

# 電流三角波モードによるフライバック AC-DC コンバータの 導通損失低減法

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

## Conduction Loss Reduction for AC-DC Fly-back Converter by Triangular Current Mode

Yasuo Uchida, Student Member, Hiroki Watanabe, Member, Jun-ichi Itoh, Senior member,  
(Nagaoka University of Technology)

Active-clamp fly-back converters reduce switching losses by achieving ZVS. However, conduction losses increase due to conduction of resonant current. In this paper, Triangular current mode (TCM) control is applied to a fly-back converter to achieve both ZVS and conduction loss reduction. Experimental results show that the fly-back converter achieved ZVS by TCM control. The conduction loss of active-clamp circuit was reduced by 40%.

キーワード：フライバックコンバータ，ゼロ電圧スイッチング，電流三角波モード

Keywords：Fly-back converter, Zero Voltage Switching, Triangular Current Mode

### 1. はじめに

モバイル機器やノートパソコン等の充電器として AC アダプタやパワーデリバリー(PD)が広く用いられており、これらの充電器には小型化や電氣的絶縁、直流電圧の制御が要求される。充電器に適用する DC-DC コンバータとして、フライバックコンバータは少ない部品点数で上述した機能を実現出来るため広く用いられている。また電力変換効率向上の観点から様々なソフトスイッチングによる制御法が検討されている。

疑似共振制御ではゼロ電流期間中に発生する共振電圧のボトム付近でスイッチングを行うことでスイッチング損失を低減出来る<sup>(1)-(5)</sup>。しかし、この共振電圧の最低値は共振回路のパラメータに依存するため、設計条件によってはスイッチング時に電圧が残存し、不完全ゼロ電圧スイッチング(ZVS)となる。一方で、アクティブクランプ(ACF)フライバックコンバータでは RCD スナバの代わりに電圧クランプ用のキャパシタと半導体スイッチをトランスに並列接続することで漏れインダクタンスに起因するサージ電圧抑制のほか、クランプキャパシタと漏れインダクタンスとの共振を利用することで ZVS 動作となる<sup>(6)-(9)</sup>。しかし、アクティブクランプ回路内には大きな共振電流が発生するため、導通損失および銅損の増加が懸念される。

本論文ではアクティブクランプフライバックコンバータをベースとして、電流三角波モード(TCM)を適用すること

でアクティブクランプ回路の共振電流を抑制する手法を提案する。アクティブクランプ回路のオン期間を短く設定することでサージ電圧抑制と共振電流の低減を図る。また励磁電流に負電流期間を設けることで ZVS を達成する。実験結果より従来のアクティブクランプフライバックコンバータに対して共振電流の実効値を 40%低減出来たため報告する。

### 2. アクティブクランプフライバックコンバータの動作原理

図 1 にアクティブクランプフライバックコンバータを用いた AC-DC コンバータを示す。本回路は同期整流回路、アクティブクランプフライバックコンバータから構成され、同期整流回路は系統周波数でスイッチングを行う。DC リンク電圧は小容量キャパシタを用いることで全波整流状の電圧波形とし、入力電流制御により力率改善を行う。アクティブクランプ回路は主スイッチ  $S_1$  のターンオフ後にデッドタイムを介してターンオンすることで漏れインダクタンスのエネルギーをクランプキャパシタ側で吸収し、 $S_1$  のターンオフサージ電圧を抑制する。

図 2 にアクティブクランプフライバックコンバータの動作波形を示す。なお図 2 中 Mode2 と Mode4 はデッドタイム期間となるため、すべてのスイッチング素子はオフとする。まず Mode1 にて  $S_1$  がターンオンすることで励磁電流が線形増加し、Mode1 終了時に  $S_1$  がターンオフする。Mode3

では励磁インダクタンスに蓄えられたエネルギーが負荷に供給されると同時に  $S_c$  がターンオンすることで漏れインダクタンスのエネルギーをクランプ回路内で循環させる。この時  $S_c$  はターンオンの直前のデッドタイム期間で寄生容量を放電するため ZVS 動作となる。本期間中に漏れインダクタンスとクランプキャパシタで共振することでアクティブクランプ回路とトランスの閉ループ内では共振電流が発生する。この時の共振周波数  $f_{res}$  は(1)式となる。

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_l C_c}} \dots\dots\dots(1)$$

ここで  $L_l$  は漏れインダクタンス,  $C_c$  はクランプキャパシタである。Mode3 終了時に共振電流の電流方向が負の状態になることで  $S_1$  がターンオンする直前に  $S_1$  の寄生容量を放電できるため,  $S_1$  も ZVS 動作となる。一方でこの共振電流は負荷には流れない循環電流となる。これにより共振電流による各スイッチの導通損失の増加やトランスの銅損の増加が懸念される。そこで本論文ではアクティブクランプ回路を  $S_1$  のサージ電圧抑制後にターンオフし, 共振を止めることで循環電流を抑制する手法を提案する。さらに  $S_1$  で ZVS 動作を行うためにトランス二次側を半導体スイッチに変更し, 負の励磁電流によって ZVS 動作を行う TCM を適用する。

### 3. 電流三角波モードによる電流実効値低減法

図 3 に図 1 のアクティブクランプフライバックコンバータを基に TCM を適用した際の回路図を示す。本手法では負の励磁電流を発生させるためにトランス二次側のダイオードを半導体スイッチに置き換える。TCM は電流臨界モード条件を基に可変周波数制御により実現する。励磁電流のゼロ電流を検出し, その後必要な負電流に応じて  $S_2$  のオン期間を調整することで負電流を生成する。そのためトランス 2 次側には電流検出用のシャント抵抗を接続する。なお, シャント抵抗の使用は損失の増加が懸念されるため, 今後センサレスによる TCM 制御などを検討予定である。

図 4 に TCM の動作波形を示す。なお図 2 と同様に Mode2 と Mode5 はデッドタイム期間となる。Mode1 から Mode3 までのスイッチングパターンは従来のアクティブクランプフライバックコンバータと同様となる。提案する手法ではアクティブクランプのスイッチ  $S_c$  のオン期間を短く設定することでアクティブクランプ回路-トランス間で発生する共振を止める。このとき Mode4 では二次側スイッチ  $S_2$  がオンし続けているため励磁インダクタンスに蓄えられたエネルギーは引き続き負荷に対して供給される。スイッチ  $S_1$  で ZVS を行うために, 励磁電流を負側に流すことで Mode1 直前のデッドタイムで  $S_1$  の寄生容量が放電され, ZVS 動作となる。

図 5 に制御ブロック図を示す。DSP 内で各スイッチのオン期間指令を計算し FPGA 内でスイッチングパルスに変換する。TCM における負電流期間はゼロクロス検出回路から

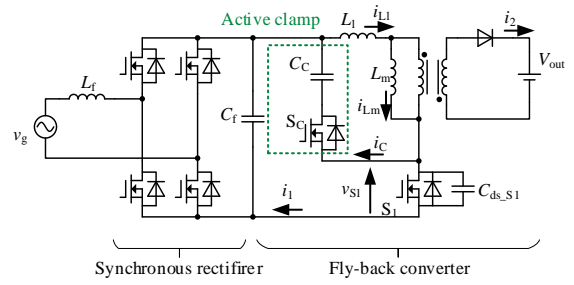


Fig. 1. Circuit configuration of active clamp fly-back AC-DC converter.

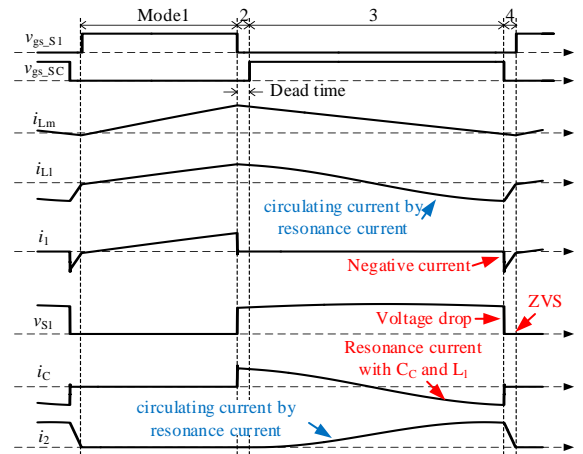


Fig. 2. Key waveforms of active clamp fly-back converter.

の信号をトリガとして必要な負電流が得られるように二次側  $S_2$  のオン期間を設定する。

図 5 の各オン期間導出式の導出過程を示す。導出の簡単化のために共振などは考慮しない。フライバックコンバータは入力電流の力率を改善するために, 全波整流状の DC リンク電圧に対して一次側電流の平均値が線形となるように制御する。共振を考慮しない場合フライバックコンバータの一次側電流時間積は図 4 の赤い三角形の面積と青い三角形の面積の差分となるため, 一次側電流平均値  $i_{1avg}$  は(2)式となる。

$$i_{1avg}(t) = \frac{1}{2T_{sw}} (I_{peak} \times (T_1 - T_{1bot}) - I_{bot} T_{1bot}) \dots\dots\dots(2)$$

ここで  $T_1$  は  $S_1$  オン期間,  $T_{1bot}$  はボトム電流からゼロクロスまでにかかる時間,  $T_{sw}$  はスイッチング周期,  $I_{peak}$  は電流ピーク,  $I_{bot}$  はボトム電流である。次に, 図 4 の励磁電流の傾きより(3)~(5)式が導出される。

$$T_{1bot} = \frac{L_m}{|v_{in}(t)|} I_{bot} \dots\dots\dots(3)$$

$$T_{sw} = \frac{|v_{in}(t)| + NV_{out}}{NV_{out}} T_1 \dots\dots\dots(4)$$

$$I_{peak} = \frac{|v_{in}(t)|}{L_m} T_1 - I_{bot} \dots\dots\dots(5)$$

ここで  $L_m$  は励磁インダクタンス,  $v_{in}$  は DC リンク電圧,  $N$  は巻き数比,  $V_{out}$  は出力電圧である。(2)~(5)式より一次側電流平均値と DC リンク電圧の関係式が得られる。一次側電

流平均値と DC リンク電圧の比  $K_{in}(t)$  は(6)式となる。

$$K_{in}(t) = \frac{i_{avg}}{|v_{in}(t)|} = \frac{NV_{out}(T_1 - 2I_{bot}L_m \frac{1}{|v_{in}(t)|})}{2L_m(|v_{in}(t)| + NV_{out})} \dots\dots\dots(6)$$

ここで、 $K_{in}(t)$  は力率改善のため一定値とする。入力電力  $P$  と入力電圧実効値  $V_{in}$  より  $K_{in}(t)$  は(7)式となる。

$$K_{in}(t) = \frac{P}{V_{in}^2} \dots\dots\dots(7)$$

(6)(7)式より一次側スイッチオン期間は(8)式となる。

$$T_1 = \frac{2PL_m(|v_{in}(t)| + NV_{out})}{NV_{out}V_{in}^2} + 2I_{bot}L_m \frac{1}{|v_{in}(t)|} \dots\dots\dots(8)$$

また図 4 の励磁電流の傾きより電流ゼロクロスからボトム電流到達までの時間  $T_{2bot}$  と  $S_2$  オン期間  $T_2$  は(9)(10)式となる。

$$T_{2bot} = \frac{L_m}{NV_{out}} I_{bot} \dots\dots\dots(9)$$

$$T_2 = \frac{|v_{in}(t)|}{NV_{out}} T_1 \dots\dots\dots(10)$$

最後に  $S_2$  オン期間からアクティブクランプスイッチ  $S_c$  のオン期間  $T_c$  は(11)式となる。

$$T_c = a \times \frac{|v_{in}(t)|}{NV_{out}} T_1 \dots\dots\dots(11)$$

ここで、 $a$  は  $S_2$  オン期間に対する  $S_c$  オン期間の割合を示す定数であり、0.0~1.0 の値をとる。 $a$  が小さいほどクランプキャパシタの平均電圧が高くなり、その結果  $S_1$  と  $S_c$  のドレインソース間電圧が高くなるが、クランプキャパシタの共振期間が短くなるため導通損失の低減が見込める。最適な  $a$  の条件については稿を改めて報告する。

#### 4. 実機検証

表 1 に実験条件を示す。なお本論文では入力側に交流電源、出力側に電子負荷と電解コンデンサを用いて実験を行っている。TCM におけるクランプスイッチのオン期間定数  $a$  は今回 0.2 とした。

図 6 に TCM を適用した際の定格出力時の系統電圧、系統電流波形を示す。図 6 より提案制御を適用することで入力電流を正弦波状に制御できていることがわかる。この時の THD は 4.24% となった。出力直流電流の脈動は単相電力脈動の影響である。

図 7 に TCM を適用した場合の入力電圧ピーク付近における  $S_1$  ゲート-ソース間電圧波形、 $S_1$  ドレイン-ソース間電圧波形、 $S_1$  ソース電流波形を示す。図 7 より  $S_1$  ドレイン-ソース間電圧が 0V に下がったタイミングで  $S_1$  ゲート-ソース間電圧が立ち上がっているため、 $S_1$  は ZVS を達成している。

図 8 にアクティブクランプフライバックコンバータと TCM それぞれを適用した場合の入力電圧 100V における各種電流波形を示す。図 8 において漏れインダクタンス電流と一次側電流が右肩上がり、クランプ電流と二次側電流が 0 A になっている期間は  $S_1$  がオンしている期間であり、そ

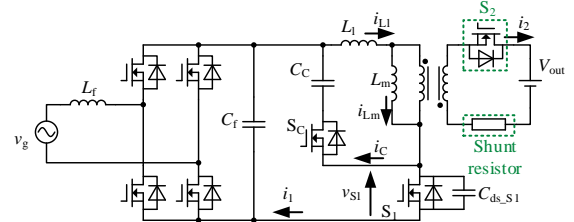


Fig. 3. Circuit configuration of TCM fly-back AC-DC converter.

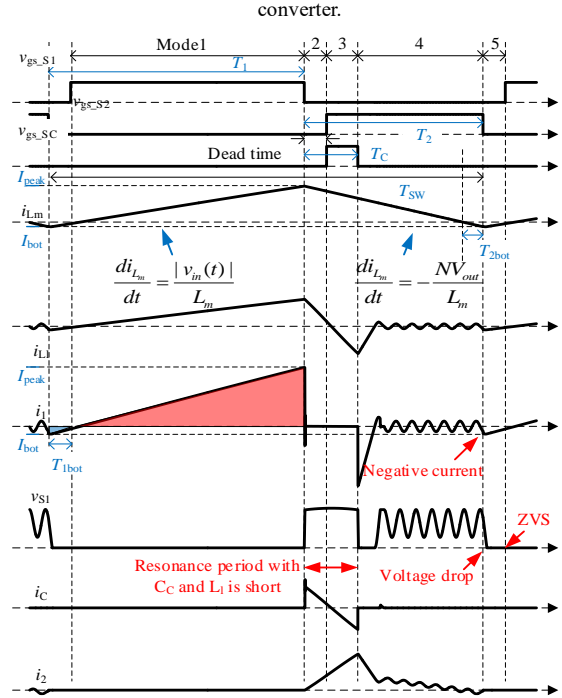


Fig. 4. Key waveforms of TCM fly-back converter.

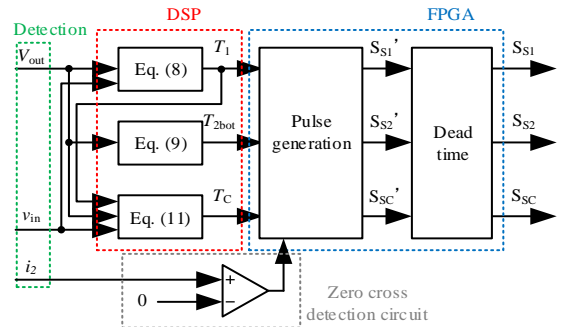


Fig. 5. Control block diagram of TCM.

他の期間はアクティブクランプフライバックコンバータの場合は  $S_c$  が、TCM の場合は  $S_2$  がオンしている期間である。実験結果により、漏れインダクタンス電流実効値の 6.67% の低減と、クランプ電流実効値の 40% の低減を確認した。一方で一次側電流実効値と二次側電流実効値は増加していることが確認出来る。電流実効値増加の原因はリングングの収束が長引いていることである。このリングングはトランスの漏れインダクタンスが小さくなると収束にかかる時間が短くなることまではわかっているため、今後はトランスパラメータの再設計を検討することで損失低減を図る。

#### 4. まとめ

本論文では ZVS を達成するフライバックコンバータの導通損失低減手法について検討した。提案制御法ではアクティブクランプ回路のオン期間を短縮し、クランプキャパシタの共振電流を低減することで電流実効値を低減する。実験結果により、漏れインダクタンス電流実効値の 6.67% の低減と、クランプ電流実効値の 40% の低減を確認した。今後は効率評価および TCM におけるシャント抵抗レス化による制御手法の検討を行う。

#### 文 献

- (1) J. -S. Li, T. -J. Liang, K. -H. Chen, Y. -J. Lu and J. -S. Li : "Primary-Side Controller IC Design for Quasi-Resonant Flyback LED Driver", ECCE2015 (2015)
- (2) M. A. Rezaei, K. -J. Lee and A. Q. 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) G. -S. Seo, B. -H. Cho, K. -C. Lee : "Electrolytic Capacitor-less PV Converter for Full Lifetime Guarantee Interfaced with DC Distribution", ECCE Asia2012(2012)
- (4) C. Huang and T. Mannen, and T. Isobe : "Improved Off-time Discrete Control for DCM Grid-tied Inverter with Accurate Average Current Model and Considering Nonlinear Parasitic Capacitance", ECCE2021(2021)
- (5) J. -H. Lai, T. -J. Liang, K. -H. Chen, H. H. -Chen and G. -T. Peng : "Primary-Side Controlled Flyback Converter with Propagation-Delay Compensation", IFEEC2023(2023)
- (6) R. Watson, C. Lee and G. C. Hua : "Utilization of an Active-Clamp Circuit to Achieve Soft Switching in Flyback Converters", IEEE Trans. Power Electron, Vol.11, No.1, pp. 162-169 (1996)
- (7) L. Xue and J. Zhang : "Highly Efficient Secondary-Resonant Active Clamp Flyback Converter", IEEE Trans. Ind. Electron, Vol.65, No.2, pp. 1235-1243 (2018)
- (8) W. Meng, L. Li, F. Zhang and J. Shu : "Soft-switching Resonant Active Clamp Flyback Converter based-on GaN HEMTs for MHz High Step-up Applications", 2021WiPDA Asia(2021)
- (9) F. -Z. Lin, T. -J. Liang, K. -H. Chen and K. -F. Liao : "Primary-Side-Controlled AC-DC Single Stage Active Clamp Flyback Converter", ECCE2023(2023)

Table. 1 Circuit parameters.

Symbol	Quantity	Value
$V_{in}$	Input voltage	100 V
$V_{out}$	Output voltage	24 V
$L_m$	Magnetizing inductance	331 $\mu$ H
$L_l$	Leakage inductance	24.7 $\mu$ H
$N$	Turns ratio	5
$C_c$	Clamp capacitor	2.0 $\mu$ F
$L_f$	Filter inductance	2.13 mH
$C_f$	Filter capacitor	500 nF
$R_{shunt}$	Shunt resistor	0.05 $\Omega$

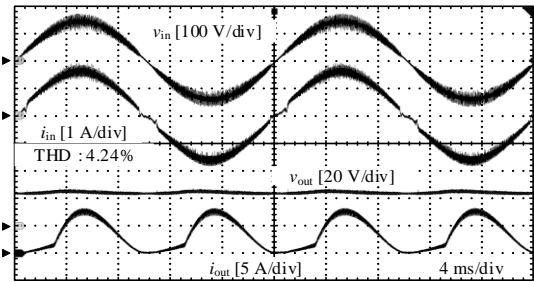


Fig.6. Input and output waveforms with TCM.

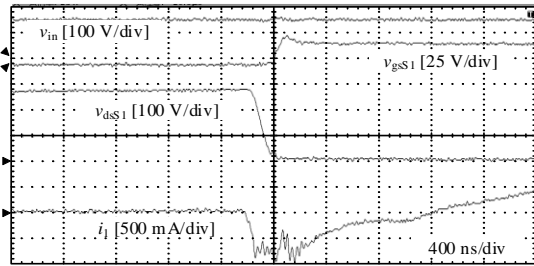
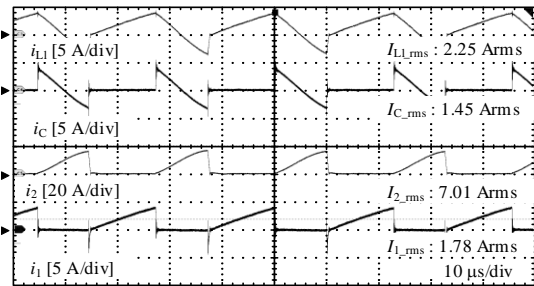
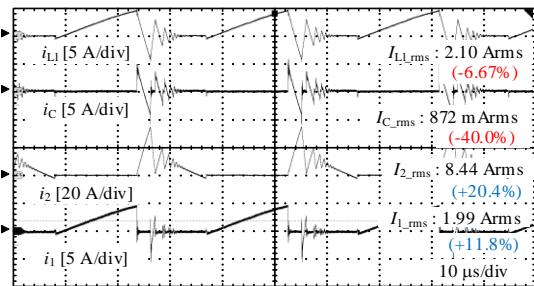


Fig.7. waveforms of  $S_1$  turn-on with TCM.



(a) With ACF.



(b) With TCM.

Fig.8. Switching waveforms.