

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

渡辺 大貴*, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)
 泉本 尚人, 後藤 弘通 (パナソニック株式会社)

Isolated AC/DC Converter with ZVS Applying Hybrid Current Mode of DCM and TCM
 Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)
 Naoto Izumoto, Hiromichi Goto (Panasonic Co., Ltd.)

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。回路構成として、コンデンサインプット整流回路と絶縁型 DC/DC コンバータが多く採用されるが、電源効率の低下が課題となる。一方、電流不連続モード(DCM)を用いた効率改善法が提案されている⁽¹⁾。しかし、本制御はデューティとスイッチング周波数の制御に制約がある。特に疑似共振や電流三角波モード駆動といった可変周波数動作を伴う高効率制御は効率改善効果を低下させる。

本論文では DCM のゼロ電流期間中に電流三角波モード(TCM)を適用したハイブリット電流モード制御を用いた ZVS 法を提案する。シミュレーション結果より良好な結果を得られたため、以下詳細を報告する。

2 回路構成

図 1 に検討回路構成を示す。本回路は同期整流回路、フライバックコンバータ、アクティブクランプ回路から構成される。アクティブクランプ回路は漏れインダクタンスに起因するサージ電圧を抑制する。本回路では整流回路後段に大容量の平滑コンデンサを接続しない。この時の励磁電流平均値を系統電圧位相に同期した全波整流状に制御することで入力電流の効率を改善する。

3 制御方式

図 2 に DCM および提案法適用時の励磁電流、およびフライバックコンバータのスイッチングパターンを示す。はじめに、DCM における一次電流平均値は(1)式で表される。

$$i_p = \frac{|v_{ac}| D_{on}^2 T_{sw}}{2L_m} \dots \dots \dots (1)$$

ここで i_p は一次電流平均値、 v_{ac} は系統電圧、 D_{on} は S_5 のオンデューティ、 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。(1)式より、入力電流を正弦波化するためには、系統電圧と一次電流平均値の関係が線形となればよい。したがって D_{on} 、および T_{sw} を一定値とすることで効率を改善できる。一方、DCM では S_5 のターンオン直前にゼロ電流

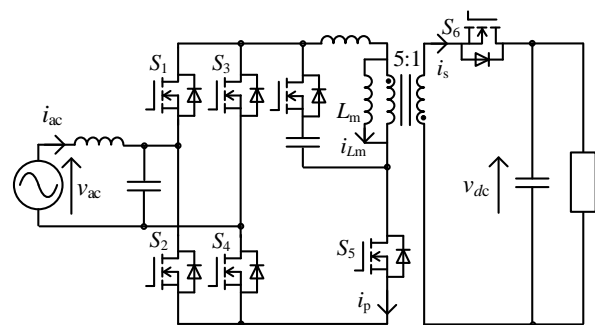


Fig.1. Circuit configuration of AC/DC converter.

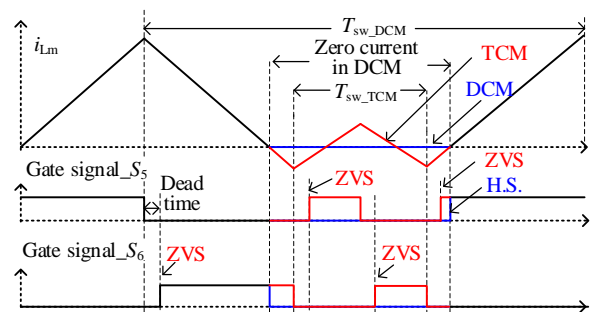


Fig.2. Inductor current waveforms.

期間があるため、ハードスイッチング動作となる。ZVS 手法として疑似共振⁽²⁾や電流三角波モード駆動があるが、これらの制御はスイッチング周期が常に変動するため、効率改善動作との両立が課題となる。

提案制御では、ゼロ電流期間中に三角波状のリプル電流を流すようにスイッチングパターンを追加する。 S_5 のターンオン直前に負電流を流すことでデッドタイム期間中に寄生容量を放電できるため、ZVS 動作となる。また DCM のスイッチング周期、およびオンデューティは一定値として駆動することで効率改善と ZVS 動作を両立する。TCM 期間中のリプル電流の平均値は DCM の電流平均値に対して十分小さいため、DCM の電流平均値にはほぼ影響を与えない。また S_6 については二次電流 i_s が常に寄生容量の放電方向に流れるため、ZVS 動作となる。

図 3 に制御ブロック図を示す。本制御は出力電圧制御と

力率改善動作を行う DCM 制御と、ZVS を行うための TCM 制御の 2 つから構成される。DCM 制御のマイナーループにはピーク電流モード制御を適用し、PI 制御器出力値に基づき励磁電流ピーク値を直接制御する。S₆ は S₅ のゲートパルスの立下りを検出しオンする。ここで TCM 期間中に負電流を流すために S₆ のターンオフのタイミングを、負電流指令 I_{bot} を用いて遅延させる。三角波電流における負の di/dt 期間の半値だけ遅延させる場合、負電流指令は(2)式で表される。

$$I_{bot} = -\frac{N^2 V_{dc} T_{off_TCM}}{L_m} \dots\dots\dots (2)$$

ここで T_{off_TCM} は TCM 期間中の S₅ のオフ期間である。TCM のスイッチングパターンは臨界モード時のデューティと、DCM におけるゼロ電流期間に位相を同期した三角波キャリアを用いて生成する。この時の S₅ のオンデューティ D_{on_S5} と TCM のスイッチング周期 T_{sw_TCM} は以下の式で表される。

$$D_{on_S5} = \frac{NV_{dc}}{|v_{ac}| + NV_{dc}} \dots\dots\dots (3)$$

$$T_{sw_TCM} = \frac{T_{zero}}{n} \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 N は巻数比、 n はキャリアの周期数、 T_{zero} はゼロ電流期間である。(4)式より、 n を増やすことで TCM の周波数が増加し、リップル電流を低減できる。

最後に、各制御で生成したゲートパルスに対して論理和を求めることで最終的なゲートパルス生成する。なお、TCM のゲートパルスについてはゼロ電流期間のみ出力を許可することで DCM パルスとの干渉を防止する。

4 シミュレーション結果

図 4 にシミュレーション結果を示す。なお、系統電圧は 100V_{rms}、出力電力は 100W、直流電圧指令は 48V とした。また DCM のスイッチング周波数を 50kHz、巻数比を 5:1、励磁インダクタンスを 50μH とした。

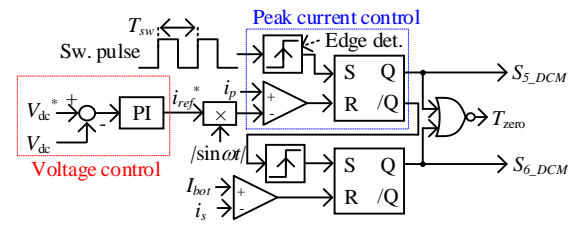
図 4(a) に入出力波形を示す。図 4(a) より、系統電流はほぼ力率 1 の正弦波電流となっており、力率改善動作ができることを確認した。また電圧指令値 48V に対して、実電圧が追従しており、電圧制御できることを確認した。なお、直流電圧には系統周波数の 2 倍周波数成分が重畳している。これは単相交流の電力脈動の影響である。

図 4(b) に励磁電流波形を示す。図 4(b) より、提案制御を適用することで、三角波電流がゼロ電流期間中に流れていることを確認した。これにより、フライバックコンバータは全てのスイッチング素子で ZVS を達成することができる。

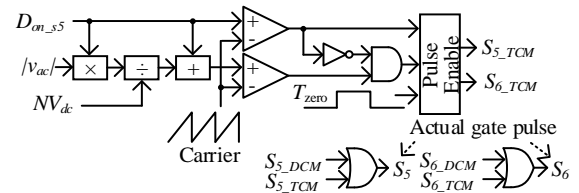
今後の予定は実機による検証を行う。

文 献

- (1) 五十嵐, 高橋: IEEJ Trans. D, Vol.117, No.8, pp. 927-932 (1997)
- (2) Z.-S. Ling, T.-J. Liang, L.-S. Yang, T.-H. Li: PEDS, pp.429-433 (2009)

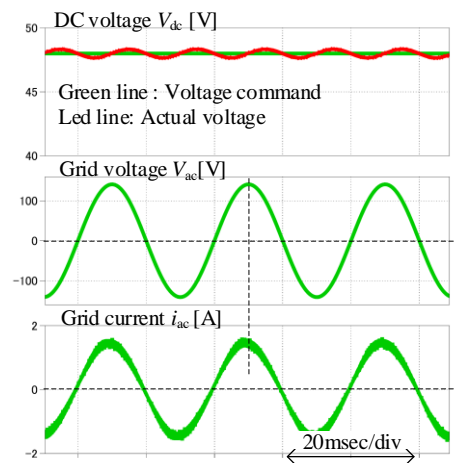


(a) DCM control

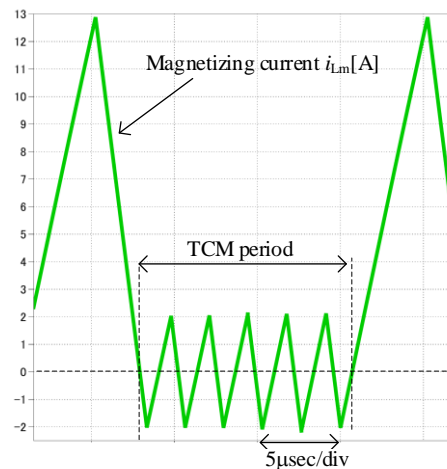


(b) TCM control

Fig.3. Control block diagram of proposed control.



(a) Input and output waveforms.



(b) Magnetizing current waveform

Fig.4. Simulation results.