

スイッチング電源の過電流制限モードにおける ノイズの抑制と安定性

松尾博文* 黒川不二雄*
前田稔*

Noise suppression and stability in the overcurrent Limited mode of the switching power supply

by

Hirofumi MATSUO, Fujio KUROKAWA and Minoru MAEDA

The steady state and dynamic characteristics in the overcurrent limited mode of the dc-dc converter with energy storage reactor are analyzed theoretically and experimentally. It is revealed that foldback current limiting, constant current and voltage drooping characteristics are realized when the dc gain of the overcurrent limiting control circuit is larger than, equal to and less than unity, respectively, and that the stability in the overcurrent limited mode can be improved by employing a derivative compensator and smaller inductance of the energy storage reactor.

1. まえがき

DC-DC コンバータにおいては、電源あるいは負荷装置の保護を目的として、制御回路に過電流制限の機能が付加されている。過電流制限回路では増幅器の利得が比較的高いためスイッチングノイズの影響を受け易く、これを抑制するために、抵抗とキャパシタによる積分補償が普通用いられている¹⁾²⁾。しかし、積分補償を使用すれば、過電流制限モードにおいて回路動作が不安定になることがある。この場合、リアクトル電流は間欠的な流れを示し、過大なピーク値を取る³⁾。従来、エネルギー蓄積用リアクトルをもつ DC-DC コンバータの過電流制限モードにおける動特性についての十分な考察および検討は行われていないようである。

本論文では、まず、エネルギー蓄積用リアクトルをもつ DC-DC コンバータの過電流制限モードにおける動特性の改善を計るために、従来の抵抗とキャパシタによる積分補償に加えて微分補償を施すことを提案した³⁾。つぎに、提案した過電流制限回路をもつ DC

—DC コンバータの過電流制限モードにおける静特性および動特性の解析を行い、過電流制限特性、回路動作の安定性について検討した。

その結果、DC-DC コンバータの過電流制限モードにおいて、過電流制限特性がフの字特性、定電流特性、電圧垂下特性を示すための条件、微分補償による安定性の改善および回路動作が安定であるための条件が明らかにされた。

2. 過電流制限回路の構成と基本特性

Fig. 1 は本研究で電力処理回路として用いるエネルギー蓄積用リアクトルをもつ降圧形 DC-DC コンバータの基本回路である。また、Fig. 2 は従来の抵抗とキャパシタからなる積分補償に加えて、微分補償を施した過電流制限回路の原理的な構成図である³⁾。過電流制限回路の入力としては、過電流検出抵抗 R_0 と出力分圧抵抗 R_2 の直列接続の両端の電位差 e_s が用いられる。また、DC-DC コンバータのスイッチ T_1 の

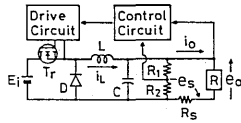


Fig. 1 Buck type dc-dc converter with energy storage reactor.

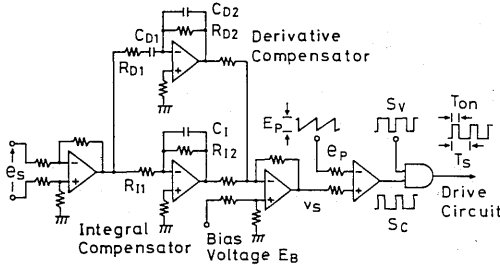


Fig. 2 Configuration of the proposed overcurrent limiting control circuit, composed of the integral and derivative compensators.

ドライブ信号は、定電圧制御回路⁴⁾からの出力パルス信号 S_V と過電流制限回路からの出力パルス信号 S_C とをアンドゲートに加えることにより作られる。したがって、このアンドゲートにより、定電圧モードと過電流制限モードとの切り換えが行われる。

ここでまず、定電圧制御回路に Fig. 2 の過電流制限回路を付加した DC-DC コンバータの定常状態における出力特性について検討する。

定常状態においては、Fig.1 の回路は Fig.3 の等価回路で表わされる^{5), 6)}。また、Fig. 2 における微分および積分補償回路の直流利得はそれぞれ零および R_{12}/R_{11} である。したがって、過電流制限モードでは、スイッチ T_r のドライブ信号 S_C のデューティ比 T_{on}/T_s は

$$T_{on}/T_s = H_c E_s + E_B/E_P \quad (1)$$

である。ただし、 E_s 、 E_B および E_P はそれぞれ過電流検出電圧 e_s の平均値、バイアス電圧および鋸波 e_P の振幅である。また、 H_c は

$$H_c = (R_{12}/R_{11})/E_P \quad (2)$$

である。定常状態におけるエネルギー蓄積リアクトルをもつ DC-DC コンバータの定電圧モードでの出力電圧を E_o^* 、出力電流 I_o 。またはリアクトル電流 I_L の制限値 (最大値) を I_M とすれば、Fig. 3 および式(1)より、

$$1 - \frac{I_o}{I_M} = \frac{G-1}{r+R_s(1+E_i H_c G)} \cdot \frac{E_o^* - E_o}{I_M} \quad (3)$$

が得られる⁶⁾。ただし、 r は DC-DC コンバータの内部損失等価抵抗であり、また、 G は Fig.1 の回路定数および式(2)の H_c を用いて

$$G = E_i H_c R_2 / (R_1 + R_2) \quad (4)$$

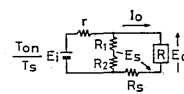


Fig. 3 DC equivalent circuit model of Fig. 1.

と表わされる。式(3)において、特に $E_o=0$ に対応した短絡電流を I_{sc} とすれば、

$$1 - \frac{I_{sc}}{I_M} = \frac{G-1}{r+R_s(1+E_i H_c G)} \cdot \frac{E_o^*}{I_M} \quad (5)$$

が成り立つ。

Fig. 4 は G をパラメータとした場合の過電流制限特性の 1 例である。図中、理論値と実験値とは良く一致し、エネルギー蓄積リアクトルをもつ DC-DC コンバータの過電流制限モードにおける静特性が式(3)により統一的に論じられることが分る。すなわち、過電流制限特性は、 $G>1$ ならばフの字特性を、 $G<1$ ならば電圧垂下特性を、 $G=1$ ならば定電流特性を示すことが明らかになった。

3. スイッチングノイズの抑制と安定性

過電流制限回路では、利得 H_c が比較的高いので、スイッチングノイズの影響を受け易く、これを抑制するために、Fig. 2 に示すようなキャパシタ C_1 による積分補償が施されている^{1), 2)}。Fig. 5 は C_1 のキャパシタンスが比較的小さい ($C_1=51\mu F$) 場合の鋸波 e_P 、コンパレータの入力電圧 v_s およびスイッチ T_r のドライブ信号 S_C の観測波形である。図より明らかなように、この場合、過電流制限回路はスイッチングノイズの影響により誤動作をしていることが分る。

一方、このスイッチングノイズの影響を抑制するために、 C_1 のキャパシタンスを増加すると、Fig. 6 に示すように、過電流制限モードにおける DC-DC コンバータの動作は不安定となり、出力電圧 e_o に低周波の自励振動が生じることがある。この場合、リアクトル電流 i_L は間欠的な流れを示し、過大なピーク値を取

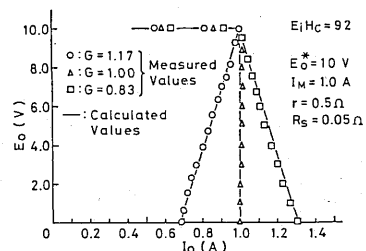


Fig. 4 Overcurrent limiting characteristics in steady state, taking the dc gain G as a parameter.

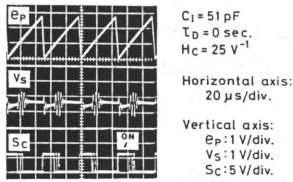


Fig. 5 Observed waveforms of the signals e_p , v_s and S_c in Fig. 2.

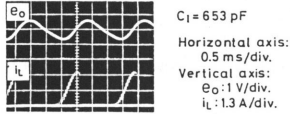


Fig. 6 Observed waveforms of e_o and i_L .

る。このように、スイッチングノイズ抑制のための積分補償回路により位相遅れが生じ、回路動作の安定性が損なわれる場合があり、実用に際して問題がある。そこで、Fig. 2では、この位相遅れを改善し、回路動作の安定性を向上させるために微分補償回路が設けられている。ただし、この微分補償回路では、スイッチングノイズ抑制のために、 R_{D2} に並列に C_{D2} が付加されている。

Fig. 2において、過電流検出電圧 e_s とスイッチ T_r のドライブ信号 S_c のデューティ比 T_{on}/T_s との間の伝達関数 $H(s)$ は、

$$H(s) = -\frac{\Delta T_{on}(s)/T_s}{\Delta e_s(s)} = H_C \left\{ \frac{sT_D}{(1+sT_1)(1+sT_2)} + \frac{1}{1+s\tau_1} \right\} \quad (6)$$

となる。ただし、

$$\left. \begin{aligned} \tau_D &= C_{D1}R_{D2}R_{11}/R_{12}, \quad \tau_1 = C_1R_{12}, \\ T_1 &= C_{D1}R_{D1}, \quad T_2 = C_{D2}R_{D2} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

である。

また、Fig. 7は状態平均化法を適用して求めたFig. 1の回路の動的等価回路である。図において、 Δe_i , ΔR および Δe_o はそれぞれ入力電圧 E_i 、負荷抵抗 R および出力電圧 e_o の微小変化分である。式(6)およびFig. 7よりFig. 8に示す過電流制限モードにおけるDC-DCコンバータの伝達関数表示が求められる。ただし、Fig. 8では、 R_1+R_2 が R 、 R_s および $|r_c+1/(sC)|$ より十分大きいものと仮定されている。Fig. 8より、入力電圧 E_i または負荷抵抗 R の微小変化に伴う出力電圧 e_o あるいはリアクトル電流 i_L の変化との間の具体的な伝

達関数を導くことができる。この伝達関数にフルピッツの判別法を適用することにより、安定限界が求められる。

Fig. 9は、エネルギー蓄積用リアクトルのインダクタンス L をパラメータとした場合の過電流制限モードにおける系の安定限界を示したものである。図より、微分補償回路の τ_D により、系の安定性が十分に改善されることが分る。また、スイッチング周波数を高くしてリアクトルのインダクタンス L を小さくすれば、 τ_1 および τ_D に関して安定領域が広がることが分る。

なお、Fig. 2では、 τ_1 および τ_D のそれぞれが動特性に及ぼす影響を検討するために、積分補償回路に並列に微分補償回路を付加した。しかし、実用に際しては、微分補償回路における R_{D1} と C_{D1} との直列回路に抵抗 R_I を並列に接続して、 R_I , R_{D2} , C_{D2} により積分補償回路の機能を持たせ、Fig. 2に示す積分補償回路を取り除いた回路構成にすることもできる。

4. むすび

以上、エネルギー蓄積用リアクトルをもつDC-DC

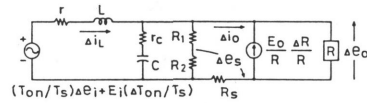


Fig. 7 Dynamic equivalent circuit model of Fig. 1.

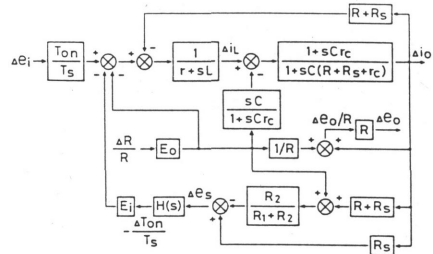


Fig. 8 Transfer function representation of the dc-dc converter in the overcurrent limited mode.

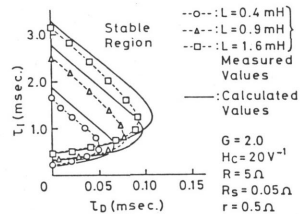


Fig. 9 Stability in the overcurrent limited mode, taking the inductance of the reactor as a parameter.

コンバータの過電流制限モードにおける静特性および動特性の解析を行い、次の結果を得た。

(1) 定常状態における過電流制限特性は、 $G > 1$ ならばフの字特性を、 $G < 1$ ならば電圧垂下特性を、 $G = 1$ ならば定電流特性を示す。

(2) 過電流制限モードにおける安定性は、微分補償回路の τ_D により、十分に改善される。

(3) τ_i および τ_D に関しての安定領域は、スイッチング周波数を高くしてエネルギー蓄積用リアクトルのインダクタンス L を小さくすることにより、広げられる。

最後に、日頃から御鞭撻いただく九州大学工学部教授原田耕介先生に深謝いたします。なお、本研究の一部は文部省科研費試験研究No.60850070により行われたことを付記します。

文 献

- 1) Ferranti Ltd.: Switching Regulator Control and Drive Unit, 9—12 (1987).
- 2) NEC: 集積回路技術資料, I E A—526B, 10—20 (1979).
- 3) 松尾, 黒川, 前田: 昭和60年度電気関係学会九州支部連合大会講演論文集, 605 (1985).
- 4) 松尾博文: 電気学会電子回路機能と技術シンポジウム資料, 5 (1979).
- 5) G. W. Wester and R. D. Middlebrook: IEEE Trans. AES, AES—9, 376—385 (1973).
- 6) 松尾, 黒川, 前田, 田内: 昭和61年度電気関係学会九州支部連合大会講演論文集, 1036 (1986).