

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

学生員 河合 勇貴 正員 渡辺 大貴 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Operation Verification for Switched Flyback PFC Converter

Yuki Kawai, Student Member, Hiroki Watanabe, Member, Jun-ichi Itoh, Senior Member
(Nagaoka University of Technology)

This paper proposes Switched flyback converter for wide ac input voltage range. The proposed circuit reduce the number of the switching devices by applying the devices which used in the flyback converter to switching circuit of operation mode as well. The experimental results show that the proposed circuit operates with quasi-resonant method at 150~300 Vrms. In addition, the proposed circuit is confirmed dividing the voltage in the series mode, and dividing the current in the parallel mode.

キーワード : フライバックコンバータ, 疑似共振, ワールドワイド入力, ZVS

Keywords : Flyback converter, quasi-resonant, World Wide Input, Zero Voltage Switching

1. はじめに

現在, 様々な国での電圧仕様に対応可能なワイドレンジ入力 AC/DC コンバータが広く開発されている⁽¹⁾⁽²⁾。こうした仕様に対して電力変換器を設計する場合, 耐圧, 電流容量ともに高く設計する必要があり, 各受動素子やスイッチング素子には電力変換器の電力容量に対して過剰なスペックが要求される。その結果設計の自由度が損なわれ高効率化の観点からの素子選定が難しい。

これに対して, 入力電圧に応じて複数の小容量電力変換回路の接続方式を直列または並列接続で切り替えることで幅広い電圧, 電流仕様を実現できる。しかし, 直並列構成を切り替えるスイッチング素子が別途必要になる課題がある。

これらの問題に対して, 著者らは直並列切替型フライバックコンバータを提案している⁽⁵⁾⁽⁶⁾。本方式は動作切り替え用のスイッチとフライバックコンバータのスイッチを兼用するため, 追加素子不要で直並列切替が可能である。フライバックコンバータの高効率手法としては疑似共振方式が有効である。本手法ではゼロ電流期間中に発生する共振電圧のボトム付近にスイッチングを同期させることでスイッチング損失を抑制することができる。ここで本方式は可変周波数で制御されるが, 可変周波数制御を適用した場合, 系統電圧に対して一次電流が非線形となるため入力電流ひずみ率が増加する課題がある。そこで著者らはこの非線形を補償するため制御法を提案し, 入力電流 THD が改善

可能であることをシミュレーションにより確認している⁽⁵⁾。またこれまでの検討では電流不連続モード(DCM)において直並列切替型フライバックコンバータの実験による基礎検証を行っていたが疑似共振動作については未検討であった。

本論文では, 直並列切替型フライバックコンバータに疑似共振制御を適用した際の動作を実験的に検証したので報告する。

2. 直並列切替型フライバックコンバータ

(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。提案回路は入力段にダイオード整流回路, 後段に 2 台のフライバックコンバータ, および切り替え回路で構成される。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。また, 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て動作し, 高い入力電圧時は直列接続, 低い入力電圧時は並列接続となる。さらに, 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, 同期整流により導通損失を低減する。

(2・2) 直列運転および並列運転の動作原理 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 をオ

フ、 S_6 をオン、 S_7 をスイッチングさせる。Mode1では S_7 をターンオンし励磁インダクタンス L_{m1} , L_{m2} それぞれに 1/2 の電源電圧が印加されることで磁気エネルギーを蓄積する。同様に、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される。次に、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。

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トランスが並列接続される。そのため、入力電流はそれぞれのフライバックコンバータに 1/2 で分流されるため、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。

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、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。

〈2・3〉 力率改善駆動

本回路はフライバックコンバータと同様に固定スイッチング周波数固定オン期間指令 T_{on}^* で動作させることで DCM 駆動による高力率動作が可能である。しかし、 T_{on}^* での疑似共振駆動では入力電圧に応じて放電期間 $T_{off}(t)$ が変動するため、可変周波数制御となる。その結果1章で記述した通り、入力電流にひずみが生じる。この時1次電流平均値は(1)式で表される。

$$i_{in_avg}(t) = \frac{|V_{in} \sin(\omega t)|}{2L_e} D_{on}(t) T_{on}^* \dots\dots\dots (1)$$

なお、オンデューティ $D_{on}(t)$ は(2)式で表される。

$$D_{on}(t) = \frac{M(t)}{1+M(t)} = \frac{NV_{out}}{|V_{in} \sin(\omega t)| + NV_{out}} \dots\dots\dots (2)$$

ここで V_{in} は系統電圧振幅、 L_e はフライバックトランスの自己インダクタンス、 N は巻き数比、 V_{out} は出力電圧を示す。(1)式より、右辺第二係数の変動が大きいほど、一次電流と系統電圧の非線形性が増すため、入力電圧ピークでひずみが増大する。そこで、著者らはこれまでに線形化係数 $\alpha(t)$ を適用した入力電流ひずみ補償法を提案している。 $\alpha(t)$ を(3)式に示す。

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

$\alpha(t)$ 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。

3. 疑似共振駆動

図4に疑似共振駆動におけるフライバックコンバータの制御ブロック図を示す。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

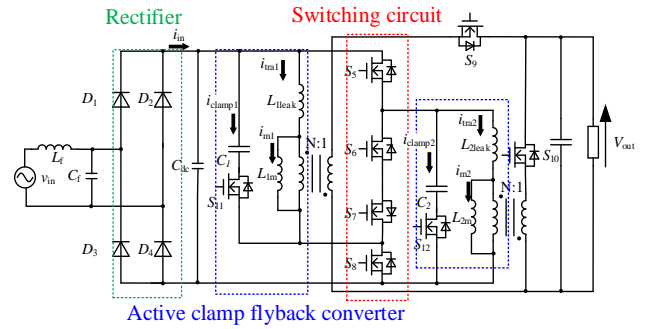
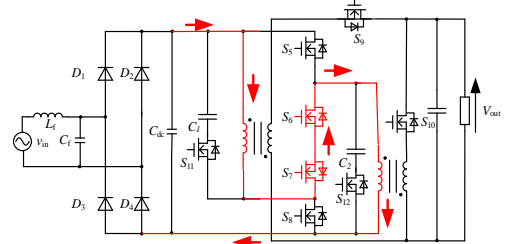
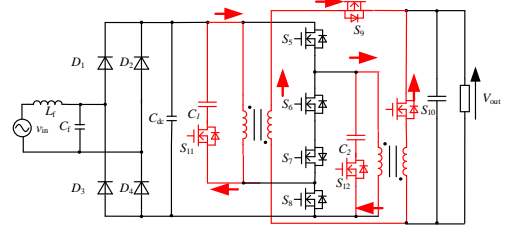


Fig. 1. The circuit configuration of proposed flyback converter.

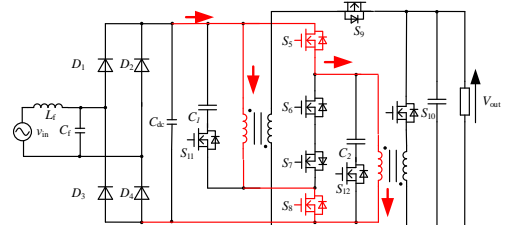


(a) Series operation (Mode1)

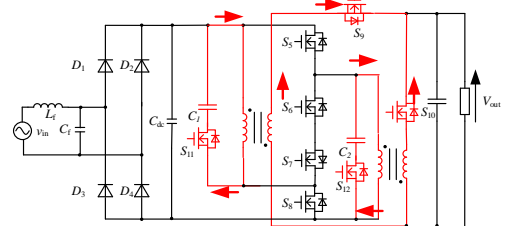


(b) Series operation (Mode2)

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



(a) Parallel operation (Mode3)



(b) Parallel operation (Mode4)

Fig. 3 Parallel operation in the proposed flyback converter.

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(4)式で表される。

$$T_{off} = \frac{L_m}{L_e} \frac{|V_{in} \sin(\omega t)|}{NV_{out}} T_{on}^* - T_{daed} \dots\dots\dots (4)$$

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(5)式に示す。

$$T_{res} = 2\pi\sqrt{(L_m + L_{leak}) \times C_{oss}} \dots\dots\dots (5)$$

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、(4)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。

図 5 に疑似共振駆動における定常動作波形を示す。各期間の詳細な動作は以下に示す。

< t_0 - t_1 :充電期間>

1 次側スイッチ(直列接続: S_7 , 並列接続 S_5, S_8)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。

< t_1 - t_2 :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 次側スイッチの寄生容量 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(6)式の関係を満たすまで続く。

$$v_{pri_DS} = |V_{in} \sin(\omega t)| + NV_{out} \dots\dots\dots (6)$$

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。

< t_2 - t_3 :デッドタイム&クランプスイッチ放電期間>

t_1 - t_4 期間中にクランプスイッチ(S_{11}, S_{12})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流を循環する。この期間で寄生容量の放電を行うことで、 t_4 においてクランプスイッチの ZVS を達成する。

< t_3 - t_4 :放電期間>

2 次側スイッチ(S_9, S_{10})がターンオンし、 t_0 - t_1 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。

< t_4 - t_0 :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。

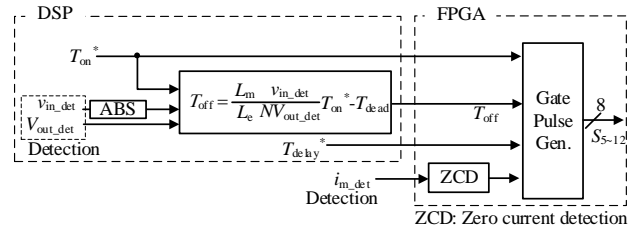


Fig.4. Control block diagram of quasi-resonant operation.

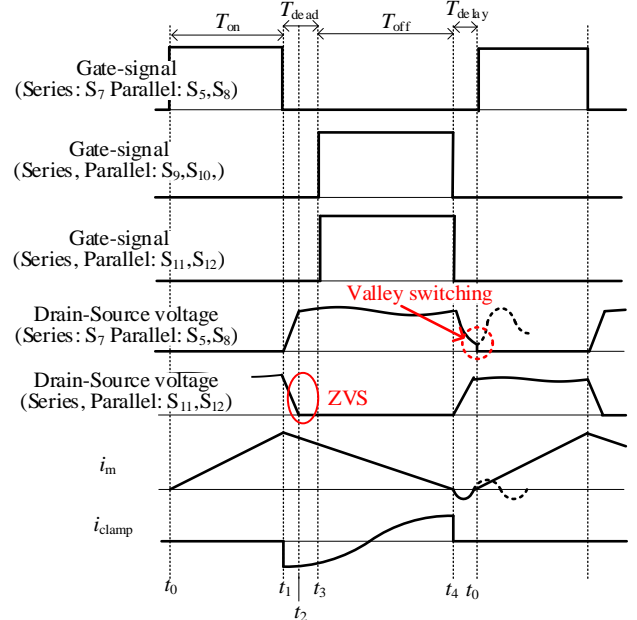


Fig.5. The waveform of active clamp flyback converter with quasi-resonant operation.

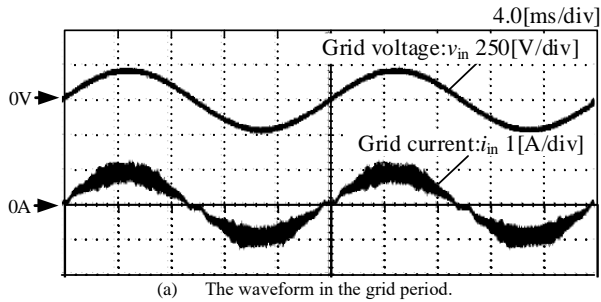
Table. 1. Experimental parameters

	Symbol	Value
Input Power	P	100 W
Output Voltage	V_{out}	24 V
Input Voltage	v_{in}	150, 300 V_{rms}
Tums 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	1 μ F
Smoothing Capacitor	C_{dc}	3.3 nF

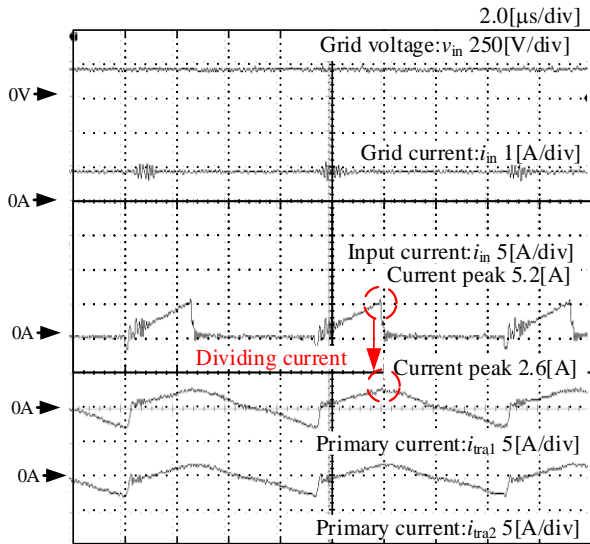
4. 実験結果

表 1 に実験条件を示す。実験では提案回路の妥当性を確認するため、入力電圧 150 V_{rms} 時に並列動作、300 V_{rms} 時に直列動作を行った。また今回は、疑似共振駆動のゼロ電流期間を実験的に決定した。なお、今回は<2.3>章で言及した非線形補償は適用していない。

図 6(a)に 150 V_{rms} , 100 W における並列運転動作時の系統電圧、系統電流の動作波形、図 6(b)に入力電流(i_i), 第 1 トランス 1 次電流(i_{tra1}), 第 2 トランス 1 次電流(i_{tra2})の拡大波形を示す。図 6(a)より入力電流が正弦波状に制御できていることを確認した。今回は非線形補償を適用していないが



(a) The waveform in the grid period.



(b) Magnified waveform.

Fig. 6 Operation waveform in the parallel operation.

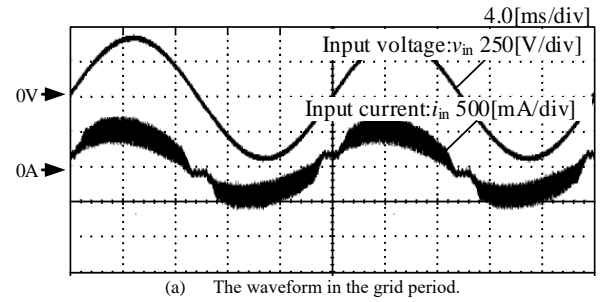
正弦波波形を維持できている。これは今回の条件では可変周波数範囲が低く非線形項の影響が少ないためであると考えられる。また、図 6(b)のトランス 1 次電流ピークより、並列動作の分流効果を確認した。しかし、系統電圧 0V 付近で系統電流が流れず、THD が 4.7% である。これは、平滑コンデンサによって整流器後段の電圧が系統電圧以上に保たれることに起因する。小容量の平滑コンデンサや同期整流器を使用することで改善が見込める。

図 7(a)に 300 V_{rms}, 100 W における直列運転動作時の系統電圧、系統電流の動作波形を、図 7(b)に第 1 トランス 1 次電圧、第 2 トランス 1 次電圧、1 次側スイッチ S7 v_{DS}, 1 次側スイッチ S7 v_{GS} 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。並列運転時と比較して電流ひずみが増加しているが、直列運転時はスイッチング周波数が電流平均値の低下に伴い増加するため、上述した非線形の影響が大きいと考えられる。

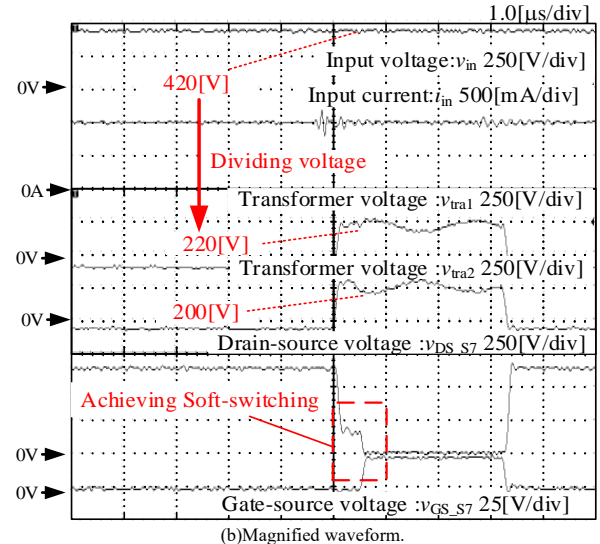
図 7(b)よりトランス 1 次電圧の和が系統電圧と等しいため、直列動作の分圧効果が確認できる。また、疑似共振動作によって S₇ はソフトスイッチングを達成している。

5. 結論

本論文では、直並列切替型フライバックコンバータの疑似共振駆動による各運転モードの動作検証を行った。実機検証では、疑似共振駆動によりソフトスイッチング動作を



(a) The waveform in the grid period.



(b) Magnified waveform.

Fig. 7 Operation waveform in the series operation.

達成した。また、並列運転では 2 台のトランスによる入力電流の分流効果を確認した。一方、直列運転では 2 台のトランスによる入力電圧の分圧効果を確認した。

今後は直並列切替動作による効率改善の評価、および入力電圧範囲を広げた場合の提案回路の有効性の検討を行う。

文 献

- (1) R. M. Burkart and J. W. Kolar "Comparative η - ρ - σ Pareto Optimization of Si and SiC Multilevel Dual-Active-Bridge Topologies With Wide Input Voltage Range", IEEE Trans. on Power Electron, 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 Trans on Power Electron, Vol.28, No.4, pp. 1946-1960 (2013)
- (3) L. Gu, W. Liang, M. Praglin, S. Chakraborty and J. Rivas-Davila, "A Wide-Input-Range High-Efficiency Step-Down Power Factor Correction Converter Using a Variable Frequency Multiplier Technique," in IEEE Trans on Power Electron, vol. 33, no. 11, pp. 9399-9411, Nov. (2018)
- (4) M. Pahlevaninezhad, P. Das, J. Drobnik, P. K. Jain and A. Bakhshai, "A ZVS Interleaved Boost AC/DC Converter Used in Plug-in Electric Vehicles," in IEEE Trans on Power Electron, vol. 27, no. 8, pp. 3513-3529, Aug. (2012)
- (5) 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替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)
- (6) 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)