

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の実機検証

河合 勇貴* 菊地 尚斗 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Experimental Verification of 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. The experimental results show the operation waveform of the proposed circuit using Discontinuous Current Mode (DCM). In parallel operation, the THD of the input current is 1.73% and the input power factor is 0.99 at the rated power(240W). In series operation, the THD of the input current is 2.85% and the input power factor is 0.99 at the rated power.

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, 世界各国の商用電源の電圧に対応可能なワールドワイド入力方式が検討されている[1-3]。ワールドワイド入力方式は主に入力電圧 85~265Vrms に対応する電力変換器が盛んに検討されている。一方で, 工場等の大容量用途に適用する場合, 最大 400V_{rms} の入力電圧に対応する必要がある[4-6]。設計においては最大電圧を考慮する必要があり, スイッチング素子や受動素子では高圧入力の仕様を満たした設計をしなければならない。また低圧の条件においても定格運転が要求されるため, インダクタやトランスは低圧時の最大電流で設計される。その結果, 実際の運転条件よりも大きな装置容量が必要であり, 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接続を切り替える方式が有効である[7-9]。本方式では入力条件に応じて電力変換回路の接続を直列, もしくは並列に切り替えることで, 装置容量の小さな回路で幅広い電圧・電流範囲での動作が可能となる。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。

また, ワールドワイド入力方式では異なる国際規格に対応する必要があり, 高調波は IEC 61000-3-2 により規制されている。そこで, 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[10]。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[11-12]。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, スイッチング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。

また, 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[13]。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, スイッチング周波数が負荷に応じて変動する。その結果, 可変周波数駆動により, 負荷に応じて Duty 比が変動し, 入力電流を全波整流状に制御できなくなる。

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。今回

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。広い入力電圧範囲の対応による、回路体積が大型化する問題に対して、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。また、実機実験において提案回路での直列および並列動作を電流不連続モード(DCM)にて動作確認を行い、直並列運転において力率 0.99 の動作を確認したため報告する。

2. 提案回路構成

〈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。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で動作させる。直列運転では高電圧となる入力電圧を 2 台のトランスで分圧ことができ、トランスの巻線数を抑制可能である。一方で、並列運転では低電圧大電流を 2 台のトランスで分流することで、導通損失の低減が見込める。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。

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及び漏れインダクタンス 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。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。ここで、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

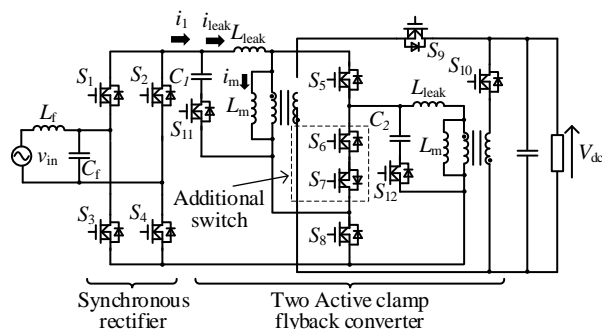
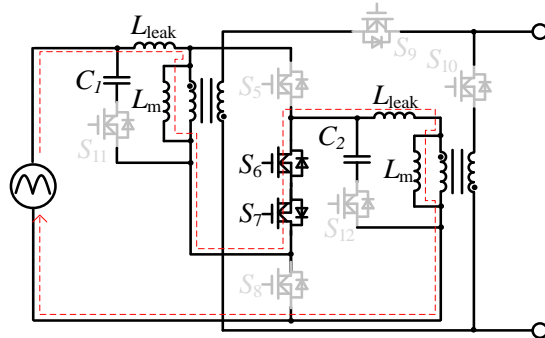
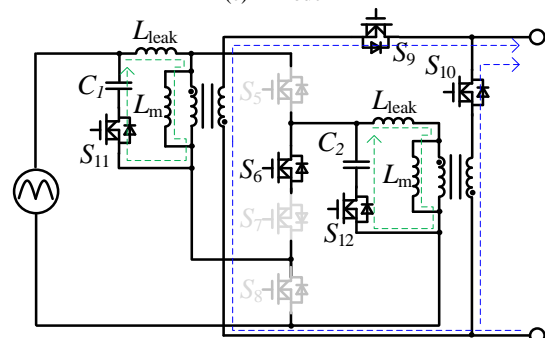


Fig. 1. Circuit configuration of proposed converter.



Switching state: ON: S_6, S_7
OFF: $S_5, S_8, S_9, S_{10}, S_{11}, S_{12}$

(c) Model1



Switching state: ON: $S_6, S_9, S_{10}, S_{11}, S_{12}$
OFF: S_5, S_7, S_8

(d) Mode2

Fig. 2. Switching state of series operation.

で分流する。

〈2・3〉 制御方式及び入力電流ひずみ補償法

図 4 に励磁電流波形及びスイッチング状態、フライバックスイッチのドレイン-ソース間電圧波形を示す。本制御法では ZVS 手法として電流三角波モード(TCM)を採用した。本制御では BCM 制御を基に、放電期間後に遅延時間 T_{delay} を実装する。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 BCM では ZCD 回路により励磁電流のゼロ点を検出し、インダクタ電流を制御する。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 BCM 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。

デッドタイム期間中に TCM 駆動で負電流に制御した励磁電流を用いて、 $S_9, S_{10}, S_{11}, S_{12}$ の寄生容量に蓄積された電荷を放電する。また Mode2, Mode4 では励磁電流で 0A が検出されるまで続く。その後図 4 のように、あらかじめ設定した遅延時間 T_{delay} だけ Mode2, Mode4 のスイッチング状態を継続する。 S_5, S_7, S_8 の寄生容量はデッドタイム中、励磁電流の負電流によって放電される。結果として、全ての素子での ZVS が達成できる。

図 5 に提案制御の制御ブロックを示す。制御ブロックでは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。

TCM 制御を適用した際の 1 次電流の平均値 $i_{pri_avg}(t) \cdot$ 昇圧比 $M(t)$ を(1)及び(2)式に示す。

$$i_{pri_avg}(t) = \frac{|V_{in} \sin(\omega t)|}{2(L_m + L_{leak})} \frac{M(t)}{1+M(t)} T_{on} - I_{bot} \frac{M(t)}{1+M(t)} \quad (1)$$

$$M(t) = \frac{NV_{dc}}{|V_{in} \sin(\omega t)|} \quad (2)$$

ここで、 V_{in} は入力電圧振幅、 L_m はトランスの励磁インダクタンス、 L_{leak} は漏れインダクタンス、 T_{on} はオン期間指令、 I_{bot} は負電流量、 N はトランスの巻き数比、 V_{dc} は出力直流電圧を示す。TCM 制御では系統電圧によってスイッチング周波数が変動する。周波数変動は入力電流に非線形性を持たせ、その結果入力電流でひずみが発生してしまう。そこで、適用する線形化係数 $\alpha(t)$ を以下に示す。

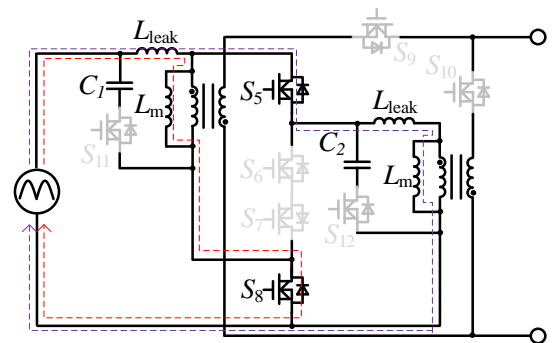
$$\alpha(t) = \frac{1+M(t)}{M(t)} = \frac{|V_{in} \sin(\omega t)|}{NV_{dc}} + 1 \quad (3)$$

$\alpha(t)$ を T_{on} に乗算することで(1)式の非線形項を相殺することができる。ここで、(1)式における第 2 項は計算の簡単化を目的に無視する。一方で、線形化係数適用により 1 次電流が増大するため、入力電力を調整する必要がある。

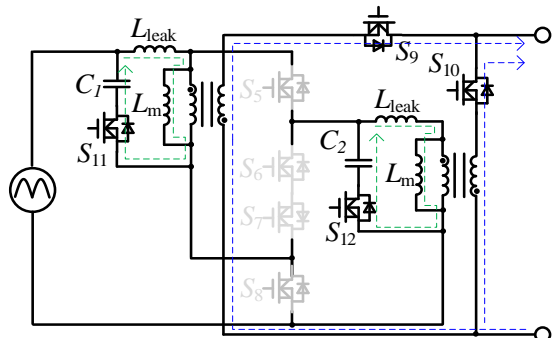
次に 2 次側デバイスのオン期間である T_{off} を以下に示す。

$$T_{off}(t) = \frac{L_{leak}}{L_m + L_{leak}} \frac{|V_{in} \sin(\omega t)|}{N(V_{dc} + V_f)} (T_{on}^* - T_d) \quad (4)$$

ここで、 V_f は 2 次側デバイスのボディダイオード順方向電圧、 T_d はデッドタイムを示す。



Switching state: ON: S_5, S_8
OFF: $S_6, S_7, S_9, S_{10}, S_{11}, S_{12}$
(g) Mode3



Switching state: ON: $S_6, S_9, S_{10}, S_{11}, S_{12}$
OFF: S_5, S_7, S_8
(h) Mode4

Fig. 3. Switching state of parallel operation.

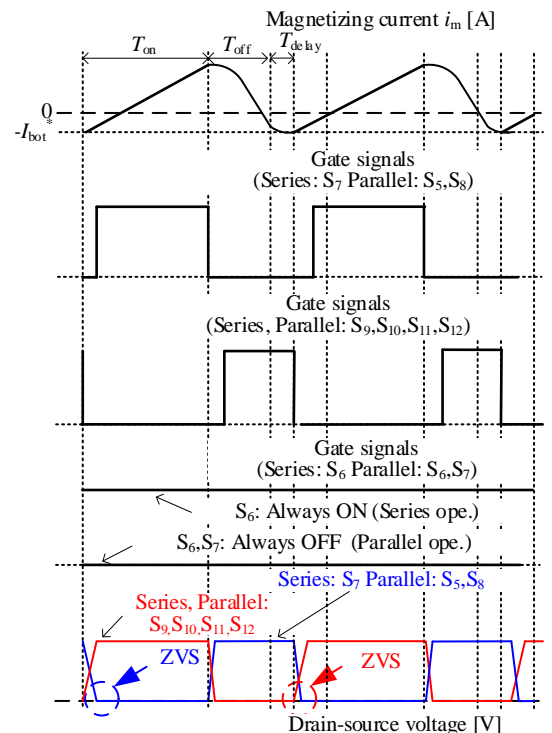


Fig.4. Operation principle of transformer current and drain-source voltage.

3. シミュレーション結果

表 1 にシミュレーション条件を示す。入力電圧 $200V_{rms}$ 時に並列動作, 入力電圧 $600V_{rms}$ 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。また, シミュレーションでは入力部のローパスフィルタとアクティブクランプ回路を接続せず, 漏れインダクタンスを考慮しない。

図 6 に並列運転における線形化係数適用前後の波形を示す。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 に直列運転における線形化係数適用前後の波形を示す。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 特性を示す。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, TCM 及び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。

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。

4. 実験結果

表 2 に実験条件を示す。並列運転時の入力電圧を $150V_{rms}$, 直列運転時の入力電圧を $300V_{rms}$, 定格出力電力を 240W, 出力電圧を $24V_{dc}$ とする。また, 入力部ではダイオード整流器と平滑コンデンサを使用した。本実験ではまず提案回路の動作確認として DCM を適用し, 直並列での動作を確認する。また, 疑似共振を適用し直並列での動作を確認する。

図 9 に提案回路での DCM による動作波形を示す。図 9(a) は並列運転の動作波形, 図 9(b) は直列運転の動作波形を示す。DCM での直並列動作において, 力率が 0.99 となり, 良好な PFC 動作の実現を確認した。

図 10 に DCM 動作時の THD 特性を示す。両運転動作とも定格動作において THD3% 以下を達成しており, 中負荷領域より THD が 5% 以下を達成している。一方, 軽負荷領域では両運転動作時にて THD が 10% を超える結果となっているため, 今後の課題とする。

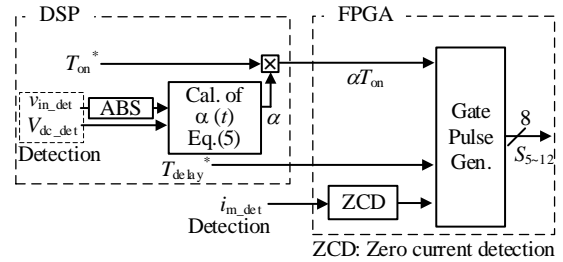


Fig. 5. Control block diagram of proposed circuit.

Tab. 1. Simulation parameters

	Symbol	Value
Output power	P	240 W
Output DC voltage	V_{dc}	24 V
Input voltage	v_{in}	200,600 V_{rms}
Tum ratio	N:1	4:1
Magnetizing inductance	L_m	0.22 mH
Grid frequency	f	50 Hz

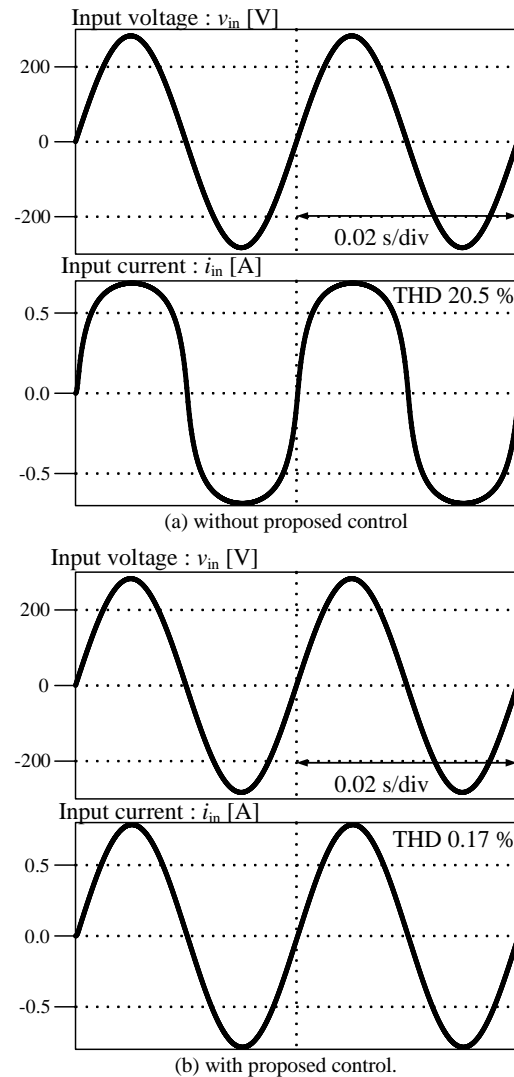
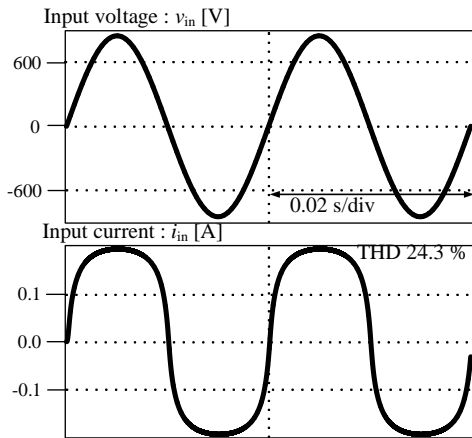
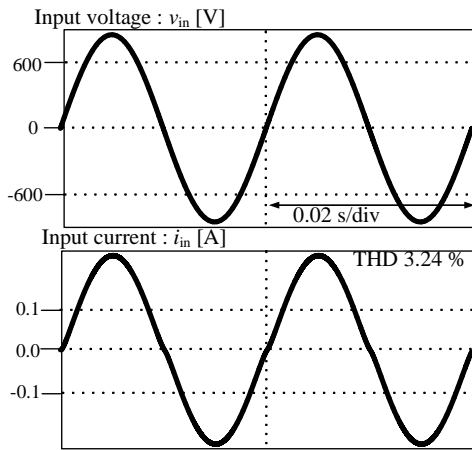


Fig. 6. The simulation waveform in parallel operation.



(a) without proposed control



(b) with proposed control.

Fig. 7. The simulation waveform in Series operation.

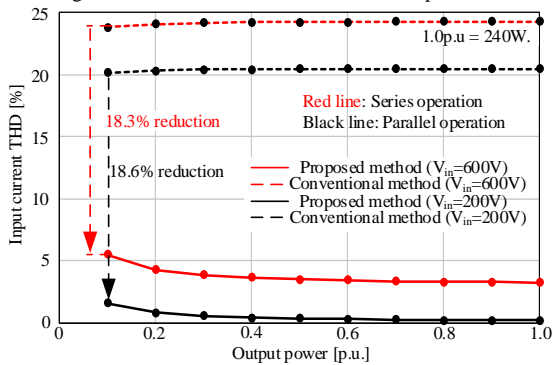
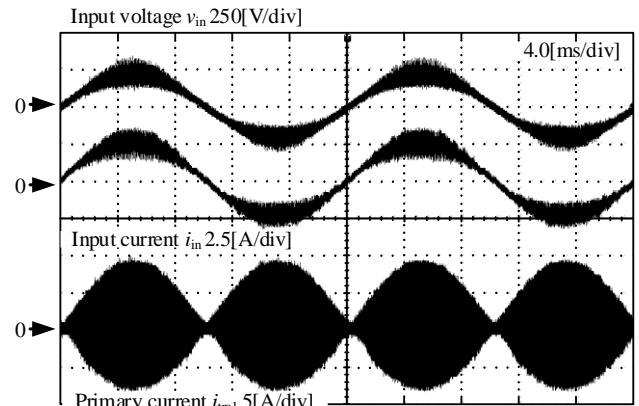


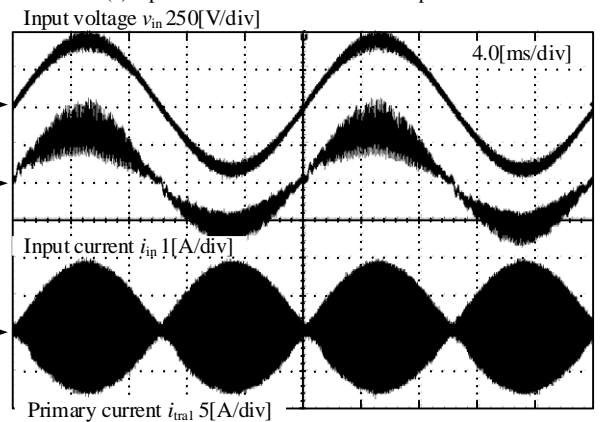
Fig. 8. THD characteristics compared with the conventional and proposed method.

Tab. 2. Experimental parameters

	Symbol	Value
Output power	P	240 W(1.0 p.u)
Output DC voltage	V_{dc}	24 V
Input voltage	v_{in}	150, 300 V_{rms}
Turn ratio	N	4:1
Magnetizing inductance	L_{m1}	221 μF
Leakage inductance	L_{leak1}	9.18 μF
Magnetizing inductance	L_{m2}	223 μF
Leakage inductance	L_{leak2}	8.95 μF
Clamp capacitor	C_1	5 μF
Input capacitor	C_f	1 μF
Input inductor	L_f	2.2 mH



(a) Operation waveform in Parallel operation.



(b) Operation waveform in Series operation.

Fig. 9 Operation waveform using the DCM operation in the parallel and series operation.

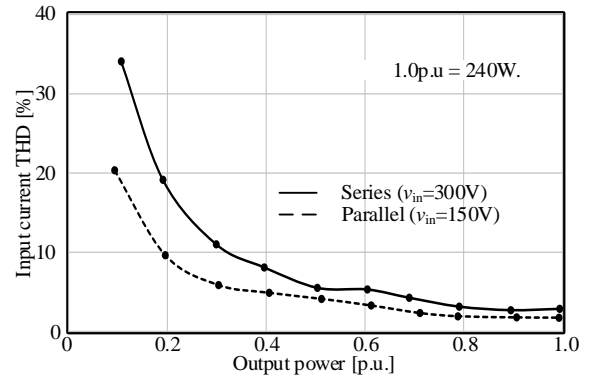


Fig. 10 THD characteristics in a parallel and series operation using DCM

5. 結論

本論文では、広い入力電圧範囲の対応による、回路体積が大型化する問題に対して直並列切り替え型フライバックコンバータを提案した。本提案回路では、入力電圧により 2 ダイナフライバックコンバータの直並列運転を切り替える。これにより装置容量の増大という問題を解決できる。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。

実機実験では、提案回路による直並列運転を DCM 動作により確認した。

今後は実機実験において、疑似共振方式を適用したソフトスイッチングによる効率の改善を行う。

文 献

- (1) Ralph M. Burkart and Johann W. Kolar: "Comparative η - ρ - σ 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) P. A. M. Bezerra, F. Krismer, R. M. Burkart and J. W. Kolar, "Bidirectional isolated non-resonant DAB DC-DC converter for ultra-wide input voltage range applications," 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition, Shanghai, China, pp. 1038-1044 (2014)
- (4) Lei Gu, et al.: "A Wide-Input-Range High-Efficiency Step-Down Power Factor Correction Converter Using a Variable Frequency Multiplier Technique," in IEEE Trans on PE, Vol.33, No.11, pp. 9399-4214 (2018).
- (5) Jingquan Chen, et al.: "Analysis and Design of a Low-Stress Buck-Boost Converter in Universal-Input PFC Applications," in IEEE Trans on PE, Vol.21, No.2, pp. 320-329 (2006)
- (6) Yen-Ming Liu, et al.: "Single-Stage Soft-Switching AC/DC Converter With Input-Current Shaping for Universal Line Applications," in IEEE Trans on IE, Vol.56, No.2, pp. 467-479 (2009).
- (7) H. Hu, X. Fang, F. Chen, Z. J. Shen and I. 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)
- (8) Y. Liu, H. Abu-Rub and B. Ge, "Front-End Isolated Quasi-Z-Source DC-DC Converter Modules in Series for High-Power Photovoltaic Systems—Part I: Configuration, Operation, and Evaluation," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 1, pp. 347-358(2017)
- (9) J. Chen, K. Ding, Y. Zhong, F. Deng and S. Abulanwar, "A double input-parallel-output-series hybrid switched-capacitor boost converter," in Chinese Journal of Electrical Engineering, vol. 6, no. 4, pp. 15-27(2020)
- (10) Deliang WU, Madhura SONDHARANGALLA, and Rajapandian AYYANAR : "Isolated Bridgeless PFC Converter Based on Active-Clamped SEPIC" in CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, vol. 7, no. 3, pp. 239-250(2022)
- (11) 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.
- (12) Darko Vračar, Predrag Pejović: "Active-Clamp Flyback Converter as Auxiliary Power-Supply of an 800 V Inductive-Charging System for Electric Vehicles" in IEEE Access (2022)
- (13) D. Đ. Vračar, "Quasi-Resonant Flyback Converter as Auxiliary Power-Supply of an 800 V Inductive-Charging System for Electric Vehicles," in IEEE Access, vol. 10, pp. 109609-109625(2022)