

ハイブリッド電流モード制御を用いたフライバックコンバータの ZVS 法

内田 泰雄* 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)
泉本 尚人 木寺 和憲 岡田 健治 (パナソニック株式会社)

ZVS Method of Flyback Converter with Hybrid Current Mode Control
Yasuo Uchida*, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)
Naoto Izumoto, Kazunori Kidera, Kenji Okada, (Panasonic Co., Ltd.)

A flyback converter with discontinuous current mode (DCM) control for isolated ACDC converter is studied. Authors proposed a method applied current triangular mode control during the zero current period of the DCM to reduce switching loss. However, the resonance of secondary side current on the flyback converter is a problem for the applying the proposed method. In this paper propose a method to reduce the resonant current using an active clamp and simulate the proposed method. As a result, Authors checked to reduce resonance current.

キーワード : 絶縁型 AC/DC コンバータ, PFC, ZVS, フライバックコンバータ
(Isolated AC/DC converter, PFC, ZVS, Fly-back converter)

1. はじめに

各種モバイル機器用の電源として、スイッチング AC アダプタが利用されている。また本機器は整流器と DC/DC コンバータから構成される AC/DC 電力変換器から構成される。整流器にはコンデンサインプット型整流器を用いる場合があるが、本回路は電源力率の低下が課題の一つとしてある。一方で力率改善回路(PFC 回路)を用いることで電源力率を改善できるが電力変換回数の増加や部品点数の増加が懸念される⁽¹⁾⁽²⁾。

またフライバックコンバータを用いた回路構成が提案されている⁽³⁾。この回路構成ではフライバックコンバータのデューティとスイッチング周波数を固定した電流不連続モード(DCM)を用いた制御により、追加の PFC 回路を用いることなく力率改善が可能となる。しかし、ゼロ電流期間中の共振電流によるハードスイッチングが課題となる。

フライバックコンバータのゼロ電圧スイッチング(ZVS)手法として疑似共振を用いた手法とアクティブクランプ回路を用いた手法が検討されている⁽⁴⁾⁽⁵⁾。疑似共振はゼロ電流期間中の共振電圧がボトムに達したタイミングでスイッチングをすることでスイッチング損失を低減できる。しかし、疑似共振は可変周波数で動作するため、上述した固定周波数で力率改善を行う制御との両立が課題となる。またアク

ティブクランプ回路を用いた手法は、クランプコンデンサと漏れインダクタンスとの直列共振により負の励磁電流を通流させ寄生容量を放電したタイミングでスイッチングを行う手法であるが、本手法は電流連続モードで動作させる必要がある。

またフライバックコンバータの二次側ダイオードをスイッチに変更し、DCMの直前に負電流を通流することでDCM開始時のスイッチングでZVSを達成する手法を提案している⁽⁶⁾。しかし、この手法では一次側スイッチの代わりに追加したスイッチがハードスイッチングする。

これらの課題に対し、著者らはDCMのゼロ電流期間中に電流三角波モード(TCM)を適用するハイブリッド電流モード(HCM)制御を提案している⁽⁷⁾。本手法ではゼロ電流期間のみTCMで駆動することで寄生容量を放電する電流を流し、全ての素子でZVSを実現する。これまでの検討では励磁電流に着目し、その基本動作について検証した。TCMは臨界モード制御を基に実装するため、シャント抵抗等を用いてゼロ電流のタイミングを検出する必要がある。しかし、実際には二次側スイッチの寄生容量やトランスのインダクタンスの共振により共振電流が流れることが考えられ、その影響について十分検討できていなかった。

本論文ではハイブリッド電流モード制御における、共振電流が与える影響について検討する。特にアクティブクラ

ンプ回路、フライバックコンバータの二次側をスイッチとした場合において発生する共振について解析する。

2. 回路構成

図1に検討する絶縁型 AC/DC コンバータを示す。検討回路は同期整流回路とフライバックコンバータ、アクティブクランプ回路で構成する。同期整流回路の採用により AC/DC 部の導通損失を低減する。フライバックコンバータでは絶縁と出力電圧制御、PFC 動作を同時に達成する。アクティブクランプ回路は一次側スイッチのターンオフ時に変圧器の漏れインダクタンスに蓄積されたエネルギーを吸収し、サージ電圧の発生を抑制する。

3. 制御方法

図2に HCM 制御の概要を示す。なお、図2では簡略化のため励磁電流とスイッチングパターンのみを示し、共振については考慮していない。HCM 制御では DCM と TCM の二つの電流モードを使用する。DCM では入力電流の PFC を達成するために、デューティ、スイッチング周波数を一定として制御する。TCM は DCM におけるゼロ電流期間中に適用する。ゼロ電流期間終了時に一次側スイッチの寄生容量を放電する方向に電流を流すようにスイッチングすることで ZVS を達成する。

次に本制御における力率改善動作の原理を示す。DCM 期間中に流れる一次電流 i_{1_ave} は(1)式から求められる。

$$i_{1_ave}(t) = \frac{D_{1_DCM}^2}{2L_m f_{sw}} |v_g| \dots\dots\dots(1)$$

ここで D_{1_DCM} は DCM における一次側スイッチのデューティ、 L_m は変圧器の励磁インダクタンス、 f_{sw} はスイッチング周波数、 v_g は系統電圧である。(1)式における D_{1_DCM} と f_{sw} を定数とすることで、一次側平均電流と系統電圧の絶対値の関係が線形になることで系統電流が正弦波状になり、力率改善が実現できる。また 2 次側スイッチのデューティ D_{2_DCM} はトランスの電圧比と一次側スイッチのデューティを用いて (2)式で表される。

$$D_{2_DCM} = \frac{|v_g|}{NV_{out}} D_{1_DCM} \dots\dots\dots(2)$$

ここで N は変圧器の巻き数比、 V_{out} は出力直流電圧である。

TCM では励磁電流を三角波とするために臨界モード条件のデューティでスイッチングさせる。TCM における一次側スイッチのデューティ D_{1_TCM} は(3)式、二次側スイッチのデューティ D_{2_TCM} は(5)式で求められる。

$$D_{1_TCM} = \frac{NV_{out}}{(NV_{out} + |v_g|)} \dots\dots\dots(3)$$

$$D_{2_TCM} = 1 - D_{1_TCM} \dots\dots\dots(4)$$

ここで、 D_{1_TCM} は TCM の一次側デューティ、 D_{2_TCM} は二

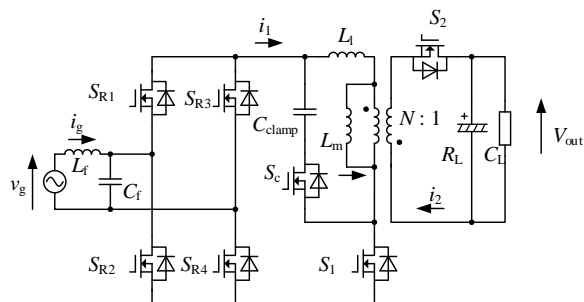


Fig. 1. Circuit configuration of AC/DC converter.

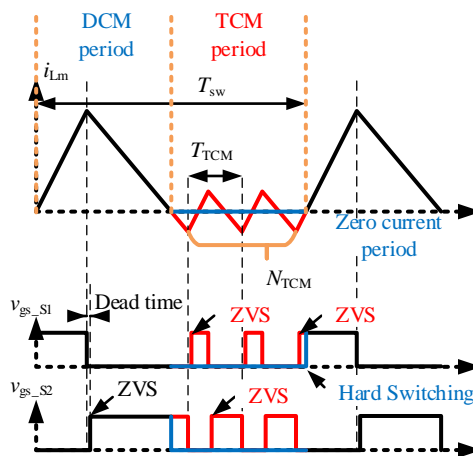


Fig. 2. Magnetizing current wave forms.

次側デューティである。

なお、TCM では他の電流モードと比較して大きなリップル電流が流れるため、ゼロ電流期間を TCM の 1 スwitching 周期として制御した場合、リップル電流により導通損失の増加が懸念される。よって TCM におけるスイッチング周期数を増加させることでリップル電流を抑制する。TCM の周期 T_{TCM} を(5)式に示す。

$$T_{TCM} = \frac{1 - D_{1_DCM} - D_{2_DCM}}{N_{TCM}} T_{sw} \dots\dots\dots(5)$$

ここで N_{TCM} は TCM のスイッチング周期数、 T_{sw} は DCM 期間を含むスイッチング周期である。 N_{TCM} を増加させることで TCM におけるスイッチング周波数が増加し、リップル電流を抑制することができる。なお、DCM のゼロ電流期間の長さに合わせて整数倍で調整する。TCM 期間中は常に各スイッチにおいて寄生容量がターンオン直前のデッドタイムで放電する方向に流れるため、ZVS が可能である。

4. 共振が制御に与える影響について

提案制御において、DCM では一定のスイッチング周波数で制御するのに対して、TCM は臨界モード制御を基に実装するため可変周波数駆動となる。この時のスイッチングパ

ルスは二次側電流のゼロ電流のタイミングを検出し、励磁電流がゼロとなるタイミングでスイッチングする素子を切り替えることでTCMを実現する。しかし、フライバックコンバータではスイッチング条件によって漏れインダクタンス、励磁インダクタンスと寄生容量、クランプコンデンサの間で共振が発生する。この共振が二次側電流に重畳した場合、二次側電流の傾きが図2のように線形にならない。その結果、正確なゼロ電流のタイミングを検出することが困難になることが考えられる。本章ではこの共振電流について考察する。

表1に各パラメータの値を示す。なお寄生容量の値は実際のスイッチングデバイス(STB23NM50N, IPB117N20NFD)の値を参照している。

図3に二次側スイッチオン時の等価回路を示す。この時一次側スイッチはどちらもオフ状態である。同図(a)はアクティブクランプオン時の等価回路で、同図(b)はアクティブクランプオフ時の等価回路である。等価回路から合成インダクタンスと合成キャパシタンスを導出し、共振周波数の式を導出した。

アクティブクランプオン時の共振周波数を(6)式に示す。

$$f_{clamp_ON} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_{ds1} + C_{clamp})}} \dots\dots\dots(6)$$

ここで、 f_{clamp_ON} はアクティブクランプON時の共振周波数、 C_{ds1} は一次側スイッチの寄生容量、 C_{clamp} はクランプコンデンサ容量である。 L は回路全体のインダクタンス成分であり、 L は(7)式で導出する。

$$L = L_1 + \frac{L_m L_2 N^2}{L_m + L_2 N^2} \dots\dots\dots(7)$$

ここで、 L_m は励磁インダクタンス、 L_1 は一次側漏れインダクタンス、 L_2 は二次側漏れインダクタンス、 N は変圧器の巻き数比である。

アクティブクランプオフ時の共振周波数を(7)式に示す。

この時の共振周波数を(8)式に示す。

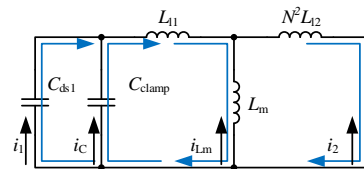
$$f_{clamp_OFF} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(\frac{C_{dsC}C_{clamp}}{C_{dsC} + C_{clamp}} + C_{ds1}\right)}} \dots\dots\dots(8)$$

(6)式、(8)式より共振周波数の違いは導通しているコンデンサによって変わっている。クランプコンデンサの容量はスイッチングデバイスの寄生容量に対して大きいため、アクティブクランプをオンしている時の共振周波数はアクティブクランプをオフしている時の共振周波数に比べて低くなる。共振周波数が低くなると共振電流の振幅が大きくなるため、二次側電流に重畳する共振電流の影響が無視できない。

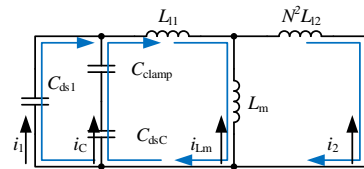
以上のことからアクティブクランプがオフしている時、共振周波数が高くなり、共振電流の影響を無視できることを確認した。そのため、アクティブクランプを二次側スイ

Table. 1 Parameters

Symbol	Quantity	Value
V_{in}	Input voltage	100 V
V_{out}	Output voltage	24 V
L_m	Magnetizing inductance	40 μ H
L_1	Primary side leakage inductance	100 nH
L_2	Secondary side leakage Inductance	100 nH
C_{clamp}	Clamp capacitor	250 nF
C_{ds1}	Parasitic capacitor of primary side switch	79 pF
C_{ds2}	Parasitic capacitor of secondary side switch	394 pF
C_{dsC}	Parasitic capacitor of active clamp	79 pF
N	Turn ratio of transformer	2



(a) When active clamp is ON



(b) When active clamp is OFF

Fig. 3. Equivalent circuits when secondary side switch is ON

チに同期せずに二次側スイッチがターンオフする前にアクティブクランプをターンオフし、ボトム電流検出を行う時には共振電流の影響を小さくする手法を提案する。

5. アクティブクランプ回路を用いた共振電流抑制

HCM 制御における臨界モード動作は二次側電流のゼロ電流を検出することで達成する。4章より、二次側スイッチに対してアクティブクランプスイッチを先にオフすることで共振電流が抑制され、励磁電流のゼロ電流を二次側電流から検出できることが明らかとなった。本章では、アクティブクランプのスイッチングタイミングとアクティブクランプコンデンサの容量について考察する。

アクティブクランプ回路は一次側スイッチがターンオフした際に一次側漏れインダクタンスのエネルギーを蓄える役割がある。クランプスイッチをオフするタイミングが極端に速い場合、一次側スイッチオフ時に蓄えられたエネル

ギヤが放電できず、一次側スイッチのサージ電圧およびクランプコンデンサ電圧が増加する。一方で、クランプスイッチのオン時間が短い場合、ボトム電流検出時に二次側電流に重畳している共振電流が抑制できず、正確なボトム電流検出が出来ない。そのため、クランプスイッチをオフするタイミングはサージ電圧が収束するタイミングと二次側のボトム電流検出をするタイミングを考慮して設計する必要がある。ただし、これらのタイミングは入出力の電圧条件とその条件により変化することに次側スイッチオン時間によって変わるため、今後の検討課題とする。

クランプコンデンサの容量は一次側スイッチのサージ電圧と二次側スイッチオン時の共振周波数に影響する。クランプコンデンサの容量が大きいほど電圧変動が小さくなり、サージ電圧を抑えることが可能となる。そのため、スイッチングデバイス選定の観点では、クランプコンデンサの容量は大きい方が好ましい。一方、クランプコンデンサ容量が小さい場合、二次側スイッチオンかつクランプスイッチオン時の共振周波数が低くなる。そのため、軽負荷やTCM制御時などの二次側スイッチオン時間が短くなった場合、二次側電流に共振電流が重畳した状態でボトム電流検出することとなり、ZVSが達成できない。そのため、クランプコンデンサの容量の決定の際には二次側スイッチのオン時間と共振周波数からクランプコンデンサの容量を決定する必要がある。

以上のことから、検討回路の二次側電流から励磁電流のボトム電流検出を行うためには、クランプスイッチのオフタイミングとクランプコンデンサの容量を調整することが必要であることが明らかとなった。

6. シミュレーションによる検証

図4にクランプスイッチのオン時間を変えた場合のシミュレーション結果を示す。表1にシミュレーションパラメータを示す。また、TCM期間ではクランプコンデンサの放電が十分にできないため、DCM期間のみクランプスイッチのオン期間を実装している。図5ではDCM期間中の二次側スイッチと同じ時間アクティブクランプをオンした場合、アクティブクランプのオン時間を短くした場合(二次側スイッチのオン時間の5%)、共振電流が0Aになった時にアクティブクランプをオフする場合の3パターンの波形である。二次側スイッチと同じ時間アクティブクランプをオンした場合にはボトム電流検出時にも共振電流が流れ、他の条件の波形に比べDCM期間が早く終わっている。これは正確に励磁電流のボトム電流を検出できていないことを示し、全スイッチングでZVSを達成できない可能性がある。

一方、アクティブクランプのオン時間を短くした場合と共振電流が0Aになった時にアクティブクランプをオフする場合ではボトム電流検出時に共振電流が低減され、二次

側スイッチのオン時間が設計値通りの8.33 μs となっている。しかし、クランプコンデンサの電圧に着目するとアクティブクランプのオン時間を短くした場合が、共振電流が0Aになった時にアクティブクランプをオフする場合に比べ1.29倍に上がっている。これはアクティブクランプのオン時間が短いことによってクランプコンデンサの放電時間が短くなっていることが原因だと考えられる。

以上の結果より、ボトム電流検出時の共振電流の低減のためには二次側スイッチがオフする以前にクランプスイッチをオフする必要があることを確認した。また、クランプコンデンサ電圧の低減のためにはクランプコンデンサの放電

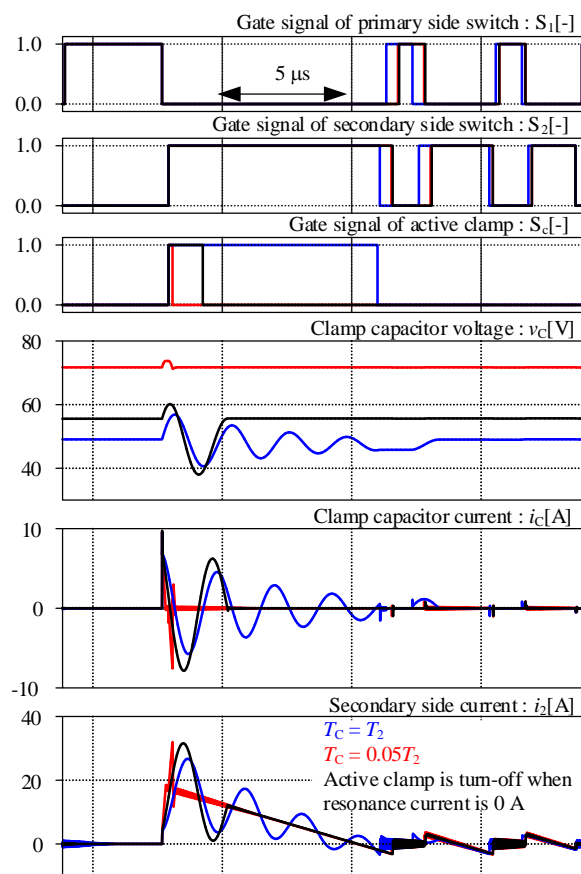


Fig. 4. Simulation results.

時間を確保する必要があることを確認した。

7. まとめ

本論文ではフライバックコンバータを用いた絶縁型 AC/DC コンバータの HCM 制御法において検出に必要な二次側電流に発生する共振電流を低減する手法を提案した。本提案法ではアクティブクランプのスイッチのオフタイミングを調整することで共振電流とサージ電圧を抑制する。また、クランプスイッチをオフするタイミングはサージ電圧が収束するタイミングと二次側のボトム電流検出をするタイミングを考慮して設計する必要があること、クランプコンデンサの容量は二次側スイッチのオン時間と共振周波数を考慮して設計する必要があることを示した。シミュレーションにおいて、共振電流が 0A の時、アクティブクランプをターンオフすることで、共振電流の低減とクランプコンデンサ電圧の低減が出来ることを確認した。今後は、実機試験による提案法の評価を予定している。

文 献

- (1) 大辻 悦尚, 宮下 收, 前田 明志:「電圧センサレス高力率 PWM 整流器」, 電気学会論文誌 D, Vol.117, No.1 pp.44-49 (1997)
- (2) 谷口勝則, 股野安浩, 森實俊光, 木村紀之:「高力率コンバータを活用した PAM 型インバータシステム」, 電気学会論文誌 D, Vol.117, No.9 号数 pp.1077-1084 (1997)
- (3) 長尾道彦, 森川竜一, 原田耕介:「不連続モード動作昇降圧形高力率 AC-DC コンバータの特性解析」, 電気学会論文誌 C, Vol.J75-C2, No.11 pp.686-695 (1992)
- (4) Xiaogao Xie, Jiansong Li, Kunsheng Peng, Chen Zhao, Qiang Lu: "Study on the Single-Stage Forward-Flyback PFC Converter With OR Control", IEEE, Vol.31, No.1 p.430-442 (2016)
- (5) Lingxiao Xue, Jason Zhang: "Highly Efficient Secondary-Resonant Active Clamp Flyback Converter", IEEE, Vol.65, No.2 p.1235-1243 (2018)
- (6) Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh: "Zero Voltage Switching Scheme for Flyback Converter to Ensure Compatibility with Active Power Decoupling Capability", IEEE, p.20-24 (2018)
- (7) 渡辺大貴, 伊東淳一, 泉本尚人, 後藤弘通:「DCM と TCM のハイブリット電流モード制御を用いた ZVS 方式絶縁型 AC/DC コンバータ」, 電気学会全国大会-4-098 (2022)