

B-27 出力電圧に基づくデジタルピーク電流モードDC-DCコンバータの設計比較

青木浩志, 梶原一宏, 黒川不二雄
(長崎総合科学大学)

1. まえがき

昨今の高度デジタル社会の発展に伴い, CPU やマイコンに電力供給を行う POL (Point of Load) と呼ばれる DC-DC コンバータには, 従来以上に負荷変動時に優れた過渡特性を有する制御方式が必要とされている. DC-DC コンバータの制御方式は主に電圧モード制御および電流モード制御に分類され, 中でもピーク電流モード制御は優れた過渡特性を示す方式として知られている. 著者らは既に, これまで実装が困難であったデジタル制御方式でのピーク電流モード制御を提案し, その有効性について検証してきた^[1]. 一方, DC-DC コンバータの出力電圧は用途により様々なため, 異なる仕様における提案方式の設計方針を明らかにする必要がある.

本稿では, DC-DC コンバータの用途に応じた設計方針を明らかにするため, 提案するデジタルピーク電流モード制御 DC-DC コンバータにおいて, 出力電圧が 5V および 3V の場合の設計を行い, 比較検証を行った.

2. 動作原理

図1にデジタルピーク電流モードDC-DCコンバータの回路構成を示す. 出力電圧 e_o およびリアクトル電流 i_L に相当する電圧 e_s を用いて主スイッチのオン時間 T_{on} を決定する. 図2に i_L のピーク電流検出部の動作波形を示す. e_o の値を用いてデジタル制御回路でPID制御が行われその値に基づいて電流検出開始時間 T_D が決定する. その後, RC積分回路, コンパレータおよびRSフリップフロップで構成されるピーク電流検出器においてRC積分電圧 v_{rc} が上昇し, しきい値電圧 V_{th} に達したときに T_{r1} がターンオフされる. 電流検出時間 T_{cs} は i_L の大きさによって変化するため, 負荷変動が生じてもオン時間がすぐに調整され, 優れた過渡特性が得られる. 一方, 提案方式は i_L が減少するにつれて T_{cs} が大きくなるため, 適切にRC積分回路の時定数 τ を決める必要がある.

3. 制御特性および過渡特性

検証に用いたシミュレーション回路パラメータは, $E_i = 15V$, 出力電圧目標値 $E_o^* = 5V$ および $3V$, スwitchング周期 $T_s = 10\mu s$, $L = 175\mu H$ および $C_o = 600\mu F$ である. 提案方式の静特性解析により, 出力電圧が負荷に関わらず安定化する条件は, $T_{cs}/T_s < E_o^*/E_i$ である. 図3(a)に示す T_{cs}/T_s の特性において, 5V 出力では $\tau/T_s = 0.264$ で設計条件を満たすため, 出力電圧は安定するが, 3V では図3(b)に示すように, 軽負荷時において出力電圧は不安定となるため $\tau/T_s = 0.132$ に設計する必要がある. 図4に負荷電流 I_o を 0.5A から 1A にステップ変化させた時の電圧モードとピーク電流モード制御方式の過渡特性を示す. 5V 出力では電圧モード制御方式のアンダーシュートは 2.92% およびピーク電流モード制御方式のアンダーシュートは 3.88% であり, e_o のアンダーシュートを 25% 改善することができた. 3V 出力では電圧モード制御方式が 6.16% ピーク電流モード制御方式が 4.30% であり, e_o のアンダーシュートを 30% 改善することができた. 結果として, 出力電圧に基づく提案方式の設計方針を示し, 優れた過渡特性を有することを確認した.

謝辞

本研究の一部は, JSPS 科研費 23K13322 の助成による. 参考文献

[1] K. Kajiwara et al.: IEEE ICRERA, pp. 1-4, 2019.

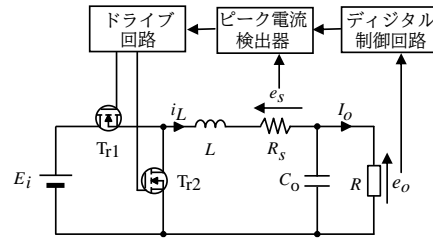


図1 回路構成

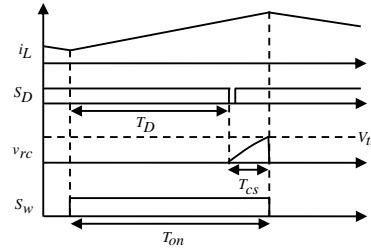
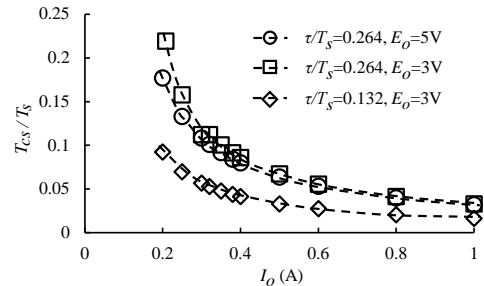
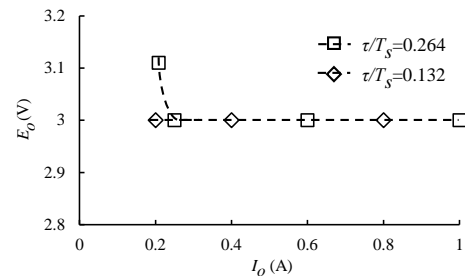


図2 動作波形

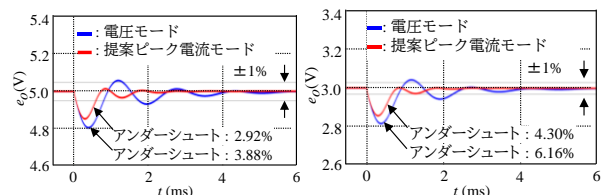


(a) T_{cs}/T_s の特性



(b) $E_o = 3V$ における $I_o - E_o$ 特性

図3 静特性



(a) $E_o = 5V, \tau/T_s = 0.264$

(b) $E_o = 3V, \tau/T_s = 0.132$

図4 過渡特性