

# パワーデカップリング機能を有するフライバックコンバータのゼロ電圧スイッチング法

正員 渡辺 大貴 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

上級会員 伊東 洋一 非会員 岩淵 昭夫 (サンケン電気株式会社)

## Zero Voltage Switching method of Flyback Converter with Active Power Decoupling Capability

Hiroki Watanabe, Member, Jun-ichi Itoh, senior Member (Nagaoka University of Technology)

Yoichi Ito, senior Member, Akio Iwabuchi, Non-Member (Sanken Electric Co. Ltd)

This paper discusses a Zero Voltage Switching (ZVS) method using synchronous rectifier to ensure compatibility with an active power decoupling capability. The proposed converter is operated under discontinuous current mode and constant switching frequency condition in order to achieve power decoupling. Therefore, a conventional ZVS method with continuous current mode (CCM) and pulse frequency modulation (PFM) cannot apply to the proposed converter. From the experimental result, 0.4% of the second order harmonics on DC input current is obtained. Finally, the 95.0% conversion efficiency is confirmed by the proposed ZVS.

キーワード：フライバックコンバータ，単相電力脈動，ゼロ電圧スイッチング

Keywords : Flyback converter, Single phase power ripple, Zero voltage switching

### 1. はじめに

近年，太陽光発電の系統連系手法として，マイクロインバータが注目されている。本手法は小容量インバータを太陽光モジュール毎に接続することで，日陰に覆われていない太陽光モジュールは最大電力点で発電を維持できる特徴がある。しかし，太陽光モジュール直下に電力変換器を配置するため，大容量 PCS に対して周囲温度の条件が厳しい。そのため，電解コンデンサの使用は電力変換器の寿命を制限する可能性がある。単相系統連系の場合，電源周波数に対して 2 倍周波数で発生する単相電力脈動を補償する必要があり，直流コンデンサの小容量化が難しい。

上記の問題に対して，著者らはフライバックコンバータを用いて追加素子，電流フィードバックを用いずに単相電力脈動補償可能な方式を提案している<sup>(1)</sup>。提案方式は電流不連続モード(DCM)においてオンデューティ，スイッチング周波数を可変させずに動作することで小容量キャパシタを用いてパワーデカップリングを達成する。

フライバックコンバータは励磁インダクタンスにエネルギーを蓄積することで二次側に電力転送を行うが，同時にトランスの漏れインダクタンスにもエネルギーを蓄積するため，低圧側の主スイッチがターンオフした際に大きなサージ電圧が発生することが知られている。対策として RCD スナバの利用が挙げられるが，抵抗で漏れインダクタンスのエネルギーを全て消費するため，スナバ損失の増加が懸念される。これに対してアクティブクランプ回路方式はゼロ電圧スイッチング(ZVS)を達成でき，かつ部品点数も少ないといった特徴がある。また，アクティブクランプ回路の動作を利用することで主スイッチ側においても ZVS を達成できるため，サージ電圧低減に加え，スイッチング損失低減も

期待できる<sup>(2)</sup>。しかし，従来のアクティブクランプ方式を用いた ZVS 法では動作モードが電流連続モード(CCM)に制限される。また，ZVS 方式としては共振電圧のボトムにスイッチングを同期する疑似共振方式が挙げられるが，パルス周波数変調(PFM)を用いてスイッチング周波数を可変させる必要がある。したがって，DCM かつスイッチング周波数固定という動作条件の制約がある場合，これらの ZVS 法を適用することができない。

本論文では，同期整流を用いたフライバックコンバータの ZVS 法を提案する。低圧側の主スイッチがターンオンする直前に同期整流のオン期間を設けることで励磁電流充電開始時に負電流を発生させ，寄生容量を放電する。実験結果より，ZVS 動作を実現しつつ入力電流に含まれる二次高調波成分は直流成分に対して 0.4%となり，ZVS 動作とパワーデカップリング動作が両立できることを確認したので報告する。

### 2. 回路構成

図 1 に提案回路を示す。提案回路はフライバックコンバータと電圧型インバータ(VSI)で構成される。フライバックコンバータでは絶縁と昇圧を行う。また，高周波駆動することで，トランスを小型化する。提案するパワーデカップリング方式では入出力の差分電力を小容量の直流中間コンデンサで補償する。また低圧側にはサージ電圧対策用のアクティブクランプ回路を接続する。さらに二次側には同期整流を採用する。同期整流に ZVS を達成するためのスイッチングパターンを付与することで低圧側主スイッチ  $S_1$  の ZVS を達成する。またダイオード整流器と比較して導通損失の低減が期待できる。

### 3. 単相電力脈動とその補償原理

図 2 に単相電力脈動の補償原理を示す。出力電圧と電流を正弦波、負荷力率 1 とするとき、瞬時出力電力  $p_{out}$  を(1)式に示す。

$$p_{out} = V_{acp} I_{acp} \sin^2(\omega t) \quad (1)$$

$$= \frac{1}{2} V_{acp} I_{acp} - \frac{1}{2} V_{acp} I_{acp} \cos(2\omega t)$$

(1)式において、 $V_{acp}$  は単相電圧最大値、 $I_{acp}$  は単相電流最大値、 $\omega$  は系統の角周波数である。(1)式より、単相瞬時電力は系統角周波数の 2 倍の周波数で脈動する。入力直流電力を一定にするには、第 2 項の脈動分をエネルギーバッファで補償すればよい。しかし、アクティブパワーデカップリングを適用せずに直流中間コンデンサを小容量化した場合、直流成分と電源周波数の 2 倍周波数成分を分離できないため、入力直流電力が変動する。

図 3 にフライバックコンバータの DCM 動作時の一次電流波形を示す。なお、図 3 では原理説明のため、一次電流初期値をゼロとし、また共振電流等は考慮していない。一次電流最大値、および一次電流平均値は(2)、(3)式となる。

$$I_{ave\_DCM} = \frac{I_{peak}}{2} D_{on} \quad (2)$$

$$I_{peak} = \frac{V_m}{L_{leak} + L_m} D_{on} T_{sw} \quad (3)$$

ここで、 $I_{peak}$  は一次電流最大値、 $D_{on}$  はオンデューティ、 $T_{sw}$  はスイッチング周期、 $L_m$  は励磁インダクタンスである。(3)式より、DCM 動作時はフライバックコンバータの入力電流平均値は励磁電流の傾きとオンデューティで一義に決定する。そのため、オンデューティを常に一定で駆動することで、負荷条件にかかわらず常に一定の電流を出力する定電流動作をとる。提案回路ではこの特徴を利用し、追加素子と大容量電解コンデンサの両方を用いずにパワーデカップリングを達成する。

### 4. 提案回路のゼロ電圧スイッチング法

図 4 に提案する ZVS 方式における各波形を示す。従来の ZVS 法では、寄生容量を放電するために低圧側の主スイッチ  $S_1$  とアクティブクランプスイッチ  $S_{clamp}$  を相補にスイッチングさせる。しかしこの方式では  $S_{clamp}$  がターンオフした直後にデッドタイムを介して  $S_1$  がオンするため、励磁電流にゼロ電流期間を含まない CCM 動作となる。したがって動作モードが DCM に制限される提案方式には適用することができない。

提案する ZVS 方式では同期整流スイッチ  $S_{rec}$  を  $S_1$  のターンオンの直前にオンすることで励磁電流を負方向に充電する。なお、フォワードコンバータにおいて同期整流を用いた ZVS 法<sup>(3)</sup>が既に検討されているが、スイッチングパターンおよび励磁電流が DCM である点が異なる。以下に各モードの詳細を示す。

<Mode 1: 励磁インダクタエネルギー蓄積>

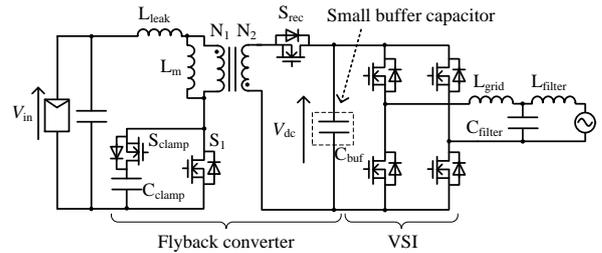


Fig.1. Circuit configuration of proposed flyback converter.

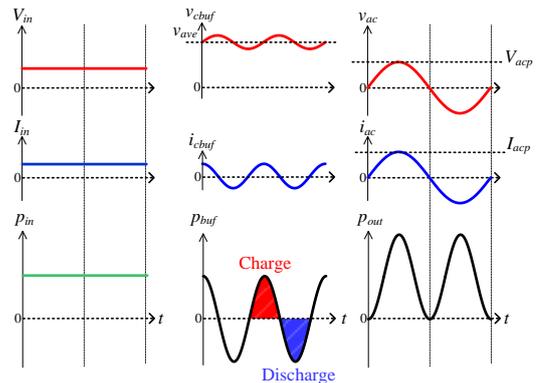


Fig.2. Relationship between input and output power.

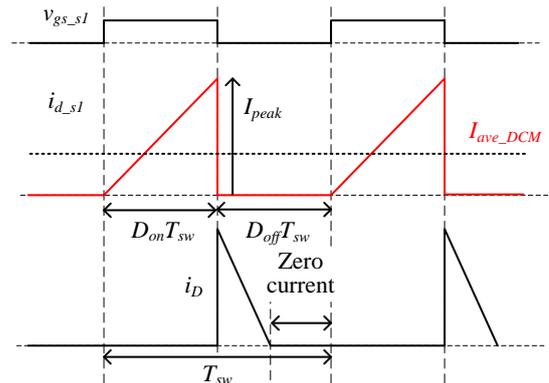


Fig.3 Primary current waveform in DCM.

$S_1$  がオンしており、トランスには入力電圧  $V_m$  が印加される。本期間中に励磁電流は線形増加する。

<Mode 2: デッドタイム>

$S_1$  がターンオフ後、 $S_1$  の寄生容量  $C_{oss1}$  が充電される。また、本期間中にアクティブクランプ回路側の寄生容量  $C_{oss2}$  には放電方向に電流が流れるため、放電動作となる。ドレインソース間電圧が(4)式に示すフライバック電圧と入力電圧の和に到達したのち、次のモードに移行する。

$$V_{ds\_s1} = V_m + \frac{V_{dc}}{N} \quad (4)$$

<Mode 3: デッドタイム>

同期整流器の寄生ダイオードがオンし、二次側へ電力を転送する。同時にアクティブクランプ回路側の寄生ダイオードが導通する。Mode 2, 3 の期間中に  $C_{oss2}$  の放電が完了することで  $S_{clamp}$  は ZVS 動作となる。また、 $S_{rec}$  に対しても

同様の動作となるため、Mode4 では  $S_{rec}$  は ZVS 動作となる。

<Mode 4 : 励磁インダクタエネルギー放出>

アクティブクランプスイッチ  $S_{clamp}$ 、および同期整流スイッチ  $S_{rec}$  がオンし、励磁電流が線形に減少する。本期間中トランスには直流中間電圧が一次側から見て負側に印加される。励磁インダクタのエネルギー放出期間  $T_{3-4}$  は(5)式となる。

$$T_{3-4} = I_{peak} \frac{NL_m}{V_{dc}} \quad (5)$$

なお、 $N$  は巻き数比、 $V_{dc}$  は直流中間電圧である。本期間中に励磁電流はゼロとなり、ゼロ電流期間に移行する。

<Mode 5 : ゼロ電流期間>

全てのスイッチがオフする。本期間中励磁電流平均値はゼロとなり、DCM 動作となる。なお、本期間中はトランス漏れインダクタンス、励磁インダクタンス、寄生容量  $C_{oss1}$ 、 $C_{oss2}$  間で直列共振となるため、低圧側 MOSFET のドレイン-ソース間電圧、および励磁電流は共振周期で変動する。共振周期  $T_{res}$  は(6)式となる。

$$T_{res} = 2\pi \sqrt{(L_{leak} + L_m)(C_{oss1} + C_{oss2})} \quad (6)$$

<Mode 6 : 励磁電流負電流期間>

同期整流スイッチ  $S_{rec}$  がオンする。本期間中トランスには直流中間電圧が負電圧として印加され、励磁電流が負方向に流れる。この時の励磁電流最小値  $I_{Lm\_bt}$  は(7)式となる。

$$I_{Lm\_bt} = \frac{V_{dc}}{NL_m} T_{5-6} \quad (7)$$

<Mode 7 : デッドタイム>

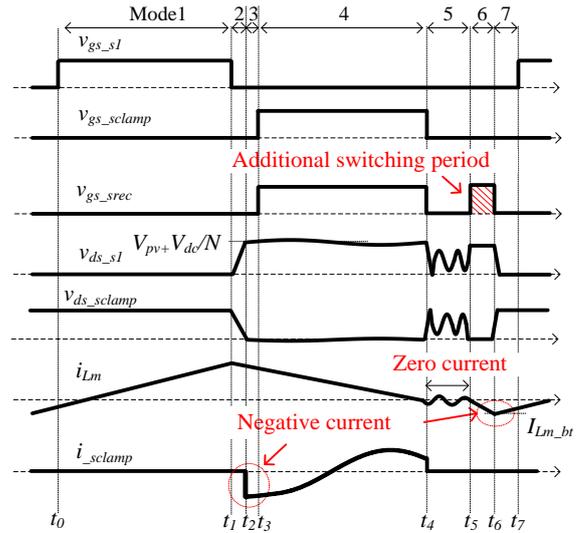
トランスには入力直流電圧が印加され、励磁電流が線形増加する。本期間では励磁電流が  $C_{oss1}$  に対して放電方向となるため、Mode7 中に  $C_{oss1}$  の放電が完了することで Mode1 移行時に  $S_1$  は ZVS 動作となる。

図 5 に制御ブロック図を示す。Mode6 における  $S_{rec}$  のスイッチング期間を生成するために、 $S_1$  のデッドタイムを 2 段階に分割する。デッドタイム  $T_{d1}$  前後のパルスの論理積を取ることで  $S_1$  のゲート信号  $V_{gs-S1}$  が立ち上がる直前にパルス ( $Pulse3$ ) を生成する。その後 2 つめのデッドタイム  $T_{d2}$  を設けることで  $Pulse3$  に対して  $V_{gs-S1}$  は  $T_{d2}$  期間遅れて立ち上がる。最後にアクティブクランプ回路のゲート信号  $V_{gs-Sclamp}$  と論理和を取ることで  $S_{rec}$  のゲート信号  $V_{gs-Srec}$  を生成する。

## 5. 実験結果

本章では提案手法の有効性を検討するため、定格電力 300W の試作機を用いた実験結果を示す。表 1 に実験条件、図 6 に VSI を含めた入出力波形を示す。直流中間コンデンサ容量は  $33\mu F$  とした。

図 6 より、入力電流はほぼ一定値の直流が得られていることがわかる。また、直流中間電圧はインバータ出力電圧に対して 2 倍周波数で変動していることを確認した。



(b) Proposed method.

Fig.4. Switching pattern in order to achieve ZVS.

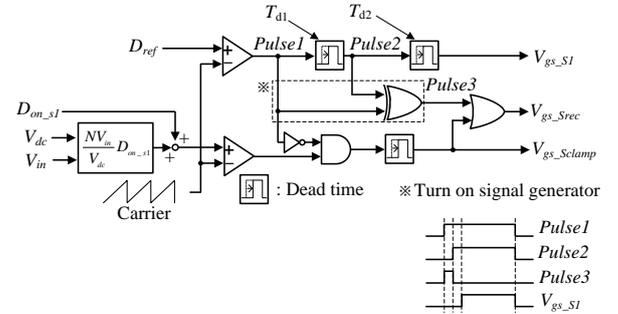


Fig.5. Control block diagram of flyback converter.

Table.1 Experimental parameters

Symbol	Quantity	value
$V_{in}$	Input voltage	50 V
$P_{in}$	Input power	300 W
$f_{sw}$	Switching frequency	50 kHz
$D_{ref}$	On duty command	0.5
$L_m$	Magnetizing inductance	11 $\mu H$
$L_{leak}$	Leakage inductance	250 nH
$C_{oss}$	Parasitic capacitor of $S_1$	1100 pF
$C_{clamp}$	Clamp capacitor	6 $\mu F$
$C_{buf}$	Decoupling capacitor (DC link cap.)	33 $\mu F$
$R_{load}$	Load	120 $\Omega$

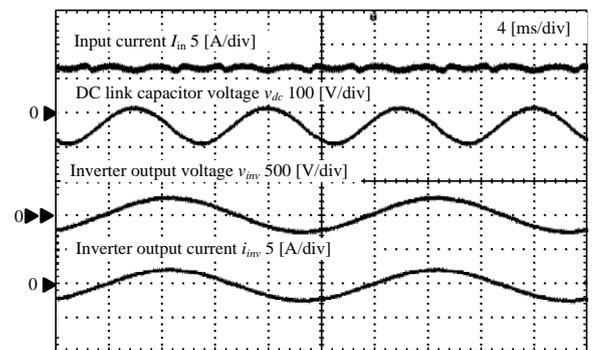


Fig.6. Input and Output waveforms.

図7に入力電流の高調波解析結果を示す。図7より、入力電流の二次高調波成分は直流に対して0.4%となり、ほぼ含まれていないことがわかる。以上の結果より、パワーデカップリングが良好に達成できていることを確認した。

図8に低圧側主スイッチ $S_1$ のゲート波形、およびドレイン-ソース電圧波形を示す。図8(a)より、提案法を適用しない場合はハードスイッチング動作によりドレイン電流に大きなリングングが発生している。一方、図8(b)より、提案法を適用することでドレイン-ソース間電圧がターンオン直前に寄生容量の放電が完了し、ZVS動作が達成できていることを確認した。

図9にフライバックコンバータの効率特性を示す。今回はi) ダイオード整流器, ii) 同期整流, iii) 提案方式における効率を比較した。二次側電圧については電子負荷を用いて系統電圧最大値以上となるようにクランプしている。また、コンバータ効率改善のために回路条件を表1から変更している。さらにii)においては $S_1$ がオンする直前の共振電圧の状態によっては提案法を用いなくてもZVS動作となるため、効率特性に大きなばらつきが発生する。そのため今回は比較のために出力電力をハードスイッチング状態となる条件で変更している。

図9より、提案方式の最大効率は出力電力200W時に95%を達成した。また同期整流と比較すると特に中負荷領域において効率が改善できていることを確認した。しかし本結果はトランス設計やZVS用の導通期間の最適化の検討が十分ではない。特に提案法では上記の導通期間が長いと導通損失が増加し、効率の低下が懸念されるため、提案方式の有用性を高めるにはこれらの検討が重要となる。

## 5. まとめ

本論文ではパワーデカップリング動作と両立するフライバックコンバータのZVS法を提案した。提案手法では同期整流にスイッチングパターンを追加することでZVS用の負電流期間を生成する。実験結果より、ZVS動作時においても入力電流の二次高調波は0.4%以下となり、最高効率も95%を達成した。今後は高効率設計を予定している。

なお、本成果は、国立研究開発法人新エネルギー・産業技術総合開発機構(NEDO)の委託業務の結果得られたものである。

## 文献

- (1) H. Watanabe, J. Itoh: "Highly-reliable Fly-back-based PV Micro inverter Applying Power Decoupling Capability without Additional Components", PCIM2017, pp. 681-688 (2017)
- (2) M. A. Rezaei, K-J Lee, A. Huang "A High-Efficiency Flyback Micro-inverter With a New Adaptive Snubber for Photovoltaic Applications", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 318-327, (2016)
- (3) 田中, 平地, 伊東 "アクティブクランプ方式一石フォワード型DC/DCコンバータの新しい制御方式", *IEEJ Trans.* vol. 36, pp. 41-47, (2010)

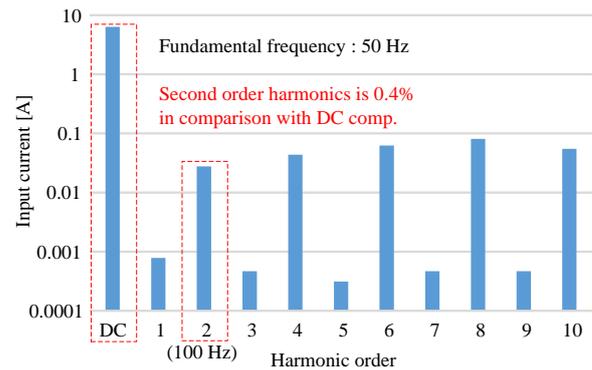
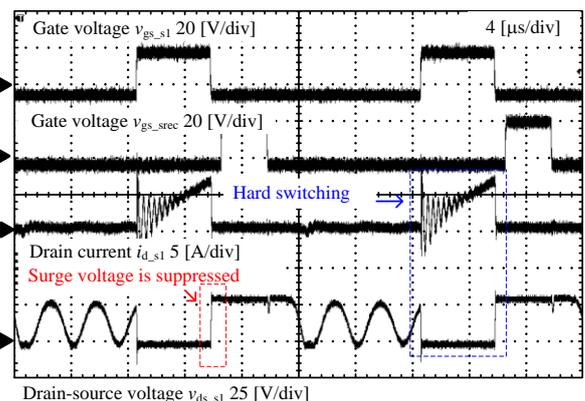
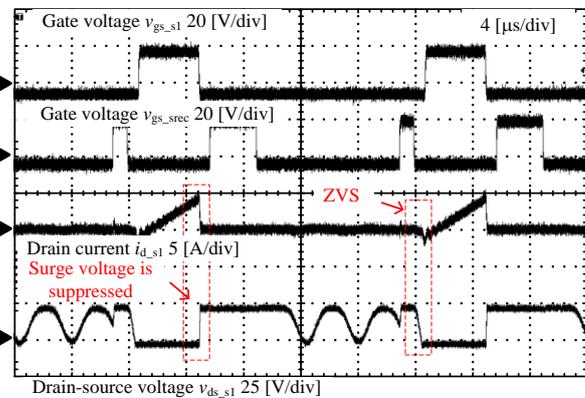


Fig.7. DC input current harmonic analysis result.



(a) Without proposed method



(b) With proposed method

Fig.8. Switching waveforms both with and without proposed method

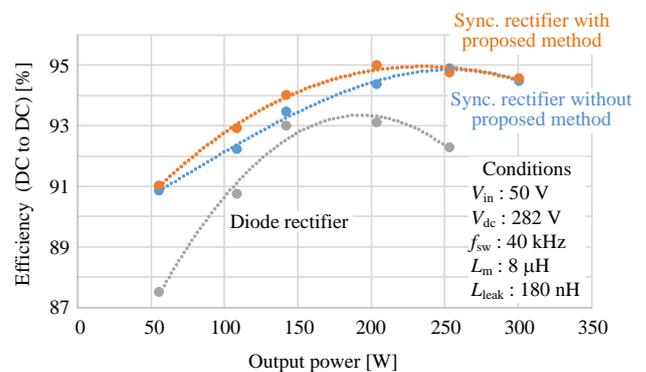


Fig. 9. Efficiency characteristics of flyback converter.