作しきい値 V_{thon} より $1/n$ 大きい値となる。ここで、キャリアがオン動作しきい値 V_{thon} よりも小さい場合はオン、オフ動作しきい値 V_{thoff} よりも大きい場合はオフ、上記いずれの場合にも当てはまらない場合は線形動作とする。このように動作状態を決定することで、オン・オフする MOSFET の数を適切に調整することができる。

図 2 (b) に下アームの動作状態の選択方法を示す。下アームの MOSFET は一般的なマルチレベルフライングキャパシタコンバータと同様に対応する上アームの MOSFET と

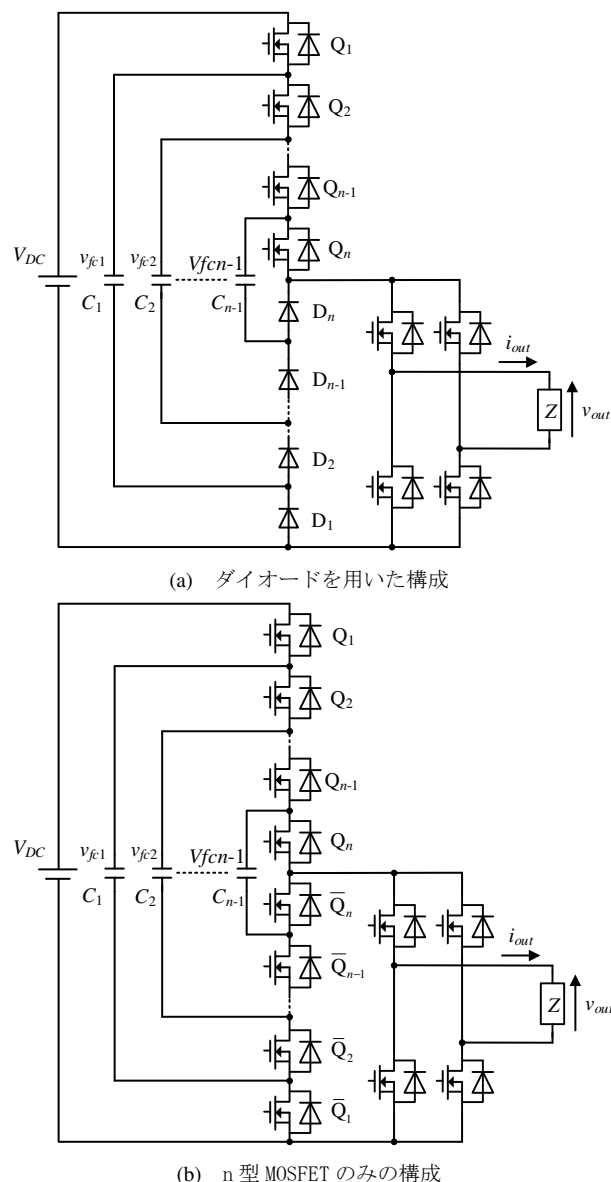


図 1 n 段フライングキャパシタ形線形増幅回路
Fig. 1. A n -stage flying-capacitor linear amplifier.

相補の関係になるように動作状態を選択する⁽⁸⁾。ただし、線形動作する場合は相補の関係を持つ 2 つの MOSFET を両方とも線形動作させ、このときの D-S 電圧指令は上アームと下アームの MOSFET で上下反転したような指令とする。このように動作させることにより、スイッチの同時オンを防止し、直流電源およびフライングキャパシタの短絡、並列接続を防ぐ。また、力行・回生動作のどちらにおいても正弦波電圧を出力することができる。

〈3・2〉 動作モード 図 3 に提案変調法を適用した場合における 2 段 FCLA の全動作モードを示す。FCLA は同じ電圧を出力する異なる複数の動作モードが存在する。各動作モードによって、FCLA 内の電流経路が変化し、フライ

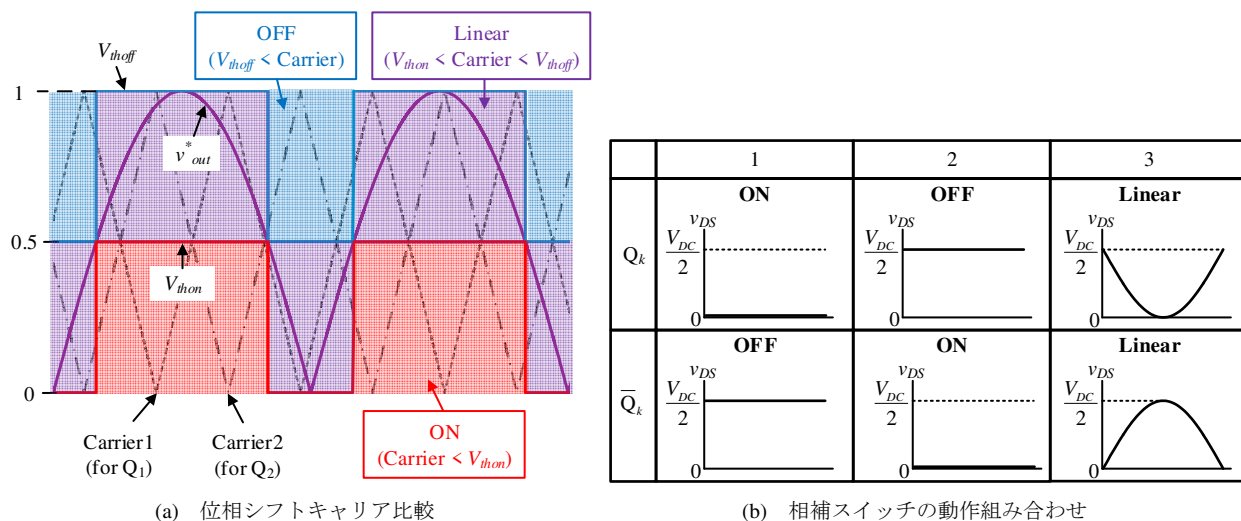


図2 フライングキャパシタ形線形増幅回路の提案変調法 (2 段の場合)

Fig. 2. A proposed modulation strategy for a 2-stage flying-capacitor linear amplifier.

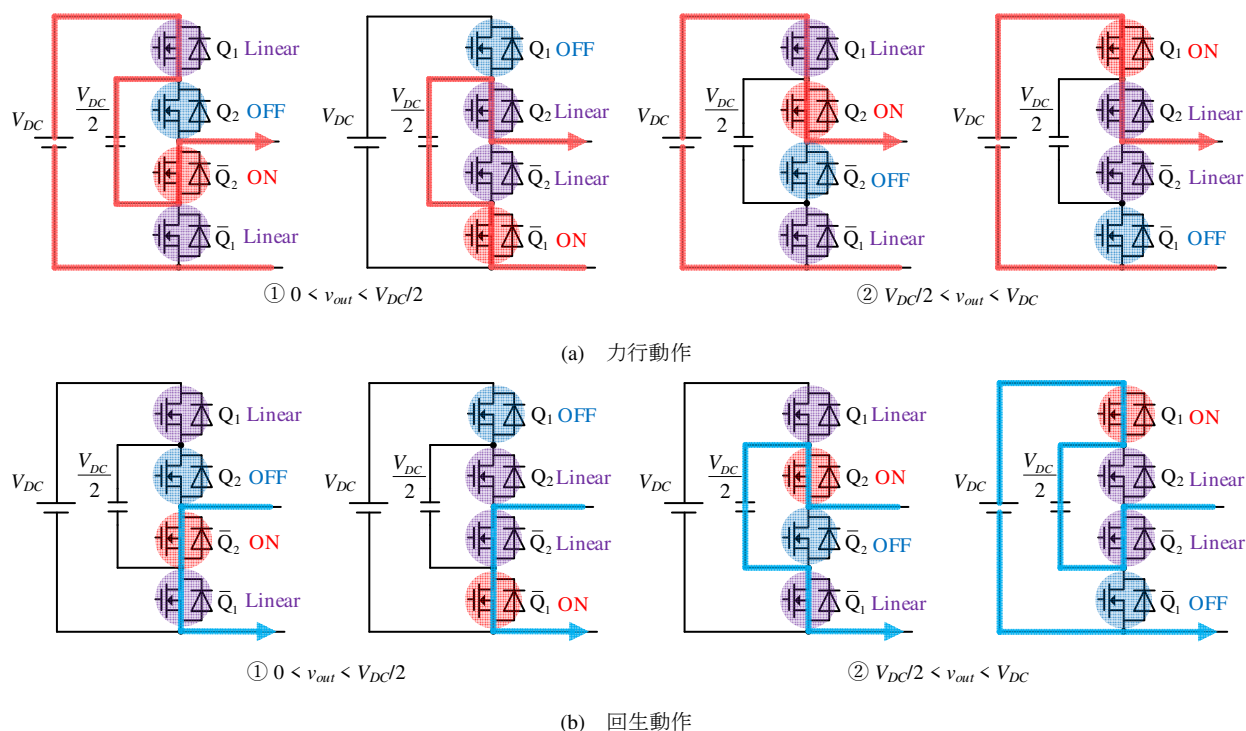


図3 フライングキャパシタ形線形増幅回路の提案変調法適用時の動作モード (2 段の場合)

Fig. 3. Operation modes of a 2-stage flying-capacitor linear amplifier in the proposed modulation strategy.

ングキャパシタの充放電状態も変化する。したがって、適切に動作モードを遷移させることによって、フライングキャパシタの電圧バランスを維持することができる。本論文では、図2に示した位相シフトキャリアを用いて、MOSFETの動作モードを決定することでフライングキャパシタの電圧バランスを保つ。

提案変調法によって、対となる各 MOSFET は相補の関係を保ちながら動作モードが遷移している。同じ出力電圧範

囲、動作モードで力行および回生動作が可能であり、全動作モードで MOSFET の内蔵ダイオードが導通するモードは存在しない。したがって、FCLA の導通損失低減効果が期待できる。

回生動作時、出力電圧が V_{DC}/n 以下の場合、電力を直流電源およびフライングキャパシタに回生する動作モードが存在せず、電力は全てオンまたは線形動作する MOSFET に消費される。したがって、この期間の損失分、力行動作時より

も効率が悪化する。しかし、FCLA の段数 n を増加させるほど、出力電圧が V_{DC}/n 以下の期間が減少するため、低力率動作時の効率を改善することができる。

4. 理論効率

FCLA は MOSFET の段数を増やすことで、線形動作時に印加される D-S 電圧を低減させることができ、線形動作による損失を抑制できる。

ここでは、下記条件で極性切り替え回路を含む FCLA の入出力電力 P_{in} , P_{out} および理論効率 η を導出する。なお、導出においては下記(a)-(d)を前提とする。

- (a) 出力電圧 v_{out} , 出力電流 i_{out} は(1), (2)式に示す正弦波とし、力率は 1 とする。
- (b) フライイングキャパシタ C_k の電圧は $(n-k)V_{DC}/n$ に保たれているとする。
- (c) Q_n から Q_1 の順番で順次線形動作する。
- (d) ゲートドライバの消費電力は十分小さいとして無視する。

$$v_{out} = V_{DC} \sin \theta \dots\dots\dots (1)$$

$$i_{out} = I_{max} \sin \theta \dots\dots\dots (2)$$

$$P_{in} = \sum_{k=0}^{n-1} \left[\frac{2(n-k)V_{DC}I_{max}}{\pi n^2} \left\{ \sqrt{2n(k+1) - (k+1)^2} - \sqrt{2nk - k^2} \right\} + \frac{R_{onFCLA} I_{max}^2}{\pi} \left\{ \frac{\pi}{2} - \theta_k + \frac{n-k}{n} \sqrt{1 - \left(\frac{n-k}{n} \right)^2} + \theta_{k+1} - \frac{n-k-1}{n} \sqrt{1 - \left(\frac{n-k-1}{n} \right)^2} \right\} + \frac{R_{ESR} I_{max}^2}{\pi} \left\{ \theta_1 - \frac{n-1}{n} \sqrt{1 - \left(\frac{n-1}{n} \right)^2} \right\} + R_{onH} I_{max}^2 \right] \dots\dots\dots (3)$$

$$P_{out} = \frac{V_{DC} I_{max}}{2} \dots\dots\dots (4)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \dots\dots\dots (5)$$

ここで、 I_{max} は負過電流最大値、 R_{onFCLA} は多段に直列接続される MOSFET のオン抵抗、 R_{ESR} はフライイングキャパシタの等価直列抵抗、 R_{onH} は極性切り替え回路のオン抵抗である。また、 θ_k はオン・オフする MOSFET の数が変化する位相である。

$$\theta_k = \sin^{-1} \left(\frac{n-k}{n} \right) \dots\dots\dots (6)$$

(3)式において、右辺の第一項は FCLA の線形動作による

損失を考慮した入力電力、第二項はオン抵抗による R_{onFCLA} 導通損失、第三項はフライイングキャパシタの等価直列抵抗 R_{ESR} による損失、第四項は極性切り替え回路を構成する MOSFET のオン抵抗 R_{onH} による導通損失を表す。FCLA を構成する素子数を増加させるほど、導通する素子数も増加するが、フライイングキャパシタによって、MOSFET に印加される D-S 電圧を低下させることができ、低耐圧でオン抵抗が低い素子を使用できる。そのため、FCLA の段数を増やすことで効率を改善することができる。

5. 実機検証

〈5・1〉 動作波形 図 1 (b)に示した回路構成で 15 段 FCLA の実機を製作し、動作確認を行った。ここでは、下アームの MOSFET を全てオフにして動作させた場合と提案変調法を適用した場合の比較を行った。表 1, 2 に実験条件および使用素子の特性を示す。

図 4 に負荷力率 1 における 15 段 FCLA の動作波形を示す。下アームの素子を全てオフした場合(a), 提案変調法を適用した場合(b)どちらも正弦波電圧を出力できていることが確認できる。

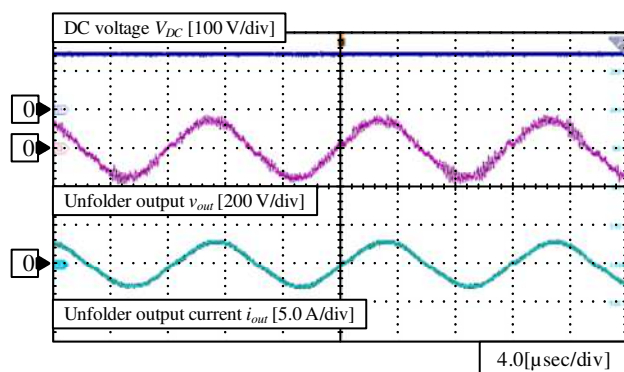
図 5 に負荷力率 0.76 における FCLA の動作波形を示す。提案変調法を適用した場合(b)は正弦波電圧を出力できているが、下アームの素子を全てオフして動作させた場合(a)はゼロクロス付近で出力電圧が跳ね上がり、出力電流波形がひずんでいる。これは、下アームの素子が全てオフしており、フライイングキャパシタに回生する経路が存在しないからである。出力電圧・電流の極性が異なる期間、上アームの素子の内臓ダイオードを通して、直流電源に回生する経路しか存在せず、回生期間中は出力電圧が直流電源電圧にクランプされる。

表 1 実験条件

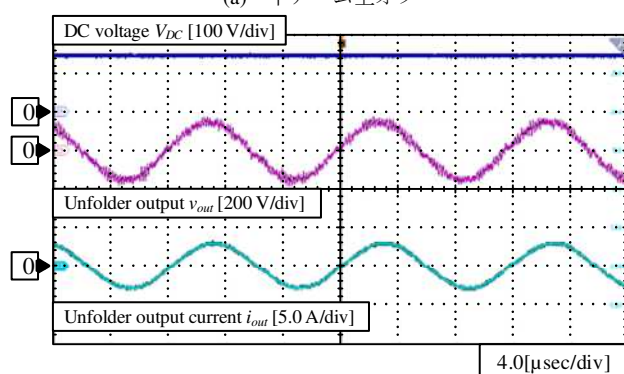
Table 1. Experimental conditions.		
Parameters	Symbol	Value
Input DC voltage	V_{DC}	150 V
Output frequency	f	85 kHz
Capacitance of flying capacitors	-	11 μ F
Stage number of MOSFETs in FCLA	n	15

表 2 MOSFET の特性

Table 2. Characteristics of MOSFETs.		
Parameters	IAUCN04S6N017T (FCLA)	SCT3030AR (Unfolder)
Drain-source breakdown voltage	40 V	650 V
On-state resistance	3.1 m Ω	32 m Ω
Diode forward voltage	0.7 V	3.2 V



(a) 下アーム全オフ



(b) 提案変調法

図 4 負荷力率 1 における

15 段フライングキャパシタ形線形増幅回路の動作波形

Fig. 4. Operation waveforms of the 15-stage FCLA

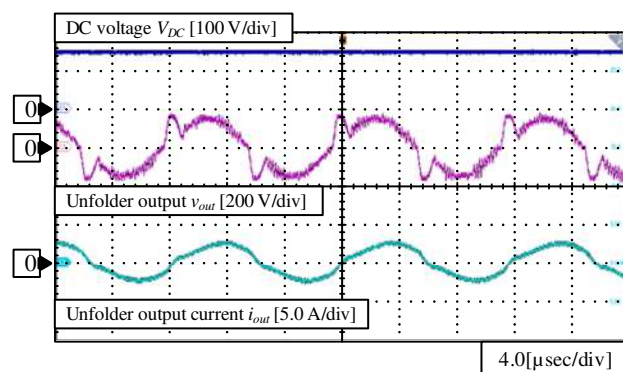
in load power factor: 1.

表 3 負荷力率 1 における 15 段 FCLA の効率

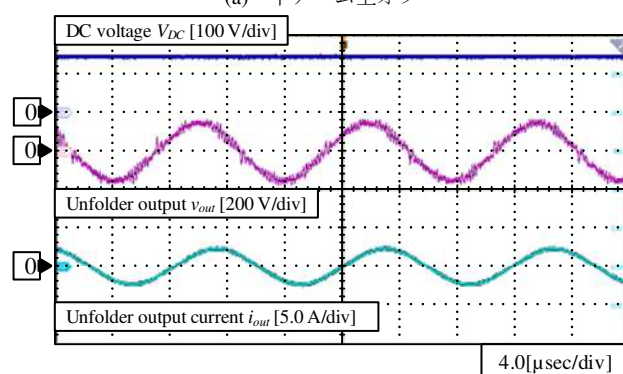
Table 3. Efficiency of the 15-stage FCLA
in load power factor: 1.

	Input power	Output Power	Efficiency
Conventional (Theory)	225 W	215 W	95.5%
Conventional (Measurement)	214 W	197 W	92.0%
Proposed (Theory)	223 W	215 W	96.3%
Proposed (Measurement)	215 W	201 W	93.3%

〈5・2〉 変換効率 表 3 にパワーメータ (PW6001, HIOKI) で負荷力率が 1 の場合の FCLA の変換効率を測定した結果を示す。ここで、表中の Conventional は下アームの素子を全てオフにして動作させた場合、Proposed は提案変調法を適用した場合の効率測定結果である。理論効率と実験結果で 3 pt.程度の誤差が生じているが、提案変調法を適用した際の効率改善効果は理論と実機で同様の傾向が得られている。下アームの素子を全てオフした場合と比較して提案変調法を適用した場合は、効率を 1.3 pt.改善するこ



(a) 下アーム全オフ



(b) 提案変調法

図 5 負荷力率 0.76 における

15 段フライングキャパシタ形線形増幅回路の動作波形

Fig. 5. Operation waveforms of the 15-stage FCLA

in load low power factor: 0.76.

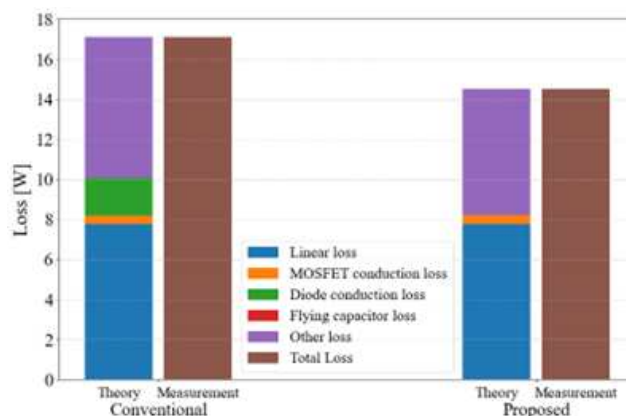


図 6 15 段フライングキャパシタ形線形増幅回路の損失内訳

Fig. 6. Loss distributions of

a 15-stage flying-capacitor linear amplifier.

とが確認できる。

図 6 に FCLA の損失の内訳を示す。提案変調法では、下アームの素子が導通する際にオンすることができるので、内臓ダイオードを導通させた場合と比較して、導通損失を低減することが確認できる。理論的に算出した損失と実機

における損失の差異はその他の損失とし、この損失には実機を構成する配線等の損失および FCLA を構成する素子のスイッチング損失が含まれると考えられる。(3)~(5)式に示した理論効率 Q_n から Q_1 の順番で順次線形動作する動作のみを考慮していた。そのため、各素子は線形動作をして、D-S 電圧が 0 または最大値となってからオン・オフ（またはオン・オフから線形動作）する動作モードとなる。したがって、この動作モードではスイッチング損失が生じないが、本論文では、図 2 に示した位相シフトキャリアを用いて MOSFET の動作モードを決定した。そのため、線形動作で D-S 電圧がオン・オフ状態の間の値となっているときに動作モードの遷移が行われ、スイッチング損失が発生する。これが、理論と実機の差異の主な要因だと考える。

6. まとめ

本論文では、低力率時も正弦波電圧を出力可能なフライングキャパシタ形線形増幅回路 (FCLA) の回路構成および導通損失を低減可能な変調法を提案した。提案変調法は、オープンループで FCLA の全力率における動作を可能とする。さらに、MOSFET の内臓ダイオードを導通させずにオンさせることができるため、導通損失の低減効果が期待できる。実験結果より、提案変調法を適用することにより、低力率時も正弦波電圧を出力できることが確認できた。また、負荷力率 1 の場合において、提案変調法を適用した場合は、内臓ダイオードを導通させる場合と比較して、効率を 1.3 pt.改善することができ、93.3%の効率を達成した。さらに、損失解析により、提案変調法の具体的な導通損失低減効果の有効性を示した。

- (7) H. Obara and K. Matsushima: "A Study on Flying Capacitor Linear Amplifier Configured by Only N-channel MOSFETs," 2021 IEEE International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), Taipei, p. 1-5 (2021).
- (8) G. Kampitsis, E. I. Batzelis, A. Kolokasis, E. Matioli, and B. C. Pal: "A Generalized Phase-Shift PWM Extension for Improved Natural and Active Balancing of Flying Capacitor Multilevel Inverters," in IEEE Open Journal of Power Electronics, Vol. 3, p. 621-634 (2022)

文 献

-
- (1) K. Mainali and R. Oruganti: "Conducted EMI Mitigation Techniques for Switch-Mode Power Converters: A Survey," in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 25, No. 9, p. 2344-2356 (2010)
 - (2) S. Li and C. C. Mi: "Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 3, No. 1, p. 4-17 (2015)
 - (3) International special committee on radio interference (CISPR 11), Industrial, scientific and medical equipment – Radio-frequency disturbance characteristics – Limits and methods of measurement (2019)
 - (4) J. Hu and J. Zhao: "Design of Wireless Power Transfer System With Input Filter", IET Power Electronics, Vol. 13, Iss. 7, p. 1393-1402 (2020)
 - (5) C. Lee, S. Woo, Y. Shin, J. Rhee, J. Moon, and S. Ahn: "EMI Reduction Method for Wireless Power Transfer Systems With High Power Transfer Efficiency Using Frequency Split Phenomena," in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 64, No. 5, p. 1683-1693 (2022).
 - (6) 野本俊作, 日下佳祐: 「フライングキャパシタ形線形増幅回路を適用したワイヤレス給電システムの漏えい磁界評価」, 令和 7 年電気学会全国大会, 4-106, pp. 172-173 (2025)