

## DC-DCコンバータの過電流制御回路に関する考察

松尾博文\*・黒川不二雄\*  
竹田仰\*\*Consideration for the Overcurrent Limiting Control  
Circuit of the DC-DC Converter

by

Hirofumi MATSUO\*, Fujio KUROKAWA\*  
and Takashi TAKEDA\*\*

In the controller of the dc-dc converter, the overcurrent limiting control circuit is often prepared to protect the power stage of the dc-dc converter and/or the load. In this case, the operation of the dc-dc converter is divided into to major modes, i. e., the constant voltage-regulated and overcurrent-limited modes. In the overcurrent-limited mode, the controller may be affected easily by the switching noise from the power stage because the gain of the overcurrent-limiting circuit is relatively high. The integral compensator is used usually to suppress the influence of this noise. However, when the gain is made larger, the converter in the overcurrent-limited mode easily becomes unstable.

The purpose of this paper is to present the overcurrent-limiting control circuit composed of not only the integral compensator but also the derivative one to improve the dynamic characteristics in the overcurrent-limited mode. Also, the steady-state and dynamic characteristics in the overcurrent-limited mode of the converter are analyzed theoretically and experimentally. As a result, the circuit conditions in steady-state are defined for the foldback current-limiting, constant current, and voltage drooping characteristics. Moreover, it is revealed that the stability in the overcurrent-limited mode and the transient response with the step change of the load from the voltage-regulated mode to the current-limited one can be sufficiently improved by employing the relatively large overcurrent-limiting coefficient and the appropriate rate and reset time of the derivative and integral compensators.

## 1. まえがき

近年、電子機器用電源の小形軽量化、高効率化および高性能化を計るためにスイッチング方式のDC-DCコンバータが広く用いられている。この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。このため、DC-DCコンバータの動作は定電圧モードと過電流制限モードに大きく分けられる。過電流制限モードでは、制御回路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、キャパシタフィルタによる積分補償が普通用いられている<sup>1),2)</sup>。しかし、積分補償を使用すれ

平成2年4月28日受理

\*電気情報工学科 (Department of Electrical Engineering and Computer Science)

\*\*大学院海洋生産科学研究科 (Graduate School of Marine Science and Engineering)

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<sup>3)</sup>。また、回路動作が安定な場合においても、負荷のステップ変化に伴う定電圧モードから過電流制限モードへの移行に際して、リアクトル電流に過大なオーバーシュートが生じることがある。従来、DC-DCコンバータの定電圧モードでの動作、特性に関しては既に多くの詳細な解析が行われている<sup>4)~7)</sup>。しかし、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は、まだ、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、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、従来のキャパシタフィル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<sup>3)</sup>。つぎに、提案した過電流制御回路をもつ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、負荷のステップ変化に伴う定電圧モードから過電流制限モードへの移行に際してのリアクトル電流の過渡特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ォールドバック特性、定電流特性、電圧垂下特性を示すための条件、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。また、定電圧モードから過電流制限モードへ移行する場合に生じるリアクトル電流のオーバーシュートが、提案した過電流制御回路の制御パラメータを適切に設定することにより、十分に抑制され得ることが示された。

## 2. 過電流制御回路の構成

Fig. 1 は降圧形DC-DCコンバータの基本回路である。このコンバータは電子機器用電源としてよく利用されるフォワード形やインバータ整流形などの基本となる回路であり、本論文では、以下、この回路の過電流制限モードにおける特性について考察する。

Fig. 2 は過電流制御回路の原理的な構成図である。この制御回路では、スイッチングノイズの影響を抑制するための積分補償に加えて、回路の動特性を改善するために微分補償が施されている<sup>3)</sup>。過電流制御回路の入力としては、Fig. 1 に示すように、過電流検出抵抗  $R_s$  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  $T_r$  のドライブ信号は、定電圧制御回路<sup>7)</sup>からの出力パルス信号  $S_v$  と過電流制御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、 $S_v$  と  $S_c$  のパル

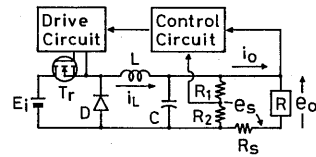


Fig. 1 Step-down type dc-dc converter.

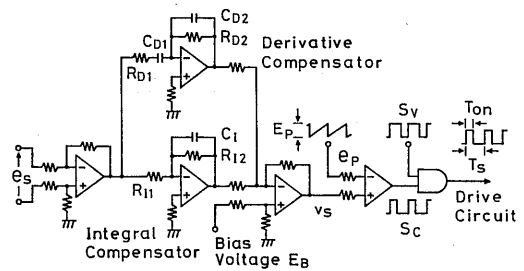


Fig. 2 Configuration of the overcurrent limiting control circuit.

ス幅のより小さい方が選択され、定電圧モードと過電流制限モードとの切り替えが行われる。

過電流制限モードにおいては、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、Fig. 2 より

$$H(s) = H_c \left\{ \frac{sT_D}{(1+sT_1)(1+sT_2)} + \frac{1}{1+s\tau_I} \right\} \quad (1)$$

で与えられる。ただし、比較器の鋸歯状入力電圧  $e_P$  の振幅を  $E_P$  として、過電流制御回路の直流利得  $H_c$  は

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

であり、また、 $\tau_D$ ,  $\tau_I$ ,  $T_1$  および  $T_2$  は

$$\left. \begin{aligned} \tau_D &= C_{D1}R_{D2}R_{11}/R_{12}, \tau_I = C_I R_{12} \\ T_1 &= C_{D1}R_{D1}, T_2 = C_{D2}R_{D2} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

である。

## 3. 静特性<sup>8)</sup>

ここでは、後の議論で必要となるDC-DCコンバータの過電流制限モードにおける定常特性と制御パラメータとの関係について簡単に述べる。

Fig. 1 のDC-DCコンバータの定常状態に対する状態平均値モデル<sup>8)</sup>とFig. 2 の過電流制御回路の直流利得を考慮すれば、DC-DCコンバータの過電流制限モードにおける出力電圧  $E_o$  と出力電流  $I_o$  の関係式は、入

力電圧を  $E_i$ 、定電圧モードでの出力電圧を  $E_o$ 、出力電流またはリアクトル電流の制限値 (最大値) を  $I_M$  として

$$1 - \frac{I_o}{I_M} = \frac{G-1}{r+R_s(1+E_iH_c-G)} \cdot \frac{E_o^* - E_o}{I_M} \quad (4)$$

で与えられる。ただし、 $r$  はDC-DCコンバータの内部損失等価抵抗であり、 $G$  はFig. 1 の分圧抵抗  $R_1, R_2$  および式(2)の  $H_c$  を用いて

$$G = E_iH_cR_2/(R_1+R_2) \quad (5)$$

と表される。特に、出力端を短絡して  $E_o = 0$  とした場合の短絡電流を  $I_{sc}$  とすれば、式(4)より

$$1 - \frac{I_{sc}}{I_M} = \frac{G-1}{r+R_s(1+E_iH_c-G)} \cdot \frac{E_o^*}{I_M} \quad (6)$$

が得られる。

Fig. 3 は  $G$  をパラメータとした場合のDC-DCコンバータの過電流制限特性であり、理論値と実験値は良く一致している。このことから、DC-DCコンバータの過電流制限モードにおける出力電圧の負荷特性は  $G > 1$  ならばフォールドバックの特性 (フの字特性とも云われる) 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理解される。このように、過電流制限特性は  $G$  により統一的に論じることができるので、本論文では  $G$  を過電流制限係数と呼ぶことにする。また、Fig. 1 の分圧抵抗  $R_1, R_2$  について、 $R_2/(R_1+R_2) = 0$  の場合には、式(5)より  $G = 0$  となり、過電流制限特性は常に電圧垂下特性を示す。換言すれば、 $R_2$  はフォールドバック特性を実現するために付加されたものである。

Fig. 4 は  $G$  を 2 に固定し、 $E_iH_c$  をパラメータとし

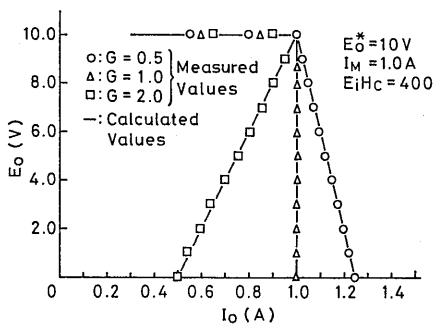


Fig. 3 Overcurrent limiting characteristics, taking the current limiting coefficient  $G$  as a parameter.

た場合の過電流制限特性である。この図より、同一の  $G$  に対しては、 $E_iH_c$  が小さいほど急峻なフォールドバック特性を示すことが分かる。Fig. 5 は  $I_{sc}/I_M$  をパラメータとした場合の  $E_iH_c$  対  $G$  特性で、式(6)を用いて計算したものである。この図は任意の  $I_{sc}/I_M$  の過電流制限特性を持つ制御回路の設計に有用である。

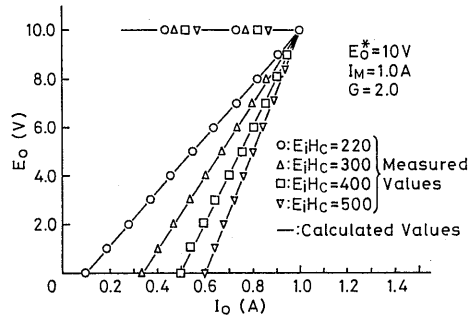


Fig. 4 Overcurrent limiting characteristics, taking  $E_iH_c$  as a parameter. Where,  $H_c$  is the transfer dc gain between  $e_s$  and  $T_{on}/T_s$ .

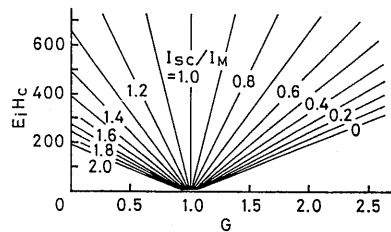


Fig. 5  $E_iH_c$  versus  $G$  characteristics, taking  $I_{sc}/I_M$  as a parameter.

#### 4. 動特性

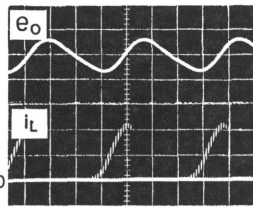
##### 4. 1 安定性

DC-DCコンバータの過電流制限モードにおいては、過電流制御回路の利得  $H_c$  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 に示すようにキャパシタ  $C_I$  による積分補償が施されている<sup>1),2)</sup>。しかし、積分補償回路の  $C_I$  のキャパシタンスを増加すると、Fig. 6 に示すように、DC-DCコンバータの過電流制限モードにおける動作は不安定になり、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る。このように、積分補償のために、回路動作の安定性が損なわれ

る場合があり、実用に際しては問題がある。このような理由から、Fig. 2の過電流制御回路においては、回路動作の安定性を改善するために、微分補償回路を付加することが提案されている<sup>3)</sup>。ここでは、DC-DCコンバータの過電流制限モードにおける回路動作の安定性と過電流制御回路における制御パラメータの設定の問題について検討する。

DC-DCコンバータの交流微小変化分に対する状態平均値モデル<sup>6)</sup>と式(1)で表された過電流制御回路の伝達特性を考慮すれば、Fig. 7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得られる。図において、 $\Delta e_i$ ,  $\Delta R$ ,  $\Delta e_o$  および  $\Delta i_L$  はそれぞれ入力電圧  $E_i$ , 負荷抵抗  $R$ , 出力電圧  $e_o$  およびリアクトル電流  $i_L$  の微小変化部分である。また、 $R_1+R_2$  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。図より、入力電圧  $E_i$  および負荷抵抗  $R$  の微小変化  $\Delta e_i$  および  $\Delta R$  に伴う出力電圧  $e_o$  の微小変化  $\Delta e_o$  あるいはリアクトル電流  $i_L$  の微小変化  $\Delta i_L$  の間の伝達関数は次のように求められる。

$$\begin{bmatrix} \Delta e_o(s) \\ \Delta i_L(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta e_i(s) \\ \Delta R(s)/R \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{Q(s)} \begin{bmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (7)$$



G = 2.0  
 $E_i H_c = 500$   
 $T_D = 0 \text{ sec.}$   
 $T_1 = 0.3 \text{ msec.}$   
 $R_{CLM} = 5.0 \Omega$   
 Horizontal axis:  
 0.5 ms/div.  
 Vertical axis:  
 $e_o: 1 \text{ V/div.}$   
 $i_L: 1.3 \text{ A/div.}$

Fig. 6 Observed waveforms of the output voltage  $e_o$  and reactor current  $i_L$ , without the derivative compensation circuit.

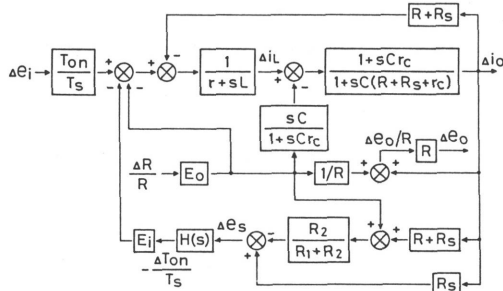


Fig. 7 Transfer function representation of the dc-dc converter in the overcurrent limited mode.

ただし、 $P_{11}(s), P_{12}(s), P_{21}(s), P_{22}(s), Q(s)$  は回路パラメータの関数として表される。特に特性方程式  $Q(s)$  は

$$Q(s) = a_0 s^5 + a_1 s^4 + a_2 s^3 + a_3 s^2 + a_4 s + a_5 \quad (8)$$

ここで、係数  $a_0, a_1, a_2, a_3, a_4$  および  $a_5$  は

$$\begin{aligned} a_0 &= LC(R+R_s+r_c)\tau_1 T_1 T_2 \\ a_1 &= LC(R+R_s+r_c)(T_1 T_2 + \tau_1 T_1 + \tau_1 T_2) + \{L+C_r(R+R_s+r_c) + Cr_c(R+R_s)\}\tau_1 T_1 T_2 \\ a_2 &= LC(R+R_s+r_c)(T_1 + T_2 + \tau_1) + (R+R_s+r)\tau_1 T_1 T_2 + \{L+C_r(R+R_s+r_c) + Cr_c(R+R_s)\}(T_1 T_2 + \tau_1 T_1 + \tau_1 T_2) + E_i H_c \{R_s - (R+R_s)R_2/(R_1+R_2)\}Cr_c(\tau_D \tau_1 + T_1 T_2) \\ a_3 &= LC(R+R_s+r_c) + (R+R_s+r)(T_1 T_2 + \tau_1 T_1 + \tau_1 T_2) + \{L+C_r(R+R_s+r_c) + Cr_c(R+R_s)\}(T_1 + T_2 + \tau_1) + E_i H_c \{R_s - (R+R_s)R_2/(R_1+R_2)\} \cdot \{Cr_c(T_1 + T_2 + \tau_D) + \tau_D \tau_1 + T_1 T_2\} \\ a_4 &= L+C_r(R+R_s+r_c) + Cr_c(R+R_s) + (R+R_s+r)(T_1 + T_2 + \tau_1) + E_i H_c \{R_s - (R+R_s)/(R_1+R_2)\}(Cr_c + T_1 + T_2 + \tau_D) \\ a_5 &= R+R_s+r + E_i H_c \{R_s - (R+R_s) \cdot R_2/(R_1+R_2)\} \end{aligned} \quad (9)$$

である。式(8)の特性方程式にフルビッツの安定判別法を適用すれば、系の安定限界が求められる。

Fig. 8は過電流制限係数  $G$  をパラメータとした場合の  $\tau_1 - \tau_D$  平面における系の安定限界である。実線はフルビッツの判別法により求めた計算値であり、縦軸と実線に囲まれた部分が不安定領域である。また、○、△および□印はそれぞれ  $G = 2.0, 1.0$  および  $0$  の場合の安定限界の測定値である。ただし、 $R_{CLM} = 5 \Omega$  である。図より、 $\tau_1 - \tau_D$  平面においては、 $G$  の増加と共に安定領域が広がること分かる。

Fig. 9は  $G$  をパラメータとした場合の  $E_i H_c - R_{CLM}$  平面における系の安定限界である。実線は計算値であり、実線より下が安定領域である。また、○、△、□の印および●、▲、■の印はそれぞれ  $G = 0.5,$

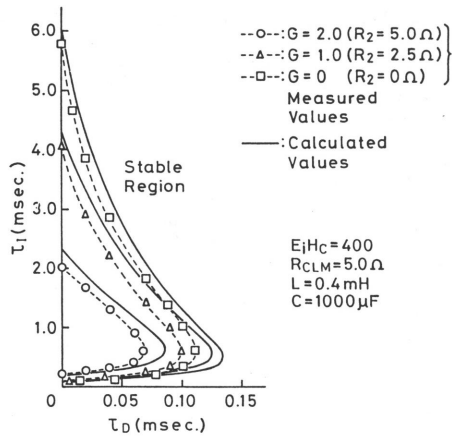


Fig. 8 Boundaries of stability in the  $\tau_I$ - $\tau_D$  plane, taking  $G$  as a parameter.

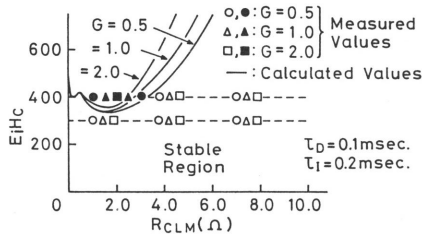


Fig. 9 Boundaries of stability in the  $E_iH_c$ - $R_{CLM}$  plane, taking  $G$  as a parameter.

1.0, 2.0 の場合の安定な動作および不安定な動作の観測点である。図において、 $\tau_D$  および  $\tau_I$  は Fig. 8 の安定限界を考慮して、 $\tau_D = 0.1$  msec. および  $\tau_I = 0.2$  msec. に設定されている。図より、 $E_iH_c$ - $R_{CLM}$  平面においては、 $G$  の増加と共に安定領域が広がるが、 $G = 2.0$  に対しても、 $E_iH_c = 400$  の場合には  $R_{CLM}$  が  $0.5\Omega$  から  $2.1\Omega$  の範囲で不安定になる。この不安定領域においては、Fig. 10 に示すようにリアクトル電流  $i_L$  に比較的大きな低周波振動が生じ、可聴雑音が発生する。そこで、安定性を改善するために  $E_iH_c$  を  $E_iH_c = 300$  に減少すれば、 $G$  が  $0.5$  から  $2.0$  の範囲では  $R_{CLM}$  のすべての値に対して安定である。

以上のことから、過電流制御回路に適切な微分補償と積分補償を施し、また過電流制限係数  $G$  をできるだけ大きく、過電流制御回路の直流利得  $H_c$  をできるだけ小さく選ぶことにより、DC-DCコンバータの過電流制限モードにおける系の安定性が十分に改善されることが明らかになった。また、不安定領域では低周波振動のため、可聴雑音が発生する場合があり、この領域は使用しない方が得策であると考えられる。

#### 4. 2 過渡特性

負荷のステップ変化に伴って、回路動作が定電圧モードから過電流制限モードへ移行する場合に、リアクトル電流には過大なオーバーシュートが生じることがある。ここでは、この定電圧モードから過電流制限モードへの移行に際してのリアクトル電流の過渡特性について検討する。

前述のように、DC-DCコンバータにおいて負荷抵抗  $R$  が準静的に変化する場合、式(5)で定義される過電流制限係数  $G$  が 1 より大であれば、Fig. 11 に示すように、出力特性はフォールドバック特性を示す。今、負荷抵抗  $R$  が Fig. 11 の静特性曲線上の定電圧モードに対する値  $R_{VRM}$  から過電流制限モードに対する値  $R_{CLM}$  にステップ状に減少する場合について考える。この場合、DC-DCコンバータの 1 スwitching 周期の動作は Fig. 12 に示す 3 つの動作状態<sup>9)</sup>を組み合わせせた Table 1 の 3 つのモードのうちの 1 つを取る。そして、過渡状態における DC-DCコンバータの大振幅動作は Table 1 の 3 つの動作モードの組合せにより表される。すなわち、定電圧モードにおける出力電圧  $e_o = E_o^*$  およびリアクトル電流  $i_L = E_o^*/R_{VRM}$  を初期値として、Mode I の動作から始まり、状態 2 におけるリアクトル電流  $i_L$  に関して、 $i_L = 0$  になれば Mode II に移る。この場合、状態 1 は Fig. 1 のスイッチ  $T_r$  のオン時間  $T_{on}$  に対応した状態であり、Fig. 2 および Fig. 12(a) より求められる。また、 $T_{on} = 0$  の場合には、Mode III

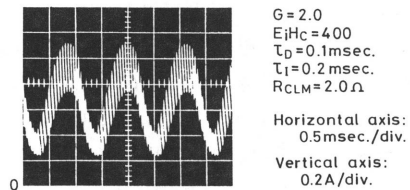


Fig. 10 Observed waveform of the reactor current  $i_L$  in the unstable region, with the derivative compensation circuit.

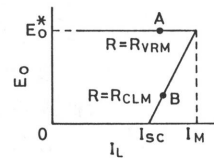


Fig. 11 Output characteristics in steady state.  $R_{VRM}$  and  $R_{CLM}$  are resistance values in the constant-voltage and overcurrent-limited modes, respectively.

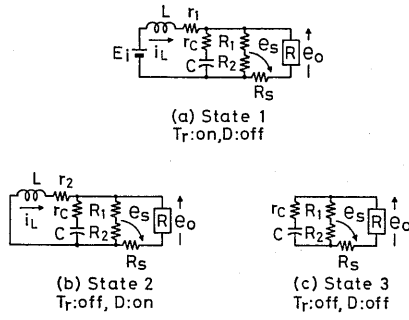


Fig. 12 Equivalent circuit representation.

Table 1 Modes of behavior and state transition.

Mode	State Sequences
I	State 1 → State 2
II	State 1 → State 2 → State 3
III	State 3

に移る。

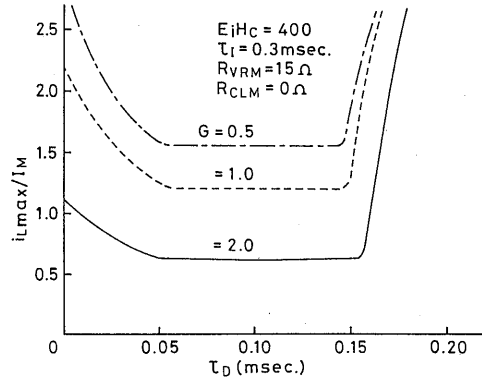
このように、Fig. 2, Fig. 12およびTable 1を用いることにより、DC-DCコンバータにおける負荷のステップ変化に伴う定電圧モードから過電流制限モードへの過渡特性が解析される。

Fig. 13(a), (b)は負荷抵抗  $R$  が  $R_{VRM} = 15\Omega$  から  $R_{CLM} = 0\Omega$  へステップ変化した場合のリアクトル電流  $i_L$  のオーバーシュートの抑制効果を  $G$  をパラメータとして示した計算結果である。図において、 $i_{Lmax}$  は過電流制限モードにおけるリアクトル電流  $i_L$  の最大値である。図より、 $G$  を増加し、また  $\tau_D, \tau_I$  を適切に選ぶことにより、この場合の例では、 $G = 2.0$  とし、 $\tau_I$  が  $0.15\text{msec.}$  から  $0.45\text{msec.}$  の範囲、 $\tau_D$  が  $0.06\text{msec.}$  から  $0.14\text{msec.}$  の範囲であれば、リアクトル電流  $i_L$  のオーバーシュートは十分に抑制されることが分かる。

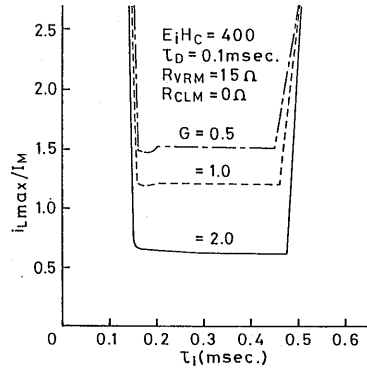
次に、Fig. 14に  $E_i H_c$  を400に固定し  $G$  をパラメータとした場合の  $i_{Lmax}$  対  $R_{CLM}$  特性を示す。ただし、 $\tau_D, \tau_I$  はFig. 13の特性を考慮して、 $\tau_D = 0.1\text{msec.}, \tau_I = 0.2\text{msec.}$  に設定している。実線は計算結果であり、○, △, □印は実験結果である。図より、計算値と実験値は良好に一致し、 $G$  を増加し、 $G = 2.0$  とすることにより、すべての  $R_{CLM}$  へのステップ変化に対して、 $i_{Lmax}$  が制限電流  $I_M$  の1.5倍以下には抑制されていることが分かる。しかし、この場合には、 $E_i H_c = 400$  であり、Fig. 9に示したように  $R_{CLM}$  が  $0.5\Omega$  から  $2.1\Omega$  の範囲で系は不安定になる。

Fig. 15は  $G$  を2.0に固定し、 $E_i H_c$  をパラメータとした場合の  $i_{Lmax}$  対  $R_{CLM}$  特性である。図より、 $E_i H_c$

= 220 に設定することにより、定電圧モードから過電流制限モードへの負荷抵抗のステップ変化に対して、 $i_{Lmax}$  が制限電流  $I_M$  の1.2倍以下に抑制されている。また、この場合、系は常に安定である。



(a)



(b)

Fig. 13 (a)  $i_{Lmax}$  versus  $\tau_D$  characteristics.  
(b)  $i_{Lmax}$  versus  $\tau_I$  characteristics.

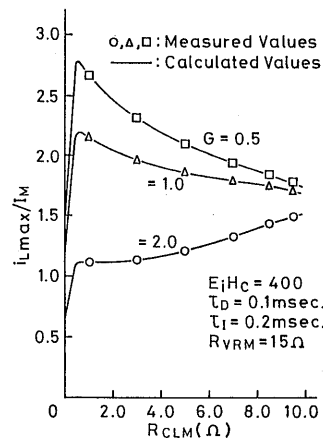


Fig. 14  $i_{Lmax}$  versus  $R_{CLM}$  characteristics, taking  $G$  as a parameter.

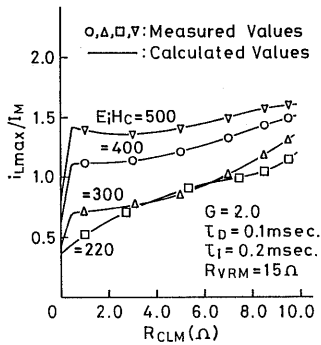


Fig. 15  $i_{Lmax}$  versus  $R_{CLM}$  characteristics, taking  $E_iH_c$  as a parameter.

以上のことから、DC-DCコンバータの過電流制限モードにおいては、 $G$ を大きく、 $E_iH_c$ を小さく選び、Fig. 5の $I_{sc}/I_M$ をより小さく設定することにより、より良好な動特性が得られることが明らかになった。ここで、 $G$ の上限値および $E_iH_c$ の下限値はFig. 5の $I_{sc}/I_M = 0$ の曲線により決められる。

## 5. むすび

以上、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、過電流制御回路の設計に関して次の有用な結果を得た。

(1) 定常状態における過電流制限特性は、過電流制限係数 $G$ によって統一的に論じられ、 $G > 1$ ならばフォールドバック特性を、 $G < 1$ 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 $\tau_D$ 、積分補償回路の $\tau_I$ を適切に選び、また、過電流制限係数 $G$ をできるだけ大きく、過電流制御回路の直流利得 $H_c$ をできるだけ小さく設定し、フォールドバック特性を急峻にすることにより、十分に改善される。

(3) 負荷抵抗のステップ変化に伴う電圧モードから過電流制限モードへの移行に際して、リアクトル電流にオーバシュートが生じることがある。しかし、このオーバシュートは(2)で述べたように、 $\tau_D$ 、 $\tau_I$ 、 $G$ 、 $H_c$ を設定することにより、十分に抑制することができる。

本論文では、降圧形DC-DCコンバータに対して過電流制限領域における動特性については解析したが、本解析手法は昇圧形および昇降圧形のDC-DCコンバータについても適用できる。なお、目下、本論文で解析した過電流制限方式と他の方式<sup>10), 11)</sup>との特性の比較、検討を行っており、稿を改めて報告する。

最後に、本稿をまとめるに際し、資料の整理、図面の作成等に協力頂いた長崎大学工学部技官川原学氏に感謝する。

## 参考文献

- 1) Ferranti Ltd.: "Switching regulator control and drive unit ZN1066E/J", pp.9-12 (May 1978).
- 2) NEC: "スイッチングレギュレータ・コントロールIC  $\mu$ PC1042C 応用回路", 集積回路技術資料, IEA-526B, pp.10-20 (Nov. 1979).
- 3) 松尾, 黒川, 前田: "DC-DCコンバータの過電流制限モードにおけるノイズの抑制と安定性について", 昭和60九州支部連大, 605.
- 4) O. A. Kossov: "Comparative analysis of chopper voltage regulators with LC filter", IEEE Trans. Magn., MAG-4, pp. 712-715 (Dec. 1968).
- 5) 松尾, 原田: "TRC方式DC-DC電力変換器の動特性について", 電学論 (C), 93-C, 6, pp. 123-130 (昭48-06).
- 6) G. W. Wester and R. D. Middlebrook: "Low-Frequency characterization of switching dc-dc converters", IEEE Trans. Aerosp. & Electron. Syst., AES-9, 3, pp. 376-385 (May 1973).
- 7) 松尾, 原田: "エネルギー蓄積用リアクトルをもつスイッチングレギュレータの動特性", 信学論 (C), 61-C, 5, pp. 301-308 (昭53-05).
- 8) 松尾, 黒川, 前田, 田内: "過電流制限モードにおけるDC-DCコンバータの静特性について", 昭和61九州支部連大, 1036.
- 9) H. Matsuo, F. Kurokawa, M. Maeda and K. Tanaka: "Analysis of the dynamic characteristics in the overcurrent limited mode of the DC-DC converter", IEEE PESC Record, pp. 384-389 (April 1988).
- 10) A. Capel, G. Ferrante, D. O'Sullivan and A. Weinberg: "Application of the injected current model for the dynamic analysis of switching regulators with the new concept of LC<sup>3</sup> modulator", IEEE PESC Record, pp. 135-147 (June 1978).
- 11) 松尾, 黒川, 早田: "DC-DCコンバータにおけるデジタル方式過電流制限について", 昭60信学総全大, 2779.