

# 幅広い入力電圧に対応可能な直並列切替型フライバックコンバータ

河合 勇貴\* 菊地 尚斗 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Switched flyback PFC converter for wide ac input voltage range  
Yuki Kawai\*, Naoto Kikuchi, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes Switched flyback converter for wide ac input voltage range. The power factor correction circuits with universal input voltage are required switching devices which have high drain-source voltage and big continuous drain current. In proposed circuit resolve the problems by exchanging series-parallel connection to 2 flyback converters. And, the compensation method of the input current for suppressing the input current distortion caused by TCM is proposed. The simulation results show that input current THD of proposed method decreases 99.2 % than without proposed method.

キーワード：フライバックコンバータ, 高調波抑制, ワールドワイド入力, ZVS  
(Flyback converter, Harmonics Suppression, World Wide Input, Zero Voltage Switching)

## 1. はじめに

近年, 各種スイッチング電源や AC アダプタ等の機器において, コンデンサインプット型整流器に代わり力率改善機能を有する絶縁型 AC/DC コンバータが広く使用されている。また各種電源の方式として, ワールドワイド入力が検討されている。本方式では異なる国際規格やさまざまな電圧レベル (85~600Vrms) に対応するために, 幅広い入力電圧範囲での動作が要求される。この場合, 各スイッチング素子や受動素子は高圧入力の仕様に基づいて耐圧等を設計する必要がある。また低圧の条件においても定格運転が要求されるため, 電流量は低圧入力時の定格仕様によって決定される。その結果, 実際の運転条件に対してより大きな装置容量が必要となり, 回路の大型化や効率の低下が懸念される。

この課題の解決手段として, 複数の電力変換回路の構成を切り替える方式が有効である。本方式では回路の入出力の接続方式を直列, もしくは並列に切り替えることで幅広い電圧, 電流仕様を実現する手法である。基本的に, 高圧側は直列, 低圧側は並列接続を取ることで各電力変換回路に印加される電圧, および電流を均等に分担することができる。しかし, 直並列構成の切り替えを行うスイッチが別途必要になるため, 部品点数が増加するという課題がある。

一方で, AC/DC コンバータにおける力率改善手法としてダイオード整流器の後段に昇圧形 PFC 回路を接続する方式が一般的に用いられる。しかし本方式では電力変換回数が 1 回増加するため, 電力変換効率の低下が懸念される。また昇圧用のインダクタが別途必要になるため, 回路体積の大型化を招く。これに対し, フライバックコンバータを用いた力率改善手法がこれまでに提案されている[3-4]。フライ

バックコンバータは部品点数が少なく, 昇降圧動作が可能といった特徴がある。本手法では電流不連続モード(DCM)を用いて, オンデューティ, スwitching 周波数を一定値とすることでフライバックコンバータの一次電流を常に全波整流状の波形に制御することができる。その結果追加回路無しに力率を改善することが可能である。

フライバックコンバータの高効率制御手法として疑似共振方式や電流三角波モード(TCM)を利用したゼロ電圧スイッチング(ZVS)制御が有力である。疑似共振ではゼロ電流期間中に発生する共振電流を利用してスイッチング素子の寄生容量をターンオン直前のデッドタイム期間中に放電することで ZVS を実現する。また TCM では同期整流のオン期間を調整することで励磁電流に負の電流期間を設けることで, 疑似共振同様に ZVS を行うことができる。しかし, これらの高効率制御は可変周波数駆動を基に実装され, スwitching 周波数が負荷に応じて変動する。その結果, 上述した力率改善のための動作条件を満たすことができず, 入力電流高調波が増加する。

本論文では切り替え回路と 2 台のフライバックコンバータを統合した絶縁型 AC/DC コンバータとその制御法を提案する。提案回路は入力電圧条件に応じて 2 台のフライバックコンバータの接続構成を直列と並列で切り替える。本回路はフライバックコンバータのスイッチを切り替え回路としても利用することで追加素子を最小限に抑えることができる。

さらに, TCM を適用した際における, 入力電流高調波抑制手法を提案する。提案制御を適用することで可変周波数駆動においても電源高調波を大幅に抑制でき, 力率改善動作と高効率制御を両立することができる。提案回路およびその制御法について, シミュレーションにより有効性を確

認したので報告する。

## 2. 回路構成

### (2.1) 回路構成

図 1 に提案する直並列切替型フライバックコンバータの回路構成を示す。提案回路は同期整流回路，2 台のフライバックコンバータ，および回路切り替え回路から構成される。本回路は入力電圧に応じてフライバックコンバータの接続構成を切り替える。例えば入力電圧が高い条件時は直列運転，入力電圧が低い条件では並列運転となる。また，フライバックコンバータはトランスの漏れインダクタンスによりターンオフ時に過大なサージ電圧が発生する。そのためトランスには並列にアクティブクランプ回路を接続することでサージ電圧を抑制する。さらに，回路切り替え回路のスイッチ  $S_6$ ， $S_7$  は双方向構成とすることで電源短絡を防止する。

二次側回路にはスイッチング素子  $S_9$ ， $S_{10}$  を適用し，導通損失の低減を図る。さらにこれらのオン時間を調整することで負の励磁電流を発生させることで TCM 動作を行い，ZVS を実現する。

### (2.2) 直列および並列運転時の動作モード

図 2 に直列運転時の動作モードを示す。直列運転では  $S_5$ ， $S_8$  を常にオフし， $S_6$  を常時オン， $S_7$  をスイッチング動作させる。Mode1 では励磁インダクタンス  $L_{m1}$ ， $L_{m2}$  に電源電圧を印加し，磁気エネルギーを蓄積する。なお，本期間中に漏れインダクタンスに対してもエネルギーが蓄積する。次に，Mode2 では  $S_7$  をオフし，二次側スイッチ  $S_9$ ， $S_{10}$  をスイッチングさせることで負荷に対して蓄積エネルギーを放出する。アクティブクランプ回路が無い場合は漏れインダクタンスに蓄積されたエネルギーが  $S_7$  の寄生容量を充電するため，サージ電圧が発生する。一方で，アクティブクランプのスイッチ  $S_{11}$  がオンすることで漏れインダクタンスのエネルギーをアクティブクランプ回路-トランス間で循環し，サージ電圧が抑制される。

図 3 に並列運転時の動作モードを示す。並列運転では  $S_6$ ， $S_7$  を常にオフし， $S_5$ ， $S_8$  をスイッチング動作させる。並列運転では入力電源に対して励磁インダクタンスが並列接続となる。よって一次電流は 2 台のフライバックコンバータで分流する。

直列運転では 2 台のフライバックコンバータが直列に接続された構成となるため，電源電圧が各回路で分圧されるため，低耐圧化が可能である。また並列運転では 2 台のフライバックコンバータで主電流を分担することができるため，各フライバックコンバータの電流容量を抑制することができる。

### (2.3) 制御方式及び入力電流ひずみ補償法

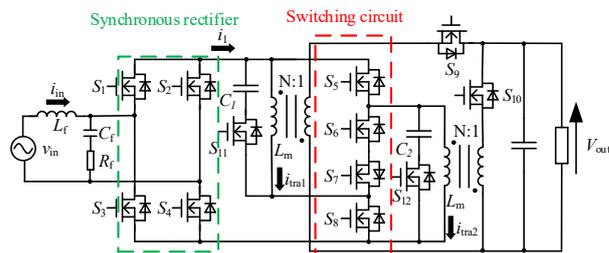


Fig. 1. The circuit configuration of proposed flyback converter.

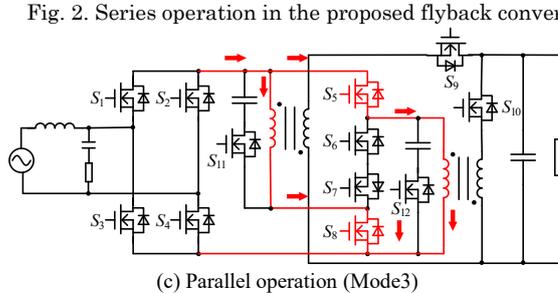
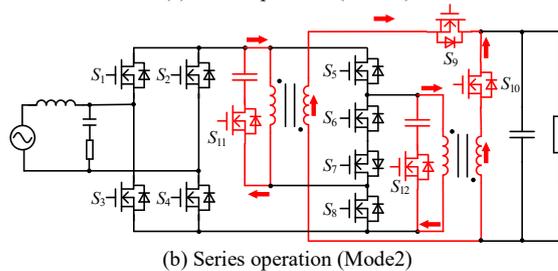
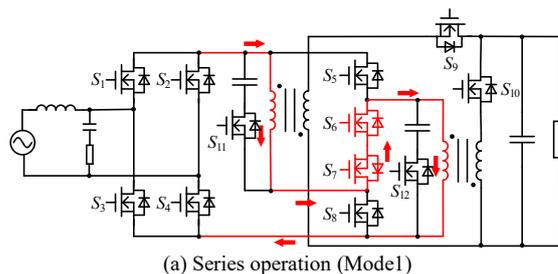


Fig. 2. Series operation in the proposed flyback converter.

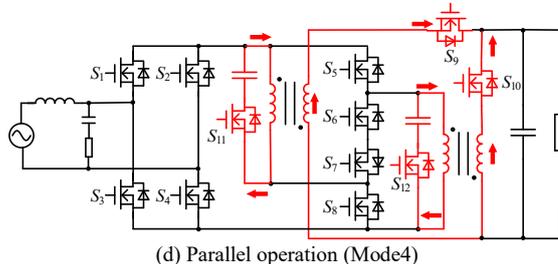


Fig. 3. Parallel operation in the proposed flyback converter.

図 4 に提案回路の制御ブロック図を，図 5 にスイッチング波形及びインダクタ電流の波形を示す。図 4 に示す TCM control 部は，ゲート信号生成ブロックである。ゲート信号生成に必要となる可変周波数キャリアは，励磁電流  $i_{tra1,2}$  の検出値とゼロ電流検出(Zero Current Detection : ZCD)回路か

らの信号を基に TCM control ブロック内で生成する。生成した可変周波数キャリアを固定オン期間指令  $T_{on}^*$  と比較し、切替回路及びアクティブクランプ回路のゲート信号を生成する。ここで固定オン期間指令  $T_{on}^*$  は、線形化を行うため線形化係数  $\alpha(t)$  が乗算される。

TCM は、臨界モード制御を基に実装する。ここで、励磁インダクタンスはオン期間指令  $T_{on}^*$  に基づき充電される。その後、二次側スイッチ  $S_9, S_{10}$  をオンすることで励磁インダクタンスの蓄積エネルギーを負荷に供給する。ここで臨界モードでは ZCD 回路により励磁電流がゼロとなるタイミングを検出し、インダクタ電流がゼロの点でのスイッチング動作を実現する。一方、TCM では負の励磁電流を生成するために二次側スイッチのオフのタイミングを臨界モード制御時より遅延させる。その後一次側スイッチをオンすることで、ZVS を達成可能である。

本回路ではオン時間が固定である TCM 駆動のため、周波数は可変となる。しかし、可変周波数キャリアは Duty 比を変動させる。計算の簡略化のため電流臨界モード(BCM)で近似すると、可変周波数キャリアの Duty 比は(1)~(4)式で導出可能である。

$$i_{1peak}(t) = \frac{|v_{in}(t)|}{L_m} T_{on}^* \dots\dots\dots (1)$$

$$i_{1peak}(t) = \frac{NV_{out}}{L_m} T_{off}(t) \dots\dots\dots (2)$$

$$D_{on}(t) = \frac{T_{on}^*}{T_{on}^* + T_{off}(t)} = \frac{M(t)}{1 + M(t)} \dots\dots\dots (3)$$

$$M(t) = \frac{NV_{out}}{|v_{in}(t)|} \dots\dots\dots (4)$$

(1)~(3)式において、 $i_{1peak}(t)$  は 1 次電流の瞬時ピーク値、 $L_m$  は励磁インダクタンス、 $v_{in}(t)$  は入力電圧、 $N$  はトランスの巻数、 $V_{out}$  は出力電圧、 $T_{off}(t)$  はオフ期間、 $D_{on}(t)$  は可変周波数キャリアによる BCM の Duty 比、 $M(t)$  は昇圧比を示す。 $L_m$  は直列運転の場合は 2 倍、並列運転の場合は 1/2 の値で計算する必要がある。

(3)式の Duty 変動を考慮した 1 次電流は、(5)式で表される。

$$i_1(t) = \frac{|v_{in}(t)|}{2L_m} \frac{M(t)}{1 + M(t)} T_{on}^* \dots\dots\dots (5)$$

(5)式より、入力電流が正弦波となるには入力電圧  $v_{in}(t)$

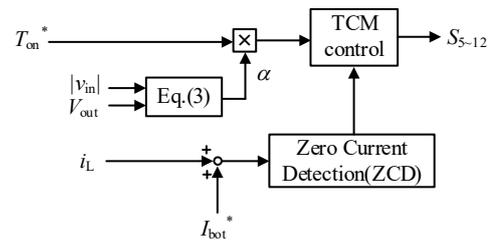


Fig. 4. Gate signals of  $S_{5-12}$  is generated in Control diagram.

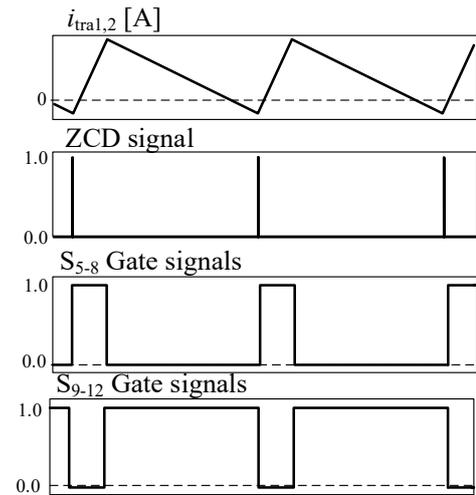


Fig. 5. Controlled waveform in Fig. 4.

と 1 次電流  $i_1(t)$ の間には線形性が必要であるそこで、(6)式で表される線形化係数  $\alpha(t)$  を適用する。

$$\alpha(t) = \frac{1 + M(t)}{M(t)} \dots\dots\dots (6)$$

(6)式の線形化係数を  $T_{on}^*$  に乗算することで、Duty 比の時間変動を打ち消し、入力電流ひずみを取り除くことが可能となる。一方、線形化係数適用によりオン期間指令が増大するため、入力電力を調整する必要がある。

### 3. パラメータ設計

#### 〈3・1〉 トランス設計

本稿では、入力電圧範囲 85~600 Vrms、出力電圧 24 V、負荷電力 240 W(1.0 p.u.)、最低スイッチング周波数 50 kHz、巻き数  $N=4$  として直並列切替型フライバックコンバータを設計する。提案回路において、切替回路のスイッチング 1 周期における 1 次電流の平均値は(7)式で表すことができる。

$$i_{1\_avg} = \frac{i_{1peak} \times T_{on}^*}{2} f_{sw} \dots\dots\dots (7)$$

(7)式において、 $f_{sw}$  は切替回路のスイッチング周波数を示す。(7)式に(1)式を適用することで、(8)式に示す  $T_{on}^*$  が導出される。

$$T_{on}^* = \sqrt{\frac{2L_m i_{1\_avg}}{v_{in} f_{sw}}} \dots\dots\dots (8)$$

ここで、BCM 駆動では(9)式が成り立つ。

$$T_{sw} = T_{on}^* + T_{off}(t) \dots\dots\dots (9)$$

(9)式に対して(1),(2)式により求めた  $T_{off}$  と(8)式を代入することで、 $L_m$  を導出することが可能となる。導出した  $L_m$  を(10)式に示す。

$$L_m = \frac{v_{in}}{2i_{1\_avg} f_{sw}} \left( \frac{M}{M+1} \right) \dots\dots\dots (10)$$

提案回路では、ZVS 動作によりスイッチング損失は無視できる。また、近似により入力電力と負荷電力は等しいと仮定すると、入力電圧の実効値と入力電流の実効値の積が負荷電力となる。さらに、1次電流の平均値と実効値を等しいと近似すると、負荷電力から1次電流の平均値が決定される。そのため、負荷電力から1次電流の平均値が求まり、 $L_m$  は(10)式より計算可能となる。

### 〈3・2〉 クランプコンデンサ設計

クランプコンデンサは、電圧リップルを10%として設計する。動作モードをBCMとしたとき、クランプコンデンサの容量は(11)式で表される。

$$C_{1,2} = \frac{L}{(1-v_{ripple}^2) \times v_{in}^2} i_{1\_peak}^2 \dots\dots\dots (11)$$

ここで、 $v_{ripple}$  は電圧リップルを表す。(11)に基づいて算出したクランプコンデンサ容量は0.75  $\mu$ Fである。本稿でのシミュレーションによる動作検証においては、電圧リップルを十分に低減させるため3.3  $\mu$ Fと設定する。

## 4. シミュレーション

### 〈4・1〉 シミュレーション条件

表2にシミュレーション条件を示す。入力電圧200V時に並列動作、入力電圧600V時に直列動作を行い、各動作での入力電流のTHD特性をシミュレーションにより取得した。シミュレーションでは入力部のLPFとアクティブクランプ回路を接続せず評価を行う。

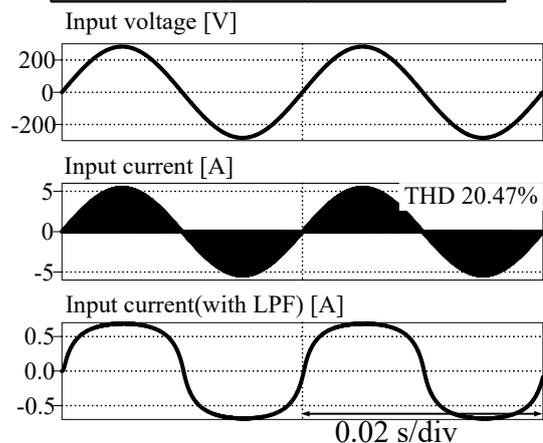
### 〈4・2〉 シミュレーション結果

図6,7に定格負荷時における直列運転・並列運転のシミュレーション波形を示す。図6より、並列運転において線形化係数適用前後でTHDが20.5%から0.17%と大幅に改善した。図7より、直列運転でも同様に24.28%から3.24%と大幅な改善が見られた。

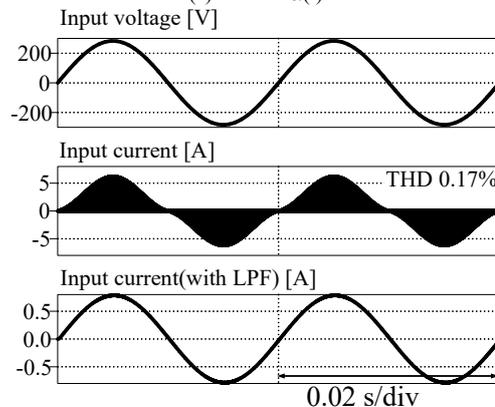
図8に線形化係数適用前後の直並列運転でのTHD特性を

Tab. 2. Simulation parameters

	Symbol	Value
Rated Load	$P$	240 W(1.0 p.u.)
Output Voltage	$V_{out}$	24 V
Input Voltage	$v_{in}$	300, 600 $V_{rms}$
Tums ratio	N:1	4:1
Excitation Inductance	$L_m$	0.20 mH
Snubber Capacitor	$C$	100 $\mu$ F
Filter Inductor	$L_f$	3 $\mu$ H
Filter Capacitor	$C_f$	337 $\mu$ F
Damping resistor	$R_f$	37.7 $\Omega$



(a) without  $\alpha(t)$



(b) with  $\alpha(t)$ .

Fig.6. The simulation waveform in parallel operation.

示す。図8において赤のグラフは直列運転、黒は並列運転のTHD特性を示し、実線は線形化係数適用後、破線は適用前のTHD特性である。並列運転は、線形化係数適用により0.1p.u.時に92.2%、1.0p.u.時に99.2%の高調波含有量を低減した。直列運転は、提案法により0.1p.u.時に76.9%、1.0p.u.時に86.7%の高調波含有量を低減した。以上より、提案回路は補助スイッチを用いずに直並列の切替動作が実現でき、直並列動作に関わらず、線形化係数を適用することで入力電流ひずみの抑制効果を確認した。

## 5. 結論

本論文では直並列切り替え型フライバックコンバータを提案した。加えて、固定オン期間指令での TCM 駆動時に入力電流歪みが発生する問題に、線形化係数を使用した入力電流ひずみ補償法を提案し、上記二つの提案法をシミュレーションにより比較・評価を行った。

シミュレーションにおいて線形化係数を適用することで、直列運転、並列運転どちらでも入力電流ひずみが改善され、定格負荷時の入力電流 THD は、直列運転では 3.24%、並列運転では 0.17%となった。ここで、各運転モードの THD 改善効果に差が出来た理由は、Duty 比の変動幅の違いが原因だと考えられる。線形化係数は入力電圧が大きいほど変動幅は大きい。つまり、入力電圧が大きい直列運転において、近似による誤差が大きくなり、補償効果に違いが出たと考えられる。

今後は実機実験において直並列切り替え動作が可能であるか、また線形化係数による入力電流ひずみ補償法の改善効果の確認を行う。

## 文 献

- (1) Ralph M. Burkart and Johann W. Kolar: "Comparative  $\eta$ - $\rho$ - $\sigma$  Pareto Optimization of Si and SiC Multilevel Dual-Active-Bridge Topologies With Wide Input Voltage Range," in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 7, pp. 5258-5270 (2017)
- (2) Haibing Hu, Member, Xiang Fang, Frank Chen, Z. John Shen and Issa Batarseh, : "A Modified High-Efficiency LLC Converter With Two Transformers for Wide Input-Voltage Range Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.28, No.4, pp. 1946-1960 (2013)
- (3) Huang-Jen Chiu, Hsiu-Ming Huang, Hong-Tzer Yang and Shih-Jen Cheng: "An improved single-stage Flyback PFC converter for high-luminance lighting LED lamps" International Conference on Electronic Measurement and Instruments, August. 2007.
- (4) Darko Vrac'ar, Predrag Pejovic': " Active-Clamp Flyback Converter as Auxiliary Power-Supply of an 800 V Inductive-Charging System for Electric Vehicles " in IEEE Access (2022)

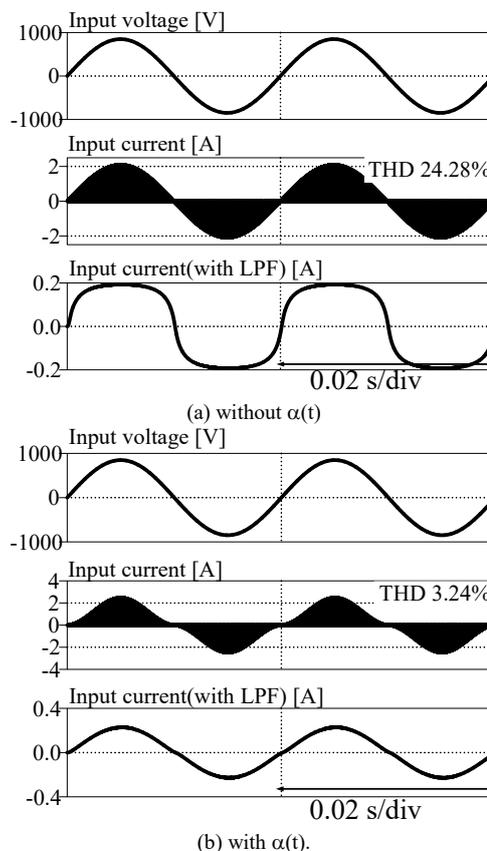


Fig.7. The simulation waveform in series operation.

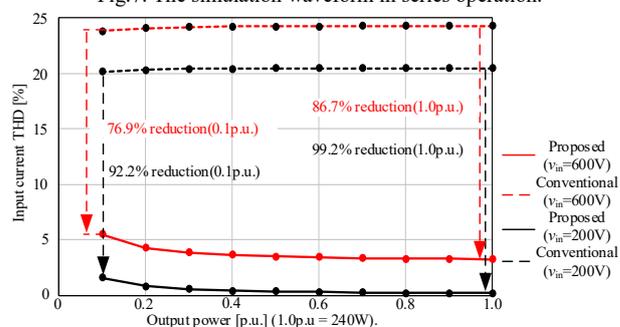


Fig. 8. THD Characteristics in the proposed flyback converter