

# デジタル制御方式DC-DCコンバータ の出力特性について

松尾博文\*・黒川不二雄\*

## Output Characteristics of the Digitally Controlled DC-DC Converter

by

Hirofumi MATSUO\* and Fujio KUROKAWA\*

The output characteristics of the digitally controlled dc-dc converter is analyzed theoretically and experimentally and the regulation characteristics in steady-state is defined for the changes of the input voltage and the load. As a result, it is revealed that the regulation of the output voltage is often circumscribed within the comparatively narrow ranges of the input voltage and the load, and that the circumscription of the regulation range is due to the overflow or the underflow phenomenon in the integral mode control circuit and can be satisfactorily extended by determining adequately the circuit parameters and variables in the digital feedback control circuit. Also, the transfer function between the small variations in the on-time interval of the switch and the output voltage of the dc-dc converter is defined, and then the proportional gain, the reset time and the rate time are approximately derived as a function of the proportional, integral and derivative (P-I-D) coefficients in the digital control circuit, respectively.

### 1. まえがき

デジタル回路はアナログ回路に比べて本質的にノイズ、温度変化、経年変化に強く、また制御性に富むという利点がある。このような特徴を生かし、DC-DCコンバータにおいても、デジタル制御方式の利用が試みられている<sup>1)~3)</sup>しかし、デジタル制御方式のコンバータでは、入力電圧や負荷の変化に対する出力電圧の安定化が可能な範囲が比較的狭く、このため制御回路のパラメータを的確に決定することが重要である。

従来、この点に関しての十分な検討は行われていないようである。

このような観点から本論文では、デジタルP-I-D制御方式のDC-DCコンバータにおける出力特性について理論的、実験的考察を行った。その結果、入力電圧および負荷電流の変化に対する出力電圧の安定化特性が明らかにされ、積分制御回路部の係数およびビット数、コンバータの内部損失抵抗などの関数として、出力安定化の範囲が示された。

さらに、従来のアナログ制御方式とデジタル制御との各係数の対応と比較を容易にするために、DC-DCコンバータにおけるスイッチのオン時間の微小変化と出力電圧の微小変化との間の伝達関数に関して、比例

昭和59年9月29日受理

\*電子工学科 (Department of Electronics)

感度、微分時間および積分時間を電圧制御発振器(VCO)の特性係数、微分係数、積分係数などデジタル制御回路のパラメータの関数として近似的に求めた。

2. デジタル制御方式DC-DCコンバータ

2.1 回路構成と制御動作

図1(a)および(b)はそれぞれ降圧形DC-DCコンバータの基本回路およびデジタルP-I-D制御回路の回路構成図である。デジタルP-I-D制御回路の動作についてはすでに詳細に述べられているが、<sup>(1), (2)</sup> ここでもう一度、後の議論で必要となるデジタル制御の各回路部の動作、特性について簡単に振り返る。

図1(b)の中のPモード制御回路において、VCOはA/Dコンバータとして用いられている。このVCOにより、DC-DCコンバータの出力電圧  $E_o$  は周波数  $f$  に変換される。図2はVCOの理想化した周波数特性であり、図2の特性曲線のうち

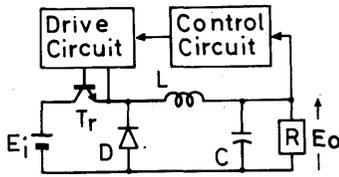


Fig.1(a) Basic circuit of the step-down type dc-dc converter.

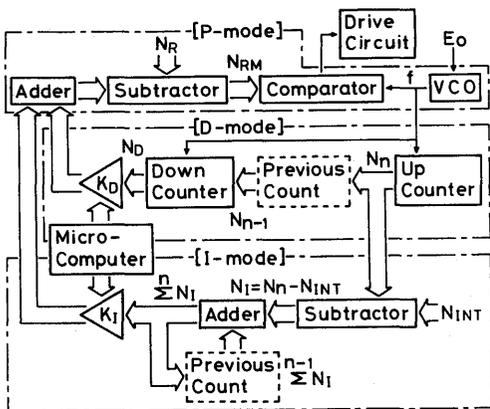


Fig.1(b) Schematic diagram of the digital P-I-D control circuit.

$$f = GE_o + B \tag{1}$$

の部分を利用される。上式において、出力電圧  $E_o$  が平衡点  $E_o^*$  から  $\Delta E_o$  だけ微小変化し、これに伴って、周波数  $f$  が平衡点  $f^*$  から  $\Delta f$  だけ微小変化したもとして

$$E_o = E_o^* + \Delta E_o, \quad f = f^* + \Delta f \tag{2}$$

とおけば

$$f^* = GE_o^* + B, \quad \Delta f = G\Delta E_o. \tag{3}$$

となる。

まず、クロックパルス (図では省略されている) により比較器がリセットされ、これと同時に、比較器からドライブ回路にスイッチ  $T_r$  をターンオンするための信号が送り出される。比較器はリセットの後、VCOからのパルス数のカウントを開始し、パルス数があらかじめ決められた基準の数  $N_R$  に達すれば、比較器からドライブ回路にスイッチ  $T_r$  をターンオフするための信号が送り出される。したがって、スイッチ  $T_r$  のオン時間  $T_{on}$  は

$$T_{on} = N_R / f \tag{4}$$

となる。但し、式(4)ではPモード制御のみが用いられる場合を仮定しており、この時は図1(b)で  $N_R = N_{RM}$  である。スイッチ  $T_r$  は次のクロックパルスが比較器に加えられるまでオフの状態を保持する。

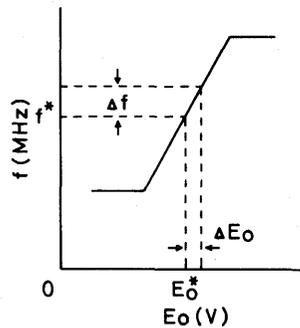


Fig.2 Idealized voltage frequency characteristics of the VCO. Following relations are made use of;  $f = GE_o + B$ ,  $f^* = GE_o^* + B$  and  $\Delta f = G\Delta E_o$ .

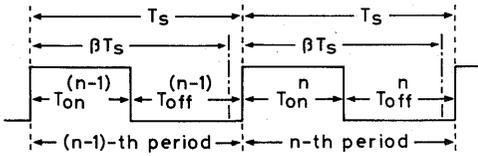


Fig.3 On-time interval  $T_{on}^n$  and the off-time interval  $T_{off}^n$  of the  $n$ -th switching period, and  $\beta T_s$ .  $\beta T_s$  is the predetermined time interval, during which the up-counter and the down-counter count the pulses from the VCO.

Dモード制御回路部はアップカウンタ、ダウンカウンタおよびゲインマルチプライヤ $K_D$ から構成されている。図3に示すように、 $n$ 番目のスイッチング周期の中の前にかじめ決められた時間 $\beta T_s$ の間アップカウンタはVCOからのパルス数を数え、そのカウント数は、式(1)より

$$\begin{aligned} N_n &= \beta T_s f \\ &= \beta T_s (GE_{o,n} + B) \end{aligned} \quad (5)$$

となる。ここで、 $E_{o,n}$ は $n$ 番目のスイッチング周期における出力電圧 $E_o$ の平均値である。この $N_n$ は $\beta T_s$ の終りの時点でダウンカウンタに送られ、次の周期のためにセットされる。ダウンカウンタでは、 $n$ 番目の周期の $\beta T_s$ の間、前の周期にセットされたパルス数 $N_{n-1}$ と $N_n$ との差がとられ、結局

$$N_D = N_n - N_{n-1} \quad (6)$$

となる。式(7)より、ダウンカウンタの出力 $N_D$ は

$$N_D = \beta T_s G (E_{o,n} - E_{o,n-1}) \quad (7)$$

となる。式(7)より、出力電圧の微分関数は近似的に次のようになる。

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta E_o}{dt} &\simeq \frac{1}{T_s} (E_{o,n} - E_{o,n-1}) \\ &= \frac{N_D}{\beta T_s^2 G} \end{aligned} \quad (8)$$

Iモード制御回路部では、引算器と加算器により、 $\Sigma N_i (= \Sigma [N_n - N_{INT}])$ が作られる。ここで、 $N_{INT}$ はあらかじめ決められた積分制御部での基準値であり、

$$\begin{aligned} N_{INT} &= \beta T_s f^* \\ &= \beta T_s (GE_o^* + B) \end{aligned} \quad (9)$$

で与えられる。式(5)、(9)より、 $\Sigma N_i$ は

$$\Sigma N_i = \beta T_s G \Sigma (E_{o,n} - E_o^*) \quad (10)$$

となる。式(10)より、出力電圧の積分関数は近似的に次式のようなになる。

$$\begin{aligned} \int_0^t \Delta E_o dt &\simeq \Sigma (E_{o,n} - E_o^*) T_s \\ &= \frac{\Sigma N_i}{BG} \end{aligned} \quad (11)$$

さらに、DモードおよびIモード制御回路部におけるゲインマルチプライヤ $K_D$ および $K_I$ により、それぞれ $N_D$ および $K_I \Sigma N_i$ が作られる。本実験では係数 $K_D$ および $K_I$ の値を自由に設定するために、ゲインマルチプライヤとしてメモリ(EPROM)回路が使用されている。この結果、予め設定された基準値 $N_R$ は $K_D N_D$ および $K_I \Sigma N_i$ により変更され、修正された基準値 $N_{RM}$ が次のように作られる。

$$N_{RM} = N_R - (K_D N_D + K_I \Sigma N_i) \quad (12)$$

したがって、スイッチ $T_r$ のオン時間 $T_{on}$ は

$$T_{on} = N_{RM} / f \quad (13)$$

となり、出力電圧 $E_o$ は $T_{on}$ の変化により安定化される<sup>(1)</sup>。

## 2.2 伝達関数表示

ここでは、デジタルP-I-D制御回路部の各係数とアナログP-I-D制御回路部で定義される比例感度、微分時間および積分時間との近似的な対応関係を求める。

スイッチ $T_r$ のオン時間 $T_{on}$ とDC-DCコンバータの出力電圧 $E_o$ との間の伝達関数を次のように定義する。

$$\frac{\Delta T_{on}(s)}{\Delta E_o(s)} = -H_p \left( 1 + s\tau_D + \frac{1}{s\tau_I} \right) \quad (14)$$

上式で、 $s$ はラプラス演算子であり、 $\Delta T_{on}(s)$ および $\Delta E_o(s)$ は $T_{on}$ および $E_o$ の微小変化分 $\Delta T_{on}$ および $\Delta E_o$ のラプラス変換である。また、 $H_p$ 、 $\tau_D$ および $\tau_I$ はそれぞれ比例感度、微分時間および積分時間である。

一方、デジタル制御方式DC-DCコンバータにおいて、スイッチ $T_r$ のオン時間 $T_{on}^*$ は $T_{on}$ を定常平衡点におけるオン時間として

$$T_{on} = T_{on}^* + \Delta T_{on} \quad (15)$$

で表わされる。上式において、式(2), (3), (8)および(11)~(13)を考慮すれば、 $T_{on}$ は近似的に

$$T_{on} = T_{on}^* + \Delta T_{on} \\ \approx \frac{N_R}{f^*} - \frac{GN_R}{f^{*2}} \left( \Delta E_o + \frac{\beta K_D f^* T_s^2}{N_R} \frac{d\Delta E_o}{dt} + \frac{\beta K_I f^*}{N_R} \int_0^t \Delta E_o dt \right) \quad (16)$$

のように表わされる。したがって、

$$T_{on}^* = N_R / f^* \quad (17)$$

$$\Delta T_{on} \approx - \frac{GN_R}{f^{*2}} \left( \Delta E_o + \frac{\beta K_D f^* T_s^2}{N_R} \frac{d\Delta E_o}{dt} + \frac{\beta K_I f^*}{N_R} \int_0^t \Delta E_o dt \right) \quad (18)$$

となる。式(18)より、

$$\frac{\Delta T_{on}(s)}{\Delta E_o(s)} \approx - \frac{GN_R}{f^{*2}} \left( 1 + \frac{\beta K_D f^* T_s^2}{N_R} s + \frac{\beta K_I f^*}{N_R} \frac{1}{s} \right) \quad (19)$$

が求められ、式(14)と式(19)を比較することにより、デジタルP-I-D制御方式DC-DCコンバータに関し、スイッチ $T_r$ のオン時間 $T_{on}$ と出力電圧 $E_o$ のそれぞれの微小変化分間の伝達関数における近似的な比例感度 $H_p$ 、微分時間 $\tau_D$ および積分時間 $\tau_I$ は次のように表わされる。

$$H_p \approx GN_R / f^{*2} \quad (20)$$

$$\tau_D \approx \beta K_D f^* T_s^2 / N_R \quad (21)$$

$$\tau_I \approx N_R / (\beta K_I f^*) \quad (22)$$

これらの関係式により、従来のアナログ制御方式とデジタル制御方式それぞれの回路における各係数の対応関係が明らかとなる。したがって、式(20)~(22)はデジタルP-I-D制御方式DC-DCコンバータの静特性および動特性を予測したり、あるいは制御回路の各係数を決定する際に有用であると思われる。

### 3. 出力の安定化特性

ここでは、デジタル制御方式DC-DCコンバータにおける定常出力特性について検討する。この場合、DC-DCコンバータの動作が安定であると仮定し、また定常状態での回路動作、特性を問題にするので、Dモード制御回路部の動作については考慮しないことにする。

デジタルP-I-D制御方式DC-DCコンバータでは比

例感度が小さいので、Pモード制御回路部の動作のみでは出力電圧 $E_o$ は十分に安定化できない。そこで、出力電圧 $E_o$ の安定化特性を改善するために、Iモード制御回路部が用いられている。しかし、Iモード制御回路部においては、ある条件の下ではオーバフローあるいはアンダーフローの現象が生じ、出力電圧 $E_o$ の安定化特性が著しく損なわれることがある。

式(12)において、定常状態では $N_b = 0$ であることを考慮すれば、修正された基準値 $N_{RM}$ は

$$N_{RM} = N_R - K_I \Sigma N_I \quad (23)$$

となる。上式で、Iモード制御回路部のビット数を $Q_I$ とすれば、 $\Sigma N_I$ は

$$-2^{Q_I} \leq \Sigma N_I \leq 2^{Q_I} \quad (24)$$

である。したがって、Iモード制御回路部がオーバフローの場合には

$$N_{RM} = N_R - 2^{Q_I} K_I \quad (25)$$

となり、アンダーフローの場合には

$$N_{RM} = N_R + 2^{Q_I} K_I \quad (26)$$

となる。式(1), (3), (13), (25), (26)および次の関係式

$$E_o = \frac{(T_{on}/T_s)E_i}{1+r/R} \quad (27)$$

から、出力電圧 $E_o$ の安定化が可能な入力電圧 $E_i$ の範囲が次のように求められる。

$$\left( 1 + \frac{r}{R} \right) \frac{f^* T_s E_o^*}{N_R + 2^{Q_I} K_I} \\ \leq E_i \leq \left( 1 + \frac{r}{R} \right) \frac{f^* T_s E_o^*}{N_R - 2^{Q_I} K_I} \quad (28)$$

ただし、式(27), (28)で $R$ および $r$ はそれぞれDC-DCコンバータにおける負荷抵抗および内部損失抵抗であり、 $E_o^*$ は出力電圧 $E_o$ の目標値、 $f^* T_s$ はスイッチ $T_r$ のオン、オフの1周期間にVCOから出力されるパルス数である。

また同様に、出力電圧 $E_o$ の安定化が可能な負荷電流 $I_o (= E_o/R)$ の範囲が次のように求められる。

$$\frac{1}{r} \left\{ \frac{(N_R - 2^{Q_I} K_I) E_i}{f^* T_s} - E_o^* \right\} \\ \leq I_o \leq \frac{1}{r} \left\{ \frac{(N_R + 2^{Q_I} K_I) E_i}{f^* T_s} - E_o^* \right\} \quad (29)$$

式(28)および式(29)で与えられる出力電圧 $E_o$ の安定化が可能な範囲では、出力電圧 $E_o$ は

$$E_o = E_o^* \quad (30)$$

で与えられる。

一方、Iモード制御回路部においてオーバフローの生じる範囲では、すなわち

$$E_i > \left(1 + \frac{r}{R}\right) \frac{f^* T_s E_o^*}{N_R - 2^q K_i} \quad (31)$$

あるいは

$$I_o < \frac{1}{r} \left\{ \frac{(N_R - 2^q K_i) E_i}{f^* T_s} - E_o^* \right\} \quad (32)$$

では、式(1)、(3)、(13)、(25)、(27)より、出力電圧 $E_o$ は

$$E_o = -\frac{B}{2G} + \sqrt{\left(\frac{B}{2G}\right)^2 + \frac{(N_R - 2^q K_i) E_i}{G T_s (1 + r/R)}} \quad (33)$$

となる。また、アンダーフローの生じる範囲

$$E_i < \left(1 + \frac{r}{R}\right) \frac{f^* T_s E_o^*}{N_R + 2^q K_i} \quad (34)$$

あるいは

$$I_o > \frac{1}{r} \left\{ \frac{(N_R + 2^q K_i) E_i}{f^* T_s} - E_o^* \right\} \quad (35)$$

では、式(1)、(3)、(13)、(26)、(27)より、出力電圧 $E_o$ は

$$E_o = -\frac{B}{2G} + \sqrt{\left(\frac{B}{2G}\right)^2 + \frac{(N_R + 2^q K_i) E_i}{G T_s (1 + r/R)}} \quad (36)$$

となる。

以上の議論では、エネルギー蓄積用リアクトルの起磁力が連続であるものと仮定している。しかし、負荷電流がある臨界値以下になれば、リアクトルの起磁力は不連続になり、この場合には出力電圧 $E_o$ は次式で与えられる<sup>5)</sup>

$$E_o = \frac{T_{on} E_i}{T_{on} + T_s} \quad (37)$$

ここで

$$T_s = (-T_{on} + \sqrt{T_{on}^2 + 8 L T_s / R}) / 2 \quad (38)$$

したがって、リアクトルの起磁力が不連続な場合には、出力電圧 $E_o$ の安定化が可能な負荷電流 $I_o$ の範囲は、式(1)、(3)、(12)、(25)、(37)および(38)より次のように求められる。

$$I_o \geq \frac{(N_R - 2^q K_i)^2 E_o^*}{2 L f^* T_s} \left\{ \left( \frac{E_i}{E_o^*} \right)^2 - \frac{E_i}{E_o^*} \right\} \quad (39)$$

式(29)および式(39)より、

$$\begin{aligned} & \frac{(N_R - 2^q K_i)^2 E_o^*}{2 L f^* T_s} \left\{ \left( \frac{E_i}{E_o^*} \right)^2 - \frac{E_i}{E_o^*} \right\} \\ & \geq \frac{1}{r} \left\{ \frac{(N_R - 2^q K_i) E_i}{f^* T_s} - E_o^* \right\} \end{aligned} \quad (40)$$

ならば、出力電圧 $E_o$ の安定化が可能な負荷電流 $I_o$ の範囲は次のようになる。

$$\begin{aligned} & \frac{(N_R - 2^q K_i)^2 E_o^*}{2 L f^* T_s} \left\{ \left( \frac{E_i}{E_o^*} \right)^2 - \frac{E_i}{E_o^*} \right\} \\ & \leq I_o \leq \frac{1}{r} \left\{ \frac{(N_R + 2^q K_i) E_i}{f^* T_s} - E_o^* \right\} \end{aligned} \quad (41)$$

また、不等式(40)が成立しない場合には、出力電圧の安定化が可能な負荷電流 $I_o$ の範囲は式(29)で与えられる。

リアクトルの起磁力が不連続な場合に、

$$I_o < \frac{(N_R - 2^q K_i)^2 E_o^*}{2 L f^* T_s} \left\{ \left( \frac{E_i}{E_o^*} \right)^2 - \left( \frac{E_i}{E_o^*} \right) \right\} \quad (42)$$

なる負荷電流の範囲では、Iモード制御回路部におけるオーバフローより、出力電圧 $E_o$ の安定化が損われる。式(42)で与えられる負荷電流の範囲では出力電圧 $E_o$ は次の関係式より求められる。

$$\frac{E_i}{E_o} = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2 L (G E_o + B)^2 T_s}{(N_R - 2^q K_i)^2 R}} \quad (43)$$

以上の論議は、図4から図6に示される実験結果により確かめられる。図4(a)および(b)にはそれぞれ入力電圧 $E_i$ および負荷電流 $I_o$ の変化に対して、Iモード制御回路部における積分係数 $K_i$ をパラメータとした場合の出力電圧 $E_o$ の安定化特性が示されている。また、図5および図6にはそれぞれIモード制御回路部のビット数 $Q_i$ およびDC-DCコンバータの等価的な内部損失抵抗 $r$ をパラメータとした場合の出力電圧 $E_o$ の安定化特性が示されている。

図4、図5および図6より、理論値は実験値と良く一致し、出力電圧 $E_o$ を安定化できる入力 $E_i$ および負荷電流 $I_o$ の範囲はIモード制御回路部における積分係数 $K_i$ とビット数 $Q_i$ の増加あるいはDC-DCコンバータの等価的な内部損失抵抗 $r$ の減少により広げられることが明らかにされた。また、式(28)、式(29)および式(40)より、スイッチ $T_r$ のオン、オフの1周期内にVCOから出力

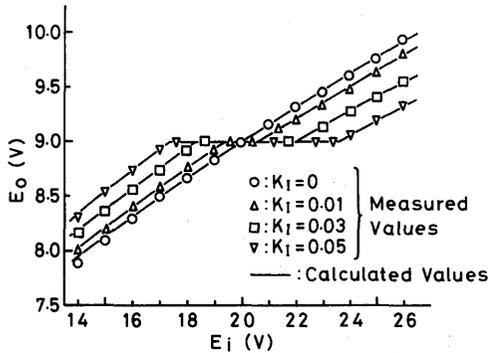
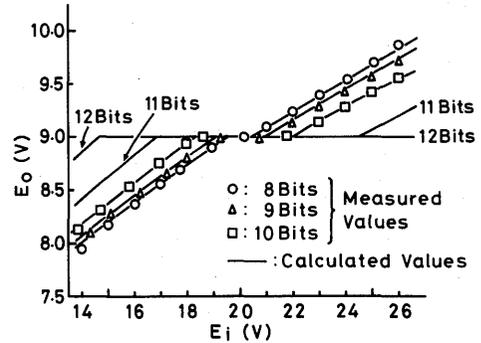
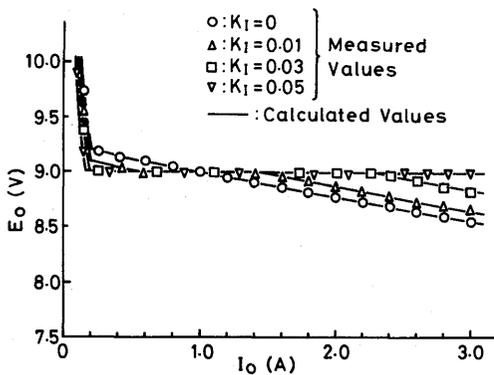
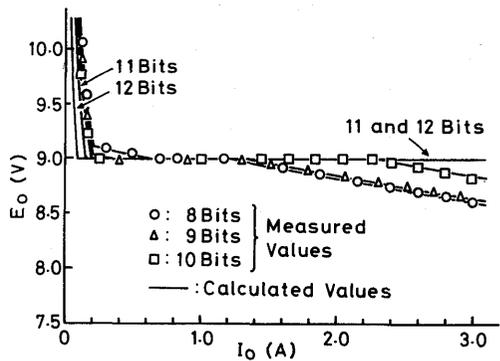
(a) For the change of  $E_i$ . ( $I_o=1.0$  A)(a) For the change of  $E_i$ . ( $I_o=1.0$  A)(b) For the change of  $I_o$ . ( $E_i=20$  V)(b) For the change of  $I_o$ . ( $E_i=20$  V)

Fig.4 Regulation characteristics, taking the integral coefficient  $K_I$  of the I-mode control circuit as a parameter.  $G=3.40$  MHz/V,  $B=-13.4$  MHz,  $f^*=17.2$  MHz and  $E_o^*=9.0$  V in the characteristics of the VCO.  $L=0.5$  mH,  $C=330$   $\mu$ F,  $r=0.68$   $\Omega$ ,  $N_R=334$ ,  $N_{INT}=685$ ,  $Q_i=10$  bits,  $f_s=1/T_s=25$  kHz and  $K_D=1.0$ .  $\tau_d=7.91 \times 10^{-5}$  sec.,  $\tau_1=2.02 \times 10^{-3}$  sec.,  $6.74 \times 10^{-4}$  sec. and  $4.05 \times 10^{-4}$  sec. when  $K_D=1.0$ ,  $K_I=0.01$ ,  $0.03$  and  $0.05$ , respectively.

されるパルス数  $f^*T_s$  を減少することによっても、出力電圧  $E_o$  の安定化の範囲が広がることが分かる。さらに、式(19)からも明らかのように、デジタルP-I-D制御方式DC-DCコンバータでは、アナログ制御方式の場合<sup>(6)</sup>と異なり、Iモード制御回路部の積分係数  $K_I$  の増加、すなわち積分時間  $\tau_1 (=N_R / [\beta K_I f^*])$  の減少によって、出力電圧  $E_o$  の安定化範囲は減少するが、安定

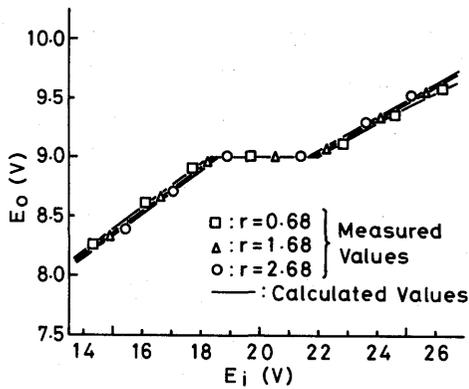
Fig.5 Regulation characteristics, taking the bit number  $Q_i$  of the I-mode control circuit as a parameter. Circuit parameters and variables are the the same as in Fig.4 except for  $K_I$  and  $Q_i$ , and  $K_I=0.03$ .

化範囲では定常偏差は零である。

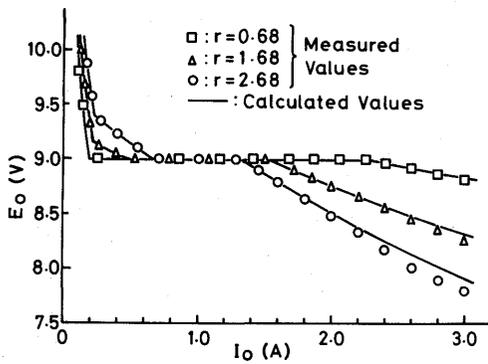
#### 4. むすび

以上、エネルギー蓄積用リアクトルの起磁力が連続な場合および不連続な場合に対して、デジタルP-I-D制御方式DC-DCコンバータの定常出力特性についての理論的、実験的考察を行ない、出力電圧の安定化が可能な入力電圧および負荷電流の範囲を明確にした。この結果、次の事柄が明らかになった。

(1) 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、Iモード制御回路部における積分係数  $K_I$  およびビット数  $Q_i$  の増加あるいはDC-DCコンバータの等価的な内部損失抵抗  $r$  の減少により上げられる。



(a) For the change of  $E_i$ . ( $I_o=1.0A$ )



(b) For the change of  $I_o$ . ( $E_i=20V$ )

Fig.6 Regulation characteristics, taking the internal loss resistance  $r$  as a parameter. Circuit parameters and variable are the same as in Fig.4 except for  $K_I$ ,  $\tau$  and  $N_R$ .  $N_R=334, 369$  and  $403$  when  $r=0.68\Omega, 1.68\Omega$  and  $2.68\Omega$ , respectively, and  $K_I=0.03$ .

(2) 出力電圧の安定化が可能な範囲では、積分係数  $K_I$  の値に依らず、出力電圧の定常偏差は零である。

(3) スイッチ  $T_r$  のオン、オフの1周期間内にVCOから出力されるパルス数  $f \cdot T_s$  を減少することによっても出力電圧の安定化の範囲は上げられる。

さらに、DC-DCコンバータにおけるスイッチのオン時間と出力電圧のそれぞれの微小変化の間の伝達関数に関して、比例感度、微分時間および積分時間をVCOの特性の係数、微分係数、積分係数などのパラメータの関数として近似的に求めた。この結果は、デジタル制御方式DC-DCコンバータの設計に際し有用であると思われる。

最後に本研究において実験に協力いただいた長崎大学工学部、川原学技官、日頃から御鞭撻いただく九州大学工学部、原田耕介教授に深く感謝する。

尚、本研究の一部は放送文化基金の援助により行われたことを付記する。

参考文献

- 1) V.B.Boros: "A Digital Proportional, Integral and Derivative Feedback Controller for Power Conditioning Equipment", IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp.135-141(June 1977).
- 2) N.R.Miller: "A Digitally Controlled Switching Regulator", *ibid.*, pp.142-147(June 1977).
- 3) 松尾, 森, 浜辺, 黒川: "デジタル制御方式DC-DCコンバータにおけるソフトスタートについて", 昭和56信学総全大, p.557, No.485(昭56-04).
- 4) 松尾, 原田: "TRC方式DC-DCコンバータの動特性について", 電学論(C), Vol.93-C, No.6, pp.123-129(昭和48-06).
- 5) 松尾, 原田: "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", 九州大学工学集報, Vol.49, No.6, pp.767-773(昭51-12).
- 6) 松尾: "スイッチングレギュレータの動特性について", 電気学会電子回路機能と技術シンポジウム資料, No.5(昭54-03).

