

デジタル制御方式電流インジェクト形 DC-DC コンバータの出力特性

松尾博文*・浅野睦喜**
黒川不二雄*

Output Characteristics of the DC-DC Converter with Current-Injected Digital Control

by

Hirofumi MATSUO*, Mutsuyoshi ASANO**
and Fujio KUROKAWA*

DC-DC converters with current-injected control have been proposed and examined, which is useful and have several performance advantages over converters with the conventional control. That is the reason why not only the output voltage but also the reactor current are employed to perform the PWM control of the switch. This paper presents a new digital current-injected control circuit for the DC-DC converter. First, the regulation characteristics and frequency response of this digitally controlled DC-DC converter are analyzed theoretically and experimentally. Next, the relationship between performance characteristics and the control circuit parameters is discussed in detail. As a result, the design criterion of the digital current-injected control circuit can be obtained.

1. まえがき

電子計算機、通信用機器等の電子機器においては半導体集積化技術の進歩により各回路部のIC化、小形化が進んでいる。また、システムの信頼性を向上させるために各回路部のモニタ機能の向上、インテリゼント化が検討されている^{1) - 3)}。このような各回路部の小形化、多機能化に見合うように電源部においても性能の向上が求められている^{4) - 8)}。そのような場合に、制御回路部をデジタル回路で構成したデジタル制御方式DC-DCコンバータは信頼性が高く、モニタリングが容易で柔軟な制御が可能等の利点を持つため、その利用が注目されている。このデジタル制御方式DC-DCコンバータに関しては既に幾つかの報告がある^{9) - 14)}。しかし、その回路方式や動作特性、

特に動特性に関する十分な検討は行われていないようである^{9), 10), 13), 15), 16)}。

本論文では、デジタル制御方式DC-DCコンバータの動特性の改善を目的として、出力電圧とリアクトル電流の2つの変数を検出して制御を行う電流インジェクト形DC-DCコンバータの制御回路をデジタルP-I-D回路で構成し、その出力電圧安定化特性および周波数応答を明らかにする。まず、動特性を改善するための新しいデジタル制御回路が提案され、この回路の動作が示されている。次に、提案された回路の定常出力特性および動特性が理論的、実験的に明らかにされている。その結果、提案したデジタル制御方式電流インジェクト形DC-DCコンバータの安定化モードは、積分制御による安定化モード、比例制

平成7年4月30日受理

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

**海洋生産科学研究科 (Marine Production Science and Engineering)

御による安定化モードおよび安定化が計られない開ループモードの3つに大別されることが分かった。また、入力電圧および負荷電流の変化に対する各安定化モードの範囲がデジタル制御回路および DC-DC コンバータの変数および定数の関数として求められた。さらに、出力電圧安定化の範囲と周波数応答の関係より、デジタル制御回路の変数の設計指針が示された。

2. 回路構成

Fig. 1 はデジタル制御方式電流インジェクト形 DC-DC コンバータの基本回路構成である。また、Fig. 2 は提案するデジタル制御回路部の構成である。Fig. 1 では、出力電圧 e_o およびリアクトル電流 i_L が検出されデジタル制御回路へ送られる。ここ

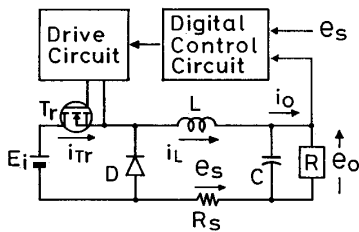


Fig. 1 Step down type dc-dc converter.

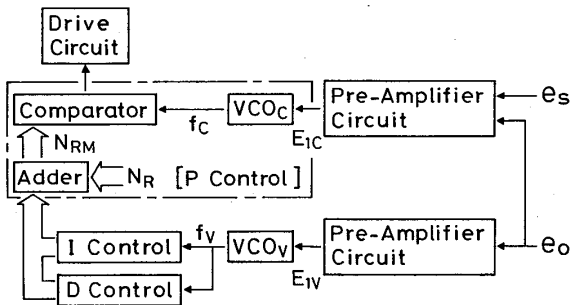


Fig. 2 Configuration of proposed digital current-injected control circuit.

で、リアクトル電流 i_L は検出抵抗 R_s の両端の電圧 e_s として検出されている。Fig. 2 のデジタル制御回路では、出力電圧 e_o は前置増幅器を通して出力電圧のみのフィードバックループに用いられる電圧制御発振器 VCO_V に入力され、Fig. 3 に示す特性に従って周波数 f_v に変換される。この VCO_V の出力のパルス数をスイッチング周期 T_s の間の予め決められた期間 βT_s の間アップカウンタで数え、パルス数 N_n を得る。残りの期間 $(1-\beta) T_s$ において、このパルス数により積分および微分動作の演算が I および D 制御回路部で行われ、予め設定された基準値 N_R の修正値 N_{RM}

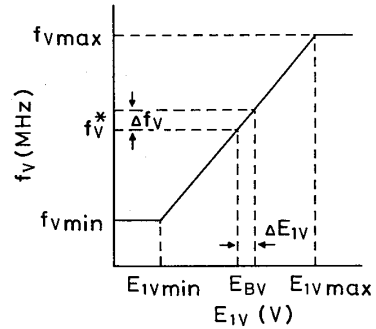


Fig. 3 Voltage versus frequency characteristics of VCO_V .

で作られる。一方、出力電圧 e_o は従来の回路方式^{11), 12)} と異なり、リアクトル電流 i_L の検出電圧 e_s と共に前置増幅器を通して電流インジェクトループに用いられる電圧制御発振器 VCO_C に加えられる。 VCO_C ではFig. 4 に示すように周波数 f_c が次式のように与えられる。

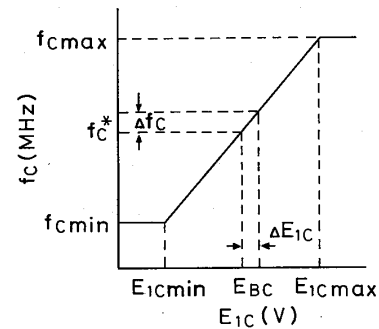


Fig. 4 Voltage versus frequency characteristics of VCO_C .

$$f_c = G_C E_{IC} + B_C \tag{1}$$

ただし、

$$E_{IC} = G_C \{ A_C R_s I_o + A_V (E_o - E_o^*) + E_{BC} \} \tag{2}$$

であり、 G_C および B_C はFig. 4 の VCO_C の入出力特性曲線の $f_{Cmin} < f_c < f_{Cmax}$ における直線の傾きおよび切片、 A_C および A_V は VCO_C の前置増幅器の電流ゲインおよび電圧ゲイン、 E_o^* は出力電圧 E_o の目標値、 E_{BC} は VCO_C の前置増幅器のバイアス電圧である。次のスイッチング周期ではこの VCO_C の出力のパルス数と基準値 N_R の修正値 N_{RM} が比較され、DC-DC コンバータにおけるスイッチ T_r のオン時間 T_{on} が制御される。

3. 出力電圧安定化特性

ここでは、提案したデジタル制御方式電流インジェクタ形DC-DCコンバータにおける定常状態での出力電圧安定化特性について理論的、実験的に明らかにする。この場合、DC-DCコンバータの動作は安定であり、定常状態での動作および特性を解析するのでFig. 2のD制御回路部の働きは考慮に入れないものとする。従って、Fig. 2における基準値 N_R の修正値 N_{RM} は

$$N_{RM} = N_R - K_I \Sigma N_I \quad (3)$$

となる。ただし、 K_I および ΣN_I は積分係数および定常状態におけるI制御回路部でのパルス数の積分値である。式(3)において、I制御回路部のビット数を Q_I とすれば、 ΣN_I はI制御回路部のオーバフローあるいはアンダフローにより

$$-(2^{Q_I} - 1) \leq \Sigma N_I \leq 2^{Q_I} - 1 \quad (4)$$

の範囲の値をとる。式(3)および式(4)より、 N_{RM} に関して

$$N_R - K_I(2^{Q_I} - 1) \leq N_{RM} \leq N_R + K_I(2^{Q_I} - 1) \quad (5)$$

が得られる。また、DC-DCコンバータにおけるスイッチ T_r のオン時間 T_{on} は

$$T_{on} = N_{RM} / f_C \quad (6)$$

により制御される。 N_{RM} に式(5)の上限、下限が存在し、さらに、 VCO_C がFig. 4のような飽和特性を示すことを考慮すれば、デジタル制御方式電流インジェクタ形DC-DCコンバータの出力電圧安定化モードは

- (i) 積分制御による安定化モード
- (ii) 比例制御による安定化モード
- (iii) 開ループモード

の3つに大別される。

3.1 出力安定化特性の解析

積分制御による安定化モードでは出力電圧に定常偏差は生じないため

$$E_o = E_o^* \quad (7)$$

である。従って、Fig. 2の VCO_V の発振周波数 f_V は

$$f_V = f_V^* \quad (8)$$

に固定され、Fig. 4の VCO_C の発振周波数 f_C は

$$f_C = G_C \{A_C R_s I_o + E_{BC}\} + B_C \quad (9)$$

となる。また、Fig. 1のDC-DCコンバータのリアクトルLの起磁力が連続な領域では出力電圧 E_o は

$$E_o = (T_{on} / T_s) E_i / (1 + r/R) \quad (10)$$

で表される¹⁷⁾。ただし、 r はDC-DCコンバータの内部損失等価抵抗である。

スイッチ T_r のオン時間 T_{on} の変化がI制御回路部のオーバフローあるいはアンダフローによってのみ制限される場合、出力電圧 E_o の安定化が可能な入力電圧 E_i および負荷電流 I_o の範囲は式(5)、(6)、(9)および(10)より、 $N_R = N_{RM}$ の時に出力電圧 E_o が E_o^* になる入力電圧 E_i および負荷電流 I_o をそれぞれ E_i^* および I_o^* とすると、それぞれ次式のようになる。

$$\begin{aligned} (1 + \frac{r}{R}) \frac{f_C^* T_s E_o^*}{N_R + K_I(2^{Q_I} - 1)} \\ \leq E_i \leq (1 + \frac{r}{R}) \frac{f_C^* T_s E_o^*}{N_R - K_I(2^{Q_I} - 1)} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \frac{-b_I + \sqrt{b_I^2 - 4a_I c_I}}{2a_I} \\ \leq I_o \leq \frac{-b_I + \sqrt{b_I^2 - 4a_I c_I}}{2a_I} \end{aligned} \quad (12)$$

ただし、

$$\left. \begin{aligned} a_I &= G_C A_C R_s r T_s \\ b_I &= \{G_C A_C R_s E_o^* + (G_C E_{BC} + B_C)r\} T_s \\ c_I &= (G_C E_{BC} + B_C) T_s E_o^* \\ &\quad - \{N_R - K_I(2^{Q_I} - 1)\} E_i^* \\ d_I &= (G_C E_{BC} + B_C) T_s E_o^* \\ &\quad - \{N_R - K_I(2^{Q_I} - 1)\} E_i^* \\ f_C^* &= G_C \{A_C R_s I_o^* + E_{BC}\} + B_C \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

特に、負荷電流 I_o の変化に対してスイッチ T_r のオン時間 T_{on} の変化が VCO_C の飽和特性およびI制御回路部のオーバフローあるいはアンダフローによって制限される場合には式(12)は次のようになる。

オーバフロー時：

$$I_o \leq \frac{1}{r} \left\{ \frac{N_R - K_I(2^{Q_I} - 1)}{f_{Cmax} T_s} E_i^* - E_o^* \right\} \quad (14)$$

アンダフロー時：

$$I_o \leq \frac{1}{r} \left\{ \frac{N_R - K_I(2^{Q_I} - 1)}{f_{Cmin} T_s} E_i^* - E_o^* \right\} \quad (15)$$

次に、比例制御による安定化モードの範囲では式(5)の N_{RM} はオーバフローあるいはアンダフローに固定されているため f_C が変化することによりオン時間 T_{on} が制御される。つまり、I制御回路部でオーバフ

ローが生じている場合には、 VCO_C の発振周波数 f_C は入力電圧 E_i の増加あるいは負荷電流 I_o の減少と共に f_C^* から f_{Cmax} に向かってFig. 4の $E_{1C}-f_C$ 特性曲線上を移動する。この場合の入力電圧 E_i および負荷電流 I_o の範囲は式(1), (5), (6), (10), (11)および(12)より

$$(1 + \frac{r}{R}) \frac{f_C^* T_s E_o^*}{N_R - K_I(2^{Q_I} - 1)}$$

$$\langle E_i \rangle < \frac{f_{Cmax} T_s (R+r)}{N_R - K_I(2^{Q_I} - 1)}$$

$$\frac{f_{Cmax} + G_C A_V E_o^* - G_C E_{BC} - B_C}{G_C (A_C R_s + A_V R)} \quad (16)$$

$$\frac{1}{G_C (A_C R_s - A_V r)} \left\{ f_{Cmax} + G_C A_V E_o^* \right.$$

$$\left. - G_C A_V E_i^* \cdot \frac{N_R - K_I(2^{Q_I} - 1)}{f_{Cmax} T_s} - G_C E_{BC} - B_C \right\}$$

$$\langle I_o \rangle < \frac{-b_I + \sqrt{b_I^2 - 4 a_I c_I}}{2 a_I} \quad (17)$$

となる。この安定化領域での出力電圧 E_o は式(10)に式(1), (3), (4)および(6)を代入することにより、次式のようになる。

$$E_o = \frac{-h_P + \sqrt{h_P^2 - 4 g_P k_{PO}}}{2 g_P} \quad (18)$$

ただし、上式で g_P , h_P および k_{PO} は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} g_P &= G_C (A_C R_s / R + A_V) T_s \\ h_P &= \{G_C (E_{BC} - A_V E_o^*) + B_C\} T_s \\ k_{PO} &= -\frac{\{N_R - K_I(2^{Q_I} - 1)\} E_i}{1 + r/R} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

同様に I 制御回路部でアンダフローが生じている場合には、 VCO_C の発振周波数 f_C は入力電圧 E_i の減少あるいは負荷電流 I_o の増加と共に f_C^* から f_{Cmin} に向かって移動する。この場合の入力電圧 E_i および負荷電流 I_o の範囲は

$$\frac{f_{Cmin} T_s (R+r)}{N_R + K_I(2^{Q_I} - 1)}$$

$$\frac{f_{Cmin} + G_C A_V E_o^* - G_C E_{BC} - B_C}{G_C (A_C R_s + A_V R)}$$

$$\langle E_i \rangle < (1 + \frac{r}{R}) \frac{f_C^* T_s E_o^*}{N_R + K_I(2^{Q_I} - 1)} \quad (20)$$

$$\frac{-b_I + \sqrt{b_I^2 - 4 a_I c_I}}{2 a_I} \langle I_o \rangle$$

$$\langle E_i \rangle < \frac{1}{G_C (A_C R_s - A_V r)} \left\{ f_{Cmin} + G_C A_V E_o^* \right.$$

$$\left. - G_C A_V E_i \cdot \frac{N_R + K_I(2^{Q_I} - 1)}{f_{Cmin} T_s} - G_C E_{BC} - B_C \right\} \quad (21)$$

となる。ただし、

$$c_P = (G_C E_{BC} + B_C) E_o^* T_s$$

$$- \{N_R + K_I(2^{Q_I} - 1)\} E_i^* \quad (22)$$

である。この安定化領域での出力電圧 E_o は

$$E_o = \frac{-h_P + \sqrt{h_P^2 - 4 g_P k_{PU}}}{2 g_P} \quad (23)$$

となる。ただし g_P および h_P は式(19)で与えられ、また k_{PU} は次式で与えられる。

$$k_{PU} = -\frac{\{N_R + K_I(2^{Q_I} - 1)\} E_i}{1 + r/R} \quad (24)$$

また、入力電圧 E_i あるいは負荷電流 I_o が大きく変化して、積分および比例制御による安定化モードをはずれた場合には開ループモードになる。このモードにおける出力電圧は、 I 制御回路部にオーバフローが生じ、 VCO_C の出力が飽和による最大周波数 f_{Cmax} に固定された場合には、

$$E_o = \frac{N_R - K_I(2^{Q_I} - 1)}{f_{Cmax} T_s (1 + r/R)} E_i \quad (25)$$

となる。また、 I 制御回路部にアンダフローが生じ、 VCO_C の出力が最小周波数 f_{Cmin} に固定された場合には

$$E_o = \frac{N_R + K_I(2^{Q_I} - 1)}{f_{Cmin} T_s (1 + r/R)} E_i \quad (26)$$

となる。

以上の議論は、Fig. 1のDC-DCコンバータのエネルギー蓄積用リアクトル L の起磁力が連続な場合に対して行われている。しかし、負荷電流 I_o がある臨界値以下になればリアクトル L の起磁力は不連続になる¹⁸⁾。この時の出力電圧 E_o は

$$E_o = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_2} E_i \quad (27)$$

で与えられる。ただし、 T_2 は

$$T_2 = \{-T_{on} + \sqrt{T_{on}^2 + 8 T_s (L/R)}\} / 2 \quad (28)$$

である。リアクトル L の起磁力が不連続な場合にも、式(10)の代わりに式(27)を用いることにより、連続な場合と同様の解析を行うことができる。この場合の積分制御による安定化モードと比例制御による安定化モードの境界の負荷電流の値は次式より求められる。

$$a_{ID} I_o^3 + b_{ID} I_o^2 + c_{ID} I_o + d_{ID} = 0 \quad (29)$$

ただし、

$$a_{ID} = (G_C A_C R_s)^2$$

$$b_{ID} = 2 G_C A_C R_s (G_C E_{BC} + B_C)$$

$$c_{ID} = (G_C E_{BC} + B_C)^2 \quad (30)$$

$$d_{ID} = -\frac{\{N_R - K_I(2^{Q_I} - 1)\}^2 E_i}{2 L T_s} \left(\frac{E_i}{E_o^*} - 1\right)$$

また、比例制御による安定化モードにおける出力電圧 E_o と負荷電流 I_o の関係式は次式より求まる。

$$g_{PD} E_o^3 + h_{PD} E_o^2 + k_{PD} E_o + q_{PD} = 0 \quad (31)$$

ただし、式(31)で g_{PD} , h_{PD} , k_{PD} および q_{PD} は

$$\begin{aligned} g_{PD} &= 2 L T_s I_o (G_C A_V)^2 \\ h_{PD} &= 4 L T_s I_o G_C A_V \{G_C (A_C R_s I_o - A_V E_o^* + E_{BC}) + B_C\} \\ k_{PD} &= 2 L T_s I_o \{G_C (A_C R_s I_o - A_V E_o^* + E_{BC}) + B_C\}^2 + \{N_R - K_I(2^{Q_I} - 1)\}^2 E_i \\ q_{PD} &= -\{N_R - K_I(2^{Q_I} - 1)\}^2 E_i^2 \end{aligned} \quad (32)$$

リアクトル L の起磁力が不連続な場合の開ループモードが生じる負荷電流の範囲は次式のようにになる。

$$I_o < \frac{-b_{OD} + \sqrt{b_{OD}^2 - 4 a_{OD} c_{OD}}}{2 a_{OD}} \quad (33)$$

ただし、

$$\begin{aligned} a_{OD} &= G_C A_C R_s \\ b_{OD} &= -G_C \frac{\{N_R - K_I(2^{Q_I} - 1)\}^2 E_i}{2 L f_{Cmax}^2 T_s} \cdot A_C R_s + A_V E_o^* - E_{BC} + f_{Cmax} - B_C \\ c_{OD} &= -\frac{\{N_R - K_I(2^{Q_I} - 1)\}^2 E_i}{2 L f_{Cmax}^2 T_s} [G_C \{A_V \cdot (E_o^* - E_i^*) - E_{BC}\} + f_{Cmax} - B_C] \end{aligned} \quad (34)$$

このモードでの出力電圧 E_o と負荷電流 I_o の関係式は、

$$E_o = \frac{-h_{OD} + \sqrt{h_{OD}^2 - 4 g_{OD} k_{OD}}}{2 g_{OD}} \quad (35)$$

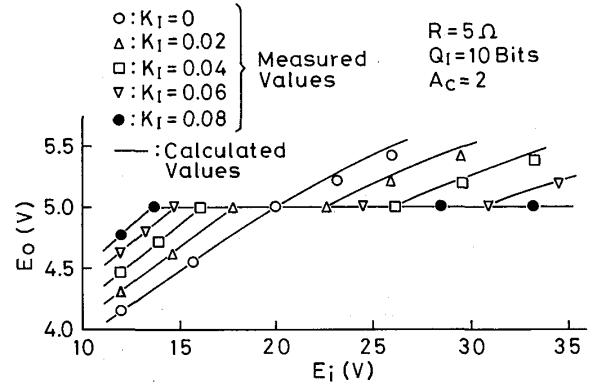
で表される。ただし、

$$\begin{aligned} g_{OD} &= G_C A_V \\ h_{OD} &= -G_C \frac{\{N_R - K_I(2^{Q_I} - 1)\}^2 E_i}{2 L f_{Cmax}^2 T_s} \cdot A_C R_s + A_V E_o^* - E_{BC} + f_{Cmax} - B_C \\ k_{OD} &= \frac{G_C A_C R_s E_i^2 \{N_R - K_I(2^{Q_I} - 1)\}^2}{2 L f_{Cmax}^2 T_s} \end{aligned} \quad (36)$$

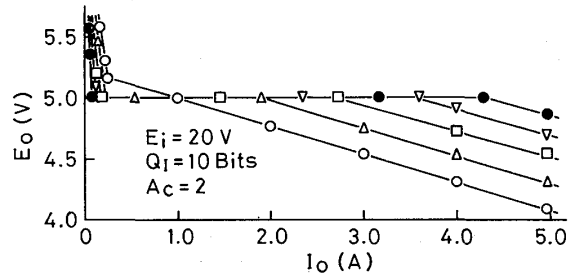
3.2 実験および考察

次に、以上の解析結果を実験により確認する。Fig.

5(a)および(b)はデジタル制御方式電流インジェクタ形 DC-DC コンバータにおいて、 I 制御回路部の積分係数 K_I を変化した場合の入力電圧 E_i および負荷



(a) For the change of E_i



(b) For the change of I_o

Fig. 5 Regulation characteristics, taking the integral coefficient K_I of I controller as a parameter.

電流 I_o の変化に対する出力電圧安定化特性である。図において、 \circ , \triangle , \square , ∇ および \bullet 印は実験値であり、実線は上述の解析結果より求めた計算値である。また、 $f_s = 100\text{kHz}$, $f_c^* = 63.3\text{MHz}$, $G_C = 22\text{MHz/V}$, $E_{BC} = 2.8\text{V}$, $B_C = -8.9\text{MHz}$, $R_s = 0.05\Omega$, $N_R = 174$, $Q_I = 10\text{Bits}$, $L = 0.08\text{mH}$ である。この図より、実験結果と計算結果は良く一致しており、積分制御による安定化モードでは出力電圧の定常偏差は零になることが分かる。この積分制御モードによる出力電圧安定化範囲は従来の出力電圧のみを検出するデジタル制御方式 DC-DC コンバータと同様に^{11), 12)}、積分係数 K_I を増加することにより広げられる。

Fig. 6(a)および(b)に VCO_C の前置増幅器の電流ゲイン A_C をパラメータにした場合の出力電圧安定化特性を示す。Fig. 6(a)の入力電圧 E_i の変化に対しては出力電圧 E_o の定常偏差が零になる積分制御による安定化モードの範囲は変化しないが、Fig. 6(b)の負荷電流 I_o の変化に対しては電流ゲイン A_C の増加と共に出力電圧 E_o の安定化範囲は減少する。

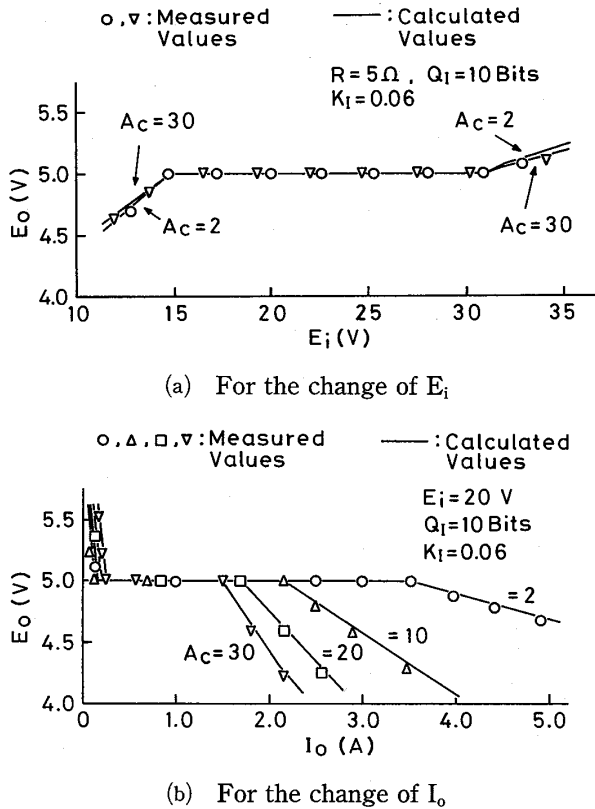


Fig. 6 Regulation characteristics, taking the current gain A_c of pre-amplifier for VCO_c as a parameter.

これらの結果より、積分制御による安定化モードは積分係数 K_I を大きく、電流ゲイン A_c を小さく選ぶことにより広げられることが分かる。

4. 周波数応答

ここでは、デジタル制御方式電流インジェクト形 DC-DC コンバータの周波数応答を明らかにする。

Fig. 1 において、出力電圧 e_o およびリアクトル電流 i_L の定常状態からの微小変化分 Δe_o および Δi_L とスイッチ T_r のオン時間 T_{on} の微小変化分 ΔT_{on} との関係は次のように表される。

$$\Delta T_{on}(s) = - \left[\{ H_{PV} + (s H_D + H_I/s) e^{-sT_s} \} \cdot \Delta e_o(s) + H_{PI} \Delta i_L(s) \right] \quad (37)$$

ただし、

$$\left. \begin{aligned} H_{PV} &= \frac{G_C A_V N_R}{f_c^*{}^2 T_s}, & H_{PI} &= \frac{G_C A_C N_R}{f_c^*{}^2 T_s} R_s \\ H_D &= \frac{K_D \beta T_s G A}{f_c^*}, & H_I &= \frac{K_I \beta G A}{f_c^* T_s} \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

ここで、 G は VCO_V のゲイン、 A は VCO_V の前置増幅器のゲイン、 K_D は Fig. 2 の D 制御回路部の微分係数である。

Fig. 1 の DC-DC コンバータの状態平均化法による等価回路^{19) -21)} および式(37)を考慮すれば、入力電圧 E_i および負荷抵抗 R の微小変化 Δe_i および ΔR に伴う出力電圧 e_o の微小変化 Δe_o は Fig. 7 の伝達関数表示のブロック線図により表される。この Fig. 7 を基にして、ボード線図を描くと Fig. 8 のようになる。ここで、実線はデジタル制御方式電流インジェクト形 DC-DC コンバータ回路において VCO_c の前置増幅器の電流ゲイン A_c を 30 とした場合の計算値であり、破線は $A_c = 0$ すなわち従来の出力電圧のみを検出するデジタル制御方式 DC-DC コンバータ¹³⁾ の計算値である。Fig. 8 (a) はゲイン対周波数特性であり、Fig. 8 (b) は位相対周波数特性である。この図より、提案する方式では位相余裕は約 50 度であり、従来の方式では約 20 度であり、従来方式に比べて本方式は十分大きな位相余裕を持ち、動特性が改善されていることが分かる。

Fig. 9 に提案するデジタル制御方式電流インジェクト形 DC-DC コンバータの位相余裕と VCO_c の

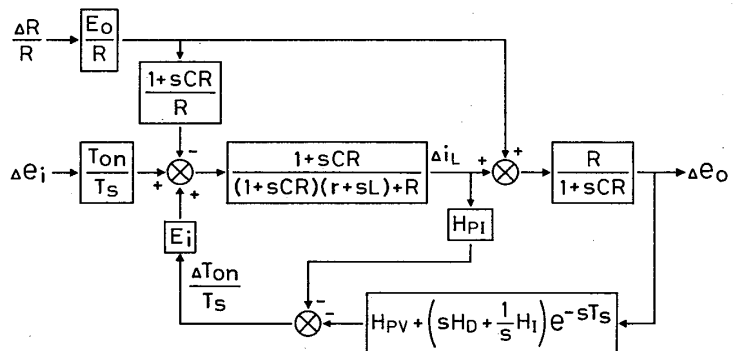
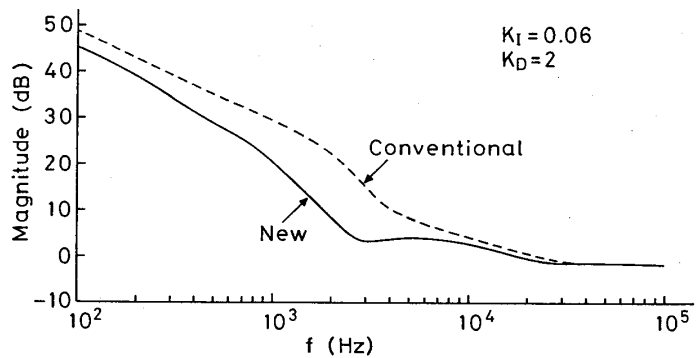
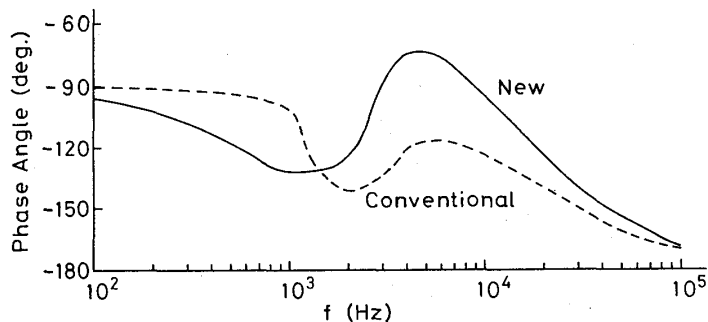


Fig. 7 Transfer function representation of the dc-dc converter with the proposed digital current-injected control circuit.

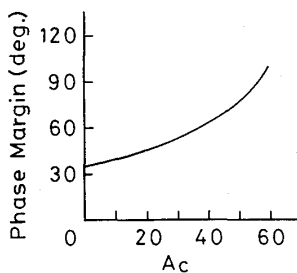


(a) Magnitude



(b) Phase angle
Fig. 8 Bode diagram.

前置増幅器の電流ゲイン A_c の関係を示す。この図で $A_c = 0$ の場合が従来のデジタル制御方式 DC-DC コンバータの位相余裕である。図において位相余裕を 50 度を選ぶためには A_c は 30 に設定すれば良いことが分かる。この場合、Fig. 10 に示した積分制御による安定化モードにおける負荷電流 I_o の最大値 I_{omax} と電流ゲイン A_c との関係より、 $I_{omax} = 1.5 \text{ A}$ が求まる。Fig. 10 に示すように、電流ゲイン A_c の増加と共に



$E_i = 20 \text{ V}$, $E_o = 5 \text{ V}$, $R = 5 \Omega$
 $K_I = 0.06$, $K_D = 1$, $L = 0.08 \text{ mH}$
 $C = 100 \mu\text{F}$, $r = 0.5 \Omega$

Fig. 9 Characteristics of the phase margin versus current gain A_c .

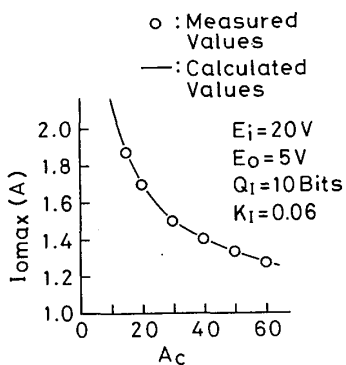


Fig. 10 Relationship between the maximum load current I_{omax} and current gain A_c . The output voltage can be regulated when the load current is less than I_{omax} .

力電圧の安定化範囲は減少する。従って、電流ゲイン A_c は周波数応答および出力電圧の安定化範囲を考慮して決める必要がある。

5. むすび

以上、デジタル制御方式電流インジェクト形 DC-DC コンバータの新しい回路方式を提案し、その出力電圧安定化特性および周波数応答を明らかにした。その結果を要約すれば次のようになる。

- (1) 提案したデジタル制御方式電流インジェクト形 DC-DC コンバータの出力電圧安定化モードは、積分制御による安定化モード、比例制御による安定化モードおよび開ループモードの 3 つに大別される。
- (2) 積分制御により出力電圧を安定化できる入力電圧および負荷電流の範囲は積分係数 K_I を増加することにより広がる。
- (3) 周波数応答を改善するために、 VCO_c の前置増幅器の電流ゲイン A_c を増加すると、積分制御により出力電圧を安定化できる負荷電流の範囲は減少する。一方、入力電圧の変化に対しては、出力電圧を安定化できる入力電圧の範囲は影響を受けない。
- (4) 提案した回路方式は従来のデジタル制御方式 DC-DC コンバータに比べて優れた動特性を持っている。

本論文で用いた解析手法は昇圧形および昇降圧形の DC-DC コンバータにも適用でき、その結果は稿を改めて報告する。

最後に、本稿をまとめるに際して資料の整理、図面の作成などに協力頂いた本学技官川原学氏に感謝します。

文 献

- (1) 大橋弘通：“パワーエレクトロニクスの現状と展望”，信学誌，71，5，pp.471-475 (1988-05)。
- (2) 内田善之：“半導体複合デバイス技術の現状と展望”，富士時報，62，11，pp.717-720 (1989-11)。
- (3) 原田義久，西村良博，木村雅人，長瀬宏，瀧川光治：“自動車内信号用シリアル通信方式の検討”，信学論 (B-I)，J72-B-I，9，pp.721-729 (1989-09)。
- (4) 原田豊土，小泉敏夫，山田雅朗，柳瀬光政：“電源装置の監視制御”，信学技報，PE82-19 (1983-01)。
- (5) 山本正彦，葛良彦，久永光司：“マイクロコンピュータ制御による電子交換機用二重化電源装置”，信学技報，PE85-59 (1986-02)。

- (6) Hartmut G., Stenio L. and Hermann M. :
"Monitoring and diagnostics for UPS systems",
Proc. IEEE INTELEC, pp.344-347 (June 1987).
- (7) Berndt D. and Meissner E.: "Monitoring of stationary valve regulated lead acid batteries",
Proc. IEEE INTELEC, pp.181-188 (Nov. 1991).
- (8) 牧野哲男: "ノート型電子機器の小型化技術", 信学誌, 75, 2, pp.168-171 (1992-02).
- (9) Boros V.B.: "A digital proportional, integral, and derivative feedback controller for power conditioning equipment", IEEE PESC Rec., pp.135-141 (June 1977).
- (10) Papathomas T.V. and Giacomelli J.N.:
"Digital implementation and simulation of an average current controlled switching regulator",
IEEE PESC Rec., pp.155-161 (June 1979).
- (11) Matsuo H. and Kurokawa F.: "Regulation characteristics of the digitally controlled dc-dc converter", IEEE PESC Rec., pp.360-365 (June 1983).
- (12) 松尾博文, 黒川不二雄 : "デジタル制御方式 DC-DC コンバータの出力安定化特性の解析", 信学論 (C), J69-C, 5, pp.678-687 (1986-05).
- (13) Matsuo H., Kurokawa F. and Higashi K.:
"Dynamic characteristics of the digitally controlled dc-dc converter", IEEE Trans. Power Electron., 4, 4, pp.419-426 (Oct. 1989).
- (14) 黒川不二雄, 竹田仰, 東克彦, 松尾博文: "温度補償を施したデジタル制御方式 DC-DC コンバータの安定化特性", 信学論 (B-I), J73-B-I, 4, pp. 396-403 (1990-04).
- (15) 松尾博文, 黒川不二雄, 志水哲朗: "デジタル制御による 1 MHz DC-DC コンバータの特性", 1989年信学春季全大, B-954.
- (16) 黒川不二雄, 東克彦, 川原学, 松尾博文: "DC-DC コンバータのデジタル制御の回路方式について", 1991年信学春季全大, B-819.
- (17) 松尾博文, 原田耕介: "リアクトルをもつ TRC 方式 DC-DC 電力変換器の回路方式と特性", 電学論 (C), J94-C, 3, pp.9-16 (1974-03).
- (18) 松尾博文, 原田耕介: "リアクトル電流不連続領域における DC-DC コンバータの特性", 信学論 (C), J61-C, 1, pp.33-40 (1974-03).
- (19) Landsmann E.E.: "Modular converters for space power systems", IEEE PESC Rec., pp.87-99 (June 1970).
- (20) Wester G.W. and Middlebrook R.D. : "Low-frequency characterization of switched dc-dc converters", IEEE Trans. Aerosp. & Electron. Syst., AES-9, 3, pp.376-385 (May 1973).
- (21) Middlebrook R.D. and Cuk S. : "A general unified approach to modelling switching converter power stages", IEEE PESC Rec., pp.18-34 (June 1976).