

直並列切替型フライバックコンバータにおける 動作モード切替時の効率評価

河合 勇貴* 山口 正通 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Efficiency Evaluation of Series-Parallel Switching Fly-back Converter by Changing Operation Mode

Yuki Kawai*, Masamichi Yamaguchi, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a fly-back converter with series-parallel connection switching for wide range input voltage. The proposed circuit integrates switching devices, which are a primary side switch in the fly-back converter and the connection change switch, to reduce a number of devices. The quasi-resonant method is applied to reduce the switching loss of the fly-back converter itself. The experimental results show that the operation mode changing based on the input voltage is effective to reduce the total loss amount in 100-600 Vrms range.

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

1. はじめに

近年, 利便性や製造コスト削減の観点から各国の商用電源に対応可能なワールドワイド電源の開発が盛んに行われている⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾。ワールドワイド電源では幅広い入力電圧範囲(85~550V など)に対応可能な電力変換器が必要とされる。電力変換器の効率に着目すると負荷損や固定損の観点から最高効率となる条件は限定されるため, 動作条件が幅広く変動するワールドワイド電源では単一回路での高効率設計が難しい。また高電圧, 大電流仕様で回路設計を行う必要があるため特に受動素子の小型化が課題となる。

これらの課題に対して, 複数の電力変換回路を直列もしくは並列で運用する手法が考えられる。本手法では高電圧入力時に直列接続, 低電圧大電流時には並列接続で運転を行うことで各電力変換回路の電力容量を低く設計できる。しかし, 接続方式を切り替えるための双方向スイッチ等が別途必要となる。

そこで著者らは, 複数のフライバックコンバータを直並列構成可能な直並列切替型フライバックコンバータを提案している⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾。本回路ではフライバックコンバータで用いる半導体スイッチング素子を直並列切替用のスイッチとして兼用することが部品点数を削減できる。これまでに, 提案回路において疑似共振制御によりソフトスイッチングを達成しつつ入力電流ひずみ率を抑制可能な制御法について検討し, シミュレーションにおいてその基本動作を確認している⁽⁴⁾。しかし実験において本制御の妥当性についてはこれまでに検証できていなかった。また幅広い入力電圧仕様

に対して直並列運転を切り替えた際の提案回路の効率特性については未検証であった。

そこで本論文では, 直並列切替型フライバックコンバータでの効率評価を目的として, 直列運転および並列運転時の損失解析を実験的に行う。各接続時の効率特性比較より, 提案構成の損失面での優位性を明らかにする。

2. 直並列切替型フライバックコンバータの構成

〈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。本回路はダイオード整流器, 2台のフライバックコンバータ, 直並列切替用の2つの半導体スイッチング素子, DC部の平滑コンデンサから構成される。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起因するサージ電圧が発生するためスナバ回路が必須となるがRCDスナバは損失が大きいという特徴がある。そのため本回路ではアクティブクランプ回路を採用することでサージ電圧抑制とスナバ損失低減を図る。また直並列切替用の半導体スイッチ(S₆, S₇)は双方向構成とすることでフライバックスイッチターンオン時の電源短絡を防止する。さらにトランス2次側にも半導体スイッチを採用し, トランスの励磁インダクタンスに蓄積されたエネルギーの転送をS₉, S₁₀のオンオフによって制御することで導通損失の低減を図っている。

〈2-2〉直列運転 図2に, 直列運転時のMode別電流経路を示す。直列運転ではS₅, S₈をオフ, S₆をオン, S₇をスイッチングさせ, トランス1次側を直列接続する。

図 2(a)に示す Mode1 では S_7 をターンオンし、各トランスの励磁インダクタンス L_{m1} , L_{m2} それぞれに 1/2 の電源電圧を印加することで磁気エネルギーを蓄積する。同様に、Model 中に漏れインダクタンスに対してもエネルギーが蓄積される。

図 2(b)に示す Mode2 では S_7 をオフし、二次側スイッチ S_9 , S_{10} をターンオンさせることで負荷に対して蓄積エネルギーを放出する。同時に、アクティブクランプのスイッチ S_{11} をオンすることで漏れインダクタンスに蓄積したエネルギーをアクティブクランプ回路-トランス間で循環させサージ電圧を抑制する。

〈2・3〉 並列運転 図 3 に、並列運転時の Mode 別電流経路を示す。並列運転では S_6 , S_7 をオフし、 S_5 , S_8 をスイッチング動作させ、トランス 1 次側を並列接続する。入力電流はそれぞれのフライバックコンバータに分流するため、単機のフライバックコンバータで動作させる場合と比較して導通損失が 1/2 となる。

図 3(a)に示す Mode3 では S_5 , S_8 をターンオンし、磁気エネルギーを蓄積する。その後、図 3(b)に示す Mode4 へ移行し、 S_5 , S_8 をターンオフ、 S_9 , S_{10} をターンオンさせることで負荷に対して蓄積エネルギーを放出する。

3. 制御法

図 4 に、フライバックコンバータの制御ブロック図を示す。本論文では高効率駆動法として疑似共振駆動法を適用する。疑似共振駆動ではトランスの励磁インダクタンスと漏れインダクタンス L_{leak} 、1 次側スイッチの寄生容量で発生する共振電流を用いてソフトスイッチングを達成する。共振期間は励磁インダクタンスに蓄積されたエネルギーが負荷に供給され、励磁電流が 0A になったのちに共振期間を設ける。励磁電流が負荷に供給される期間 T_{off} は(1)式で表される。

$$T_{off} = \frac{L_m}{L_e} \frac{|V_{in} \sin(\omega t)|}{NV_{out}} T_{on}^* - T_{daed} \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 L_m はフライバックトランスの励磁インダクタンス、 T_{dead} はデッドタイムを示す。

放電期間後、ゼロ電流期間へ移行しフライバックトランスの自己インダクタンスと C_{oss} による直列共振が始まる。 C_{oss} は電圧依存性があるが本論文では 1300 pF として計算を行った。直列共振の共振周期 T_{res} を(2)式に示す。

$$T_{res} = 2\pi \sqrt{(L_m + L_{leak}) \times C_{oss}} \dots \dots \dots (2)$$

1 次側スイッチに共振電流が流れることで共振電圧はほぼピーク付近から減衰を始めるため、1 次側スイッチ v_{DS} がバレー(谷)になる期間 T_{delay} は共振周期の 1/2 となる。 T_{delay} で充電期間へ移行することでソフトスイッチングを達

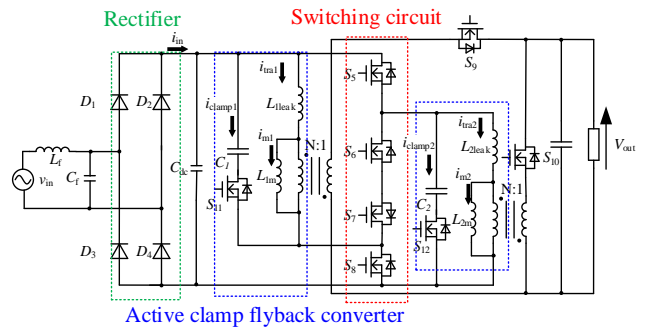
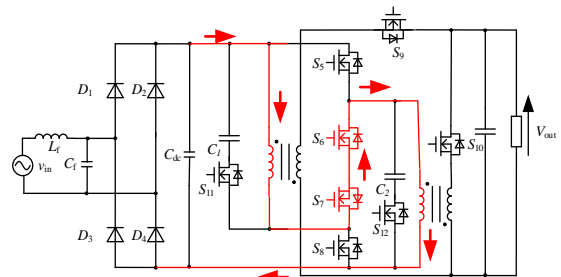
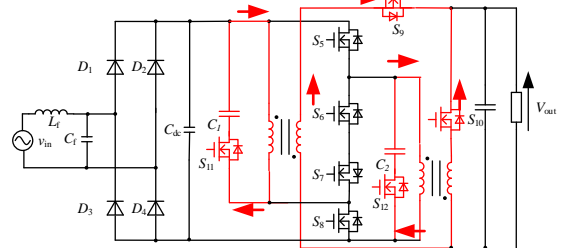


Fig. 1. The circuit configuration of proposed flyback converter.

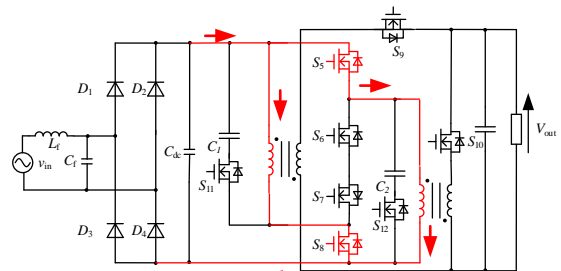


(a) Mode1: Series operation

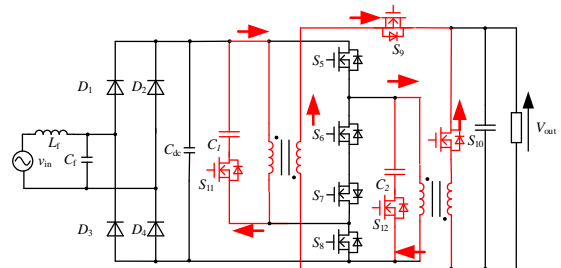


(b) Mode2: Series operation

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



(a) Mode3: Parallel operation



(b) Mode4: Parallel operation

Fig. 3 Parallel operation in the proposed flyback converter.

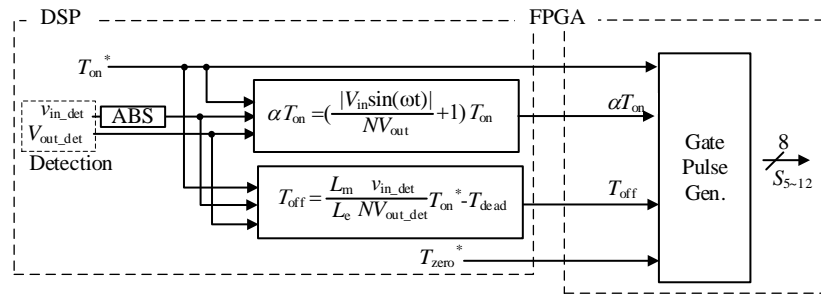


Fig.4. Control block diagram of quasi-resonant operation.

成する。

DSP では入力電力から導出されるオン期間指令 T_{on}^* が事前に与えられ、(2)式より T_{off} が導出される。各期間の指令値(T_{on}^* , T_{dead} , T_{off} , T_{delay})は FPGA へ送られ、各ゲート信号へ変換される。

ここで、放電期間 T_{off} は疑似共振駆動のため入力電圧に応じて変動し、フライバックコンバータは可変周波数制御となる。そのため、入力電流には放電期間 T_{off} 可変することにより起因したひずみが生じる。

そこで著者は、線形化係数 α を適用した入力電流ひずみ補償法をこれまでに提案している⁽⁴⁾。文献[4]における線形化係数 $\alpha(t)$ を、(3)式に示す。

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

線形化係数 α を T_{on}^* に乗算することで放電期間 T_{off} 変動による非線形性を相殺し、入力電流ひずみを補償する。

図 5 に提案構成におけるスイッチング周期での各波形の概要を示す。以下に提案回路のスイッチング状態に基づく各電圧、電流の振る舞いを示す。

<t₀-t₁:充電期間>

1 次側スイッチ(直列接続 : S₇, 並列接続 S₅, S₈)がターンオンし、フライバックトランスに入力電圧が印加される。この期間では入力電圧に比例して励磁電流が増加し、トランスに磁気エネルギーを蓄積する。

<t₁-t₂:デッドタイム&1 次側スイッチ充電期間>

1 次側スイッチがターンオフし、1 次側スイッチの出力容量 C_{oss} が充電される。寄生容量への充電は 1 次側スイッチの v_{DS} が次の(1)式の関係を満たすまで続く。

$$v_{pri_DS} = |V_{in} \sin(\omega t)| + NV_{out} \dots\dots\dots(4)$$

ただし、直列運転の場合は各トランスにそれぞれ出力電圧の巻数比倍の電圧が印加されるため、右辺第二項の NV_{out} は 2NV_{out} となる。

<t₂-t₃:デッドタイム&クランプスイッチ放電期間>

t₁-t₄ 期間中にクランプスイッチ(S₁₁, S₁₂)の寄生容量は放電する。放電が完了次第、ボディダイオードを介して励磁電

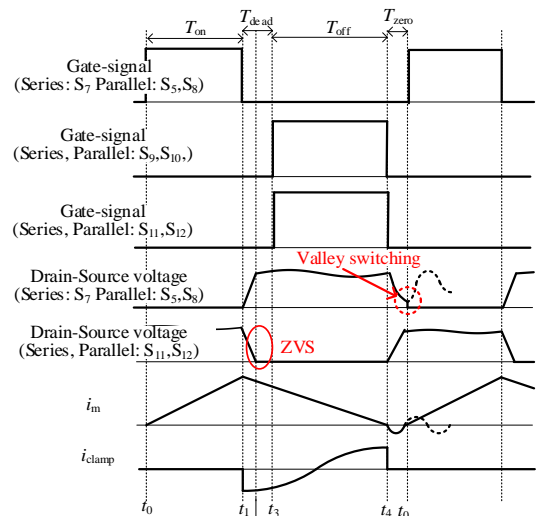


Fig.5. The waveform of active clamp flyback converter with quasi-resonant operation.

流を循環する。この期間で寄生容量の放電を行うことで、t₄ においてクランプスイッチの ZVS を達成する。

<t₃-t₄:放電期間>

2 次側スイッチ(S₉, S₁₀)がターンオンし、t₀-t₁ に蓄えられた磁気エネルギーを負荷へ出力する。このとき、励磁電流には放電電流とクランプによる循環電流が流れる。放電期間は(1)式で表すことができる。

なお、L_e は直列運転の場合、フライバックトランスの励磁インダクタンスと漏れインダクタンス L_{leak} の和を 2 倍、並列運転の場合は 1/2 倍する必要がある。

<t₄-t₀:ゼロ電流期間>

2 次側スイッチをターンオフし、フライバックトランスの自己インダクタンスと C_{oss} による直列共振が始まる。(2)式で表される T_{res} の 1/2 のタイミングでターンオンすることで、1 次側スイッチのソフトスイッチングを達成する。

4. 各動作モードの損失解析

本論文では、入力電圧に応じて直列運転と並列運転を切り替えた場合の損失と効率特性について検証を行う。

〈4・1〉直列運転

提案構成での直列運転において 1 次側は直列接続されるため、2つの素子を通過する。そのため、入力電力が同一の場合、デバイス数を1つで設計した回路(単機運転)に比べ1次側デバイスにおける導通損失は2倍となる。

また、2次側は並列接続されるため、通過する素子数は2倍となる。2次側の各デバイスに流れる電流実効値は単機運転と等しく、通過素子数が2倍となるため2次側デバイスにおける導通損失は2倍となる。

これら導通損失は入力電流の2乗に比例するため、重負荷であるほど、導通損失の増大は顕著となり、効率は低下する。

一方で、負荷によらず疑似共振駆動によりソフトスイッチング動作が達成された場合、1次側スイッチ S_7 で発生するスイッチング損失は無視できる。また、2次側スイッチ S_9 , S_{10} 及びクランプスイッチ S_{11} , S_{12} ではデッドタイム期間中に負電流が流通するため、ソフトスイッチングが達成される。そのため、2次スイッチ及びクランプスイッチで発生するスイッチング損失も無視できる。

以上のことから直列運転は重負荷領域において導通損失増大により大幅に効率が低下すると考えられる。また、軽負荷領域ではトランスの無負荷損が大きな割合を占めるが、重負荷領域の導通損失増大による効率低下と比較して小さいため、軽負荷領域であるほど、効率は上昇する。

〈4・2〉並列運転

並列運転において1次側は並列接続されるため、通過素子数は2倍となる。入力電力が同一の場合1次側デバイス (S_6 , S_7) の各電流実効値は単機運転の1/2となるため、1次側デバイスにおける導通損失は単機運転に対して1/2倍となる。また、2次側は並列接続されるため、通過する素子数は単機運転と比較し2倍となる。出力電力が同一の場合、2次側デバイス (S_9 , S_{10}) の電流実効値は単機運転に対して1/2倍となる。通過素子数が2倍となり電流実効値が1/2倍となるため、2次側デバイスにおける導通損失は1/2倍となる。

一方で、負荷によらず疑似共振駆動によりソフトスイッチング動作が達成された場合、1次側スイッチ S_5 , S_8 で発生するスイッチング損失は無視できる。また、2次側スイッチ S_9 , S_{10} 及びクランプスイッチ S_{11} , S_{12} ではデッドタイム期間中に負電流が流通するため、ソフトスイッチングが達成される。そのため、2次スイッチ及びクランプスイッチで発生するスイッチング損失も無視できる。

以上のことから並列運転は重負荷領域においても導通損失による効率低下は小さい。また、軽負荷領域ではトランスの無負荷損が大きな割合を占めるが、重負荷になるほど、導通損失が支配的になるため効率は上昇する。

Table 1. Experimental parameters

	Symbol	Value
Input Power	P	240 W
Output Voltage	V_{out}	24 V
Input Voltage	v_{in}	100-600 V_{rms}
Turns ratio	N:1	4:1
Magnetizing Inductance	L_{lm}	199.5 μ H
Leakage Inductance	L_{leak}	5.8 μ H
Magnetizing Inductance	L_{2m}	203.9 μ H
Leakage Inductance	L_{2leak}	6.6 μ H
Snubber Capacitor	$C_{1,2}$	3 μ F
Filter Inductor	L_f	2.2 mH
Filter Capacitor	C_f	0.5 μ F
Smoothing Capacitor	C_{dc}	16.5 nF

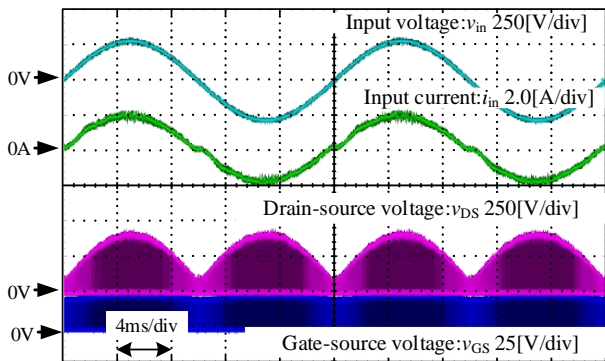
5. 実験結果

表1に、実験時の条件と適用した回路定数を示す。疑似共振駆動におけるゼロ電流期間 T_{zero} は実験的に決定した。幅広い入力電圧範囲での動作検証のため、入力電圧 200-600 V_{rms} における並列動作と直列動作とを切り替えた際の動作検証を行う。

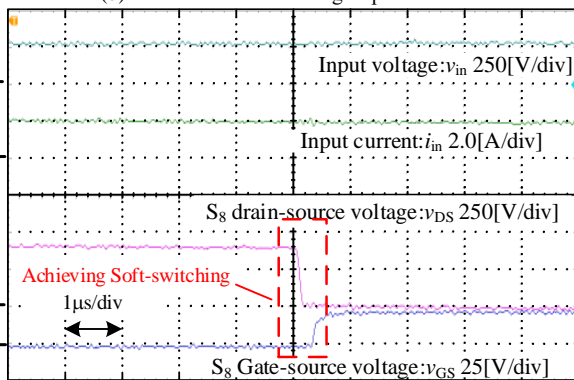
図6(a)に、入力電圧 200 V_{rms} , 出力 1.0 p.u.時の並列運転動作時の系統電圧, 系統電流, 1次側スイッチ S_8 v_{DS} , 1次側スイッチ S_8 v_{GS} の動作波形を、図6(b)に、その拡大波形を示す。図6(a)より、入力電流ひずみ補償法の適用により入力電流が正弦波状に制御されることが確認できる。このとき、入力における力率は0.997である。また、図6(b)より、並列運転におけるバレースイッチングを確認した。

図7(a)に600 V_{rms} , 240 Wにおける直列運転動作時の系統電圧, 系統電流, 1次側スイッチ S_7 v_{DS} , 1次側スイッチ S_7 v_{GS} の動作波形を、図7(b)にその拡大波形を示す。図7(a)より、並列運転同様に系統電流を正弦波に制御できていることを確認した。このとき、力率は0.938である。また、図7(b)より疑似共振動作によって S_7 のソフトスイッチングを確認した。

図8に出力電力条件を変化させた際の直列運転および並列運転時の効率特性を示す。並列運転において0.4 p.u.動作時最低効率89.5%となり、1.0 p.u.動作時に最大効率90.8%を得られる結果となった。軽負荷領域において効率が低下する要因として、スイッチング周波数の増大によるスイッチング損失および鉄損の増加が挙げられる。疑似共振ではゼロ電流期間中のバレー電圧にスイッチングタイミングを同期することでスイッチング損失を低減できるが共振電圧の最低値は負荷条件や電圧条件に依存する。今回の実験ではバレータイミングの検出や共振条件の最適化などは行っていないため完全にソフトスイッチングが行えていない。ま

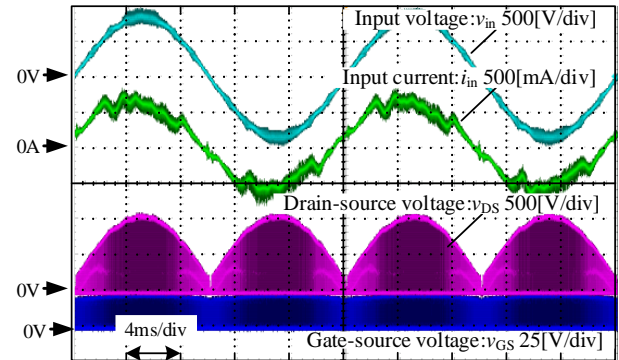


(b) The waveform in the grid period.

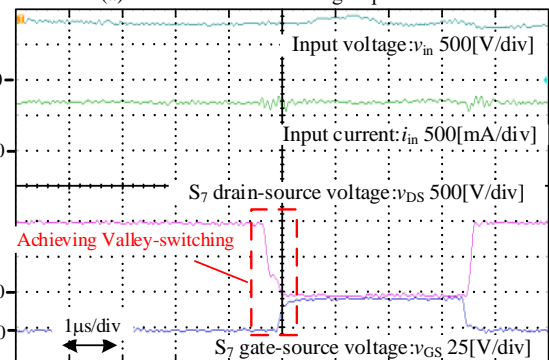


(b) Magnified waveform.

Fig.6 Operation waveform in the parallel operation.



(a) The waveform in the grid period.



(b) Magnified waveform.

Fig. 7 Operation waveform in the series operation.

た疑似共振では出力電力が低下するとスイッチング周波数が増加するため鉄損が軽負荷時の効率を低下させている。

直列運転において 0.9p.u.動作時最大効率 91.1%となり、軽負荷領域で効率が低下する結果が得られた。軽負荷領域において効率が低下する要因として、並列運転と同様にスイッチング周波数の増大によるスイッチング損失および鉄損の増加が挙げられる。

6. まとめ

本論文では、直並列切替型フライバックコンバータの損失特性の明確化を目的として、直列運転及び並列運転時の損失評価を実験的に行った。その結果、入力電圧 600V_{rms}において直列運転は最大効率 91.2%を確認した。また、入力電圧 200V_{rms}において並列運転は最大効率 90.8%を確認した。

直列運転において、軽負荷領域で効率が低下する要因としては、各フライバックコンバータの軽負荷動作領域の拡大によるスイッチング損失の増加と、トランス鉄損の増大が考えられる。今後、スイッチング周波数高周波化によるトランスの損失も考慮した効率評価とトランス設計法を検討する。また、直並列運転の損失低減に寄与する運転切替条件についても検討を行う。

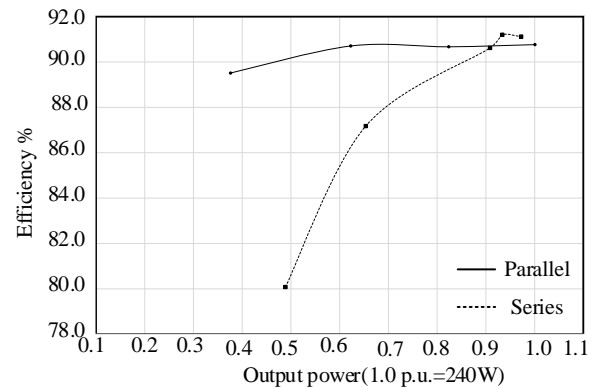


Fig.8. The efficiency characteristics of the proposed circuit.

文 献

- (1) Ralph M. Burkart and Johann W. Kolar: "Comparative η - p - 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) 河合勇貴, 菊地尚斗, 渡辺大貴, 伊東淳一: 「幅広い入力電圧範囲に対応する直並列切り替え型フライバックコンバータの入力電流ひずみ補償法」, 2022 年度電気・情報関係学会北陸支部連合大会, Vol. , No. , pp. (2022)
- (5) 河合勇貴, 菊地尚斗, 渡辺大貴, 伊東淳一: 「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」, 電子デバイス/半導体電力変換合同研究会, Vol. , No. SPC-22-187, pp. 93-97 (2022)
- (6) 河合勇貴, 渡辺大貴, 伊東淳一: 「ワイドレンジ入力に対応する直並列切替型フライバックコンバータにおける疑似共振制御の動作検証」, 2024 年産業応用部門大会, Vol. , No. , pp. (2024)
- (7) 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)