UDC 621.313.223.072.2:621.3.076.7.077.6

論 文

57-B94

DC チョップアの電圧積分値制御方式による 直流他励電動機の駆動特性

正 員 入 江 寿 一 (大阪府大)

1. ま え が き

従来、チョップアを用いて直流電圧を制御する場合、主として周期一定オン時間可変などの通流率制御⁽¹⁾が行なわれている。

電圧積分値制御方式とは、チョップア出力電圧の瞬時値と設定値の差を時間積分し、その値が一定値に達した時点でチョップアをオンまたはオフにする方式を指す。その動作は、電流瞬時値制御方式⁽²⁾に似ている。出力電圧の平均値は、直接電圧設定値に制御され、チョップアのオン時間オフ時間および通流率は、出力電圧波形によって決まる。スイッチングレギュレータにおける本方式はすでに発表されており⁽²⁾、負荷電流連続モードについての基本的な特性、すなわち、オン時間オフ時間は大幅に変化するが、制御系が安定で、出力電圧の変動率が小さく、速い応答特性を持つことが知られている。

本文は、チョップアの電圧積分値制御方式によって、直流他励電動機を駆動した場合の特性について述べている。電動機制御用のチョップアは、スイッチングレギュレータ用のような高い周波数で動作させることが困難な場合が多いので、負荷電流の脈動が大きく、電流不連続モードも考慮している。平均値に関する特性は、モードに寄らず、スイッチングレギュレータの場合と同じであることを述べ、電流の交流成分に関しては、電流脈動幅、実効値、電動機速度脈動などについて述べている。

特性計算式は、電流の連続モード・不連続モードで共通の式とし、チョップアのオン時間およびオフ時間による一般的な表現と、電圧積分値制御方式に関しては出力電圧平均値の関数として表現している。

2. 電圧積分値制御の基本特性

図1に基本構成図を示す。電圧設定信号 $-v_r$ とチョップアの出力電圧瞬時値 v_a は、OP アンプと R_1 , R_2 , C_0 で加算積分され、その出力 v_c はコンパレータに供給される。コンパレータは、ヒステリシスを持つもので、入力 v_c が V_{c1} に達したときおよび V_{c2} に達したときに出力 0, 1 が変化する。チョップアは、コンパレータ出力に従って、オンまたはオフ状態となる。

積分回路出力電圧 v_c は

$$v_c = -\frac{1}{C_0} \int \left(\frac{v_a}{R_2} - \frac{v_r}{R_1} \right) dt + V_c \dots\dots\dots (1)$$

但し、 V_c : 積分定数

で表わされる。チョップアがオン状態で v_a/R_2 が v_r/R_1 より大きい場合は、 v_c は時間と共に減少し、 V_{c1} に達したときチョップアはオフとなる。チョップアがオフの状態は、同様の動作で v_c が V_{c2} に達するまで続く。

チョップアのオン時間を t_{on} 、オフ時間を t_{off} 、周期 $T = t_{on} + t_{off}$ とすれば(1)式より

$$V_{c1} = -\frac{1}{C_0} \int_0^{t_{on}} \left(\frac{v_a}{R_2} - \frac{v_r}{R_1} \right) dt + V_{c2} \dots\dots\dots (2)$$

$$V_{c2} = -\frac{1}{C_0} \int_{t_{on}}^T \left(\frac{v_a}{R_2} - \frac{v_r}{R_1} \right) dt + V_{c1} \dots\dots\dots (3)$$

となる。コンパレータの上限、下限の電位差を ΔV_c

$$\Delta V_c = V_{c2} - V_{c1} \dots\dots\dots (4)$$

図 1 電圧積分値制御方式の構成

Fig. 1. Integrated voltage control method of chopper.

Integrated Voltage Control Method of Chopper for DC Motor Drive. By Hisaichi Irie, Member (Faculty of Engineering, University of Osaka Prefecture).

入江寿一: 正員, 大阪府立大学工学部電気工学教室

図2 出力電圧波形

Fig. 2. Output voltage waveform.

で表わすと(2)(3)式より

$$\begin{aligned} R_2 C_0 \Delta V_c &= \int_0^{t_{on}} \left(v_a - \frac{R_2}{R_1} v_r \right) dt \\ &= - \int_{t_{on}}^T \left(v_a - \frac{R_2}{R_1} v_r \right) dt \dots\dots (5) \end{aligned}$$

となり、チョップの1周期 T では

$$\int_0^T \left(v_a - \frac{R_2}{R_1} v_r \right) dt = 0 \dots\dots (6)$$

となる。(6)式より、チョップの1周期における v_a の平均値を V_a 、 v_r の平均値を V_r とすれば

$$V_a = \frac{R_2}{R_1} V_r \dots\dots (7)$$

となる。図2のように、(7)式は v_a 、 v_r がどのような波形であっても、チョップの平均出力電圧 V_a が設定値 $(R_2/R_1)V_r$ に制御されることを示す。チョップなどの動作遅れ時間も v_a の波形変化の一部とみなされ、(7)式に誤差を与えることはない。

任意の時間 t に関して電圧 v_a の制御特性は

$$v_a = \frac{R_2}{R_1} v_r + v_{error} \dots\dots (8)$$

但し

$$\left| \int_0^t v_{error} dt \right| \leq R_2 C_0 \Delta V_c \dots\dots (9)$$

と表わすことができ、 v_{error} は交流電圧であるから v_a 、 v_r の平均値を求める時間 t を大きくとるに従って、急激に誤差は減少する。 v_r から v_a の等価回路は図3で表わされ、チョップおよび制御回路を1個のOPアンプとして取り扱うことが可能で、各種制御系への応用⁽³⁾が容易となる。

3. 直流他励電動機の駆動

本章以降は、電圧積分値制御方式の代表的な負荷として、直流他励電動機を考える。

図4において L_a 、 R_a は電機子回路のインダクタンスおよび抵抗を表わし、 E_a は速度起電力

$$E_a = K_M n \dots\dots (10)$$

但し、 n ：電動機の回転速度、 K_M ：速度起電

図3 電圧積分値制御方式の等価回路

Fig. 3. Equivalent circuit of integrated voltage control method.

図4 電圧積分値制御回路と直流他励電動機の等価回路

Fig. 4. Integrated voltage control circuit and equivalent circuit of the separately excited DC motor.

力定数、

C_J は慣性モーメント J の等価容量

$$C_J = J / K_M^2 \dots\dots (11)$$

I_L は電動機の負荷トルク τ の等価電流

$$I_L = \tau / K_M \dots\dots (12)$$

を表わす。

電機子回路電気時定数 T_a および機械時定数 T_M を

$$T_a = L_a / R_a, \quad T_M = R_a C_J \dots\dots (13)$$

とし、機械時定数は大きく E_a の脈動は非常に小さいものとする(第6章参照)。直流電源電圧および電圧設定信号は、それぞれ E_s 、 V_r 一定とする。スイッチング素子の動作は理想的であるとする。

〈3・1〉 平均値特性 電圧積分値制御方式では、(7)式のように、チョップ出力電圧の平均値 V_a が設定値のみによって決定される。負荷の電動機は、電圧、電流、速度、トルクの平均値に関して、過渡時、定常時共に直流電圧 V_a によって駆動される場合と全く同じ特性を示す。すなわち電圧対電流の関係は

$$V_a = R_a I_a + E_a \dots\dots (14)$$

となる。 I_a は電機子電流の平均値で、定常状態では I_L に等しい。

このように電圧積分値制御方式では、電動機駆動で最も重要な特性である電動機の平均端子電圧は設定値のみによって決定されるので、以下本文では交流成分の影響を検討する。

図5 電流連続モードおよび不連続モードでの電圧・電流波形

Fig. 5. Voltage and current waveforms for current continuous mode and discontinuous mode.

〈3.2〉 チョップパのオン時間、オフ時間 チョップパがオンの状態では $v_a = E_s$ であるから、(5), (7) 式よりオン時間 t_{on} は

$$t_{on} = \frac{R_2 C_0 \Delta V_c}{E_s - V_a} \quad (15)$$

となる。ここで

$$K_0 = \frac{R_2 C_0 \Delta V_c}{E_s}, \quad v_F = \frac{V_a}{E_s} \quad (16)$$

のように表わすと、(15)式は

$$t_{on} = \frac{K_0}{1 - v_F} \quad (17)$$

となる。 t_{on} は定数 K_0 と出力電圧 $V_a (= \text{電圧設定値})$ によって決まり、電源電圧が一定ならば図5のように、電流の連続・不連続など負荷の影響を受けない。

チョップパがオフの状態では、ダイオード D が導通している期間は $v_a = 0$, $i_a = 0$ の期間は $v_a = E_n$ である。 D の流通時間を t_D とすると(5)(7)式より t_{off} は次式となる。

$$\begin{aligned} t_{off} &= \frac{R_2 C_0 \Delta V_c - E_n t_D}{V_a - E_n} \\ &= K_0 \frac{1 - n_F t_D / K_0}{v_F - n_F} \quad (18) \end{aligned}$$

但し、 $n_F = E_n / E_s$

電流連続の場合は $t_D = t_{off}$ であるから(18)式より

$$t_{off} = \frac{K_0}{v_F} \quad (19)$$

図6 オン時間、オフ時間、周期対出力電圧特性

Fig. 6. On time, Off time and period t_{on} , t_{off} and T vs. output voltage V_a .

である。

電流不連続の場合の t_D はすでに知られているように

$$t_D = T_a \ln \frac{1 - (1 - n_F) \exp(-t_{on}/T_a)}{n_F} \quad (20)$$

で表わされる⁴⁾。(17), (18), (20)式より電圧積分制御方式では

$$\begin{aligned} t_{off} &= \frac{1 - (1 - n_F) \exp\left(-\frac{K_0}{T_a} \frac{1}{1 - v_F}\right)}{n_F} \\ &= K_0 \frac{1 - n_F \ln \frac{1 - (1 - n_F) \exp\left(-\frac{K_0}{T_a} \frac{1}{1 - v_F}\right)}{n_F}}{v_F - n_F} \quad (21) \end{aligned}$$

となる。

図6は、 t_{on} , t_{off} を示し、それぞれの値は v_F によって決まる。チョップパの最高周波数は $1/4 K_0$ である。 t_{on} , t_{off} 共に K_0 より小さくならないので、チョップパの転流に必要な最小オン時間、最小オフ時間の確保は容易で、出力電圧は0から(速度起電力のある場合は E_n から) E_s まで連続的に制御することができる。電流不連続の状態では、図5のようにチョップパのオフ期間中に $i_a = 0$ となり、負荷端子に逆起電力 E_n が現われるが、 v_c 波形のように t_{off} は電流連続時より大きくなり

$$v_F = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} \{t_{on} + (t_{off} - t_D)n_F\} \quad (22)$$

で表わされる平均電圧は、電流連続時と変わらない。

t_{off} は V_a を E_n に等しく設定したとき無限大となり、 E_n 以下に設定したときは、チョップのオフ期間中も v_c が減少し、 V_{c2} に達することがないので、チョップは常にオフとなる。 V_a を E_c より大きく設定したときは、同様な理由でチョップは常にオンとなる。

t_{on} , t_{off} が決定されると、次章以降に述べる諸特性は、従来のチョップの動作周期と通流率で表わされた計算式によっても計算することができる。以下、 K_0 を含む式は電圧積分値制御方式の特性を示す式であり、その他の式は各制御方式に共通の式である。

4. 電流波形

電機子電流の瞬時値を i_a とすると、図4の等価回路より

$$v_a = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + E_n \quad (23)$$

であり、チョップがオン時の i_a を i_1 、オフ時の i_a を i_2 と表わすと

$$\frac{R_a i_1}{E_s} = 1 - \left(1 - n_F - \frac{R_a i_L}{E_s}\right) \exp\left(-\frac{t}{T_a}\right) - n_F \quad (24)$$

$$\frac{R_a i_2}{E_s} = \left(n_F + \frac{R_a i_H}{E_s}\right) \exp\left(-\frac{t}{T_a}\right) - n_F \quad (25)$$

$$\left. \begin{aligned} & (0 < t < t_D) \\ & (t_D < t < t_{off}) \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

$$= 0$$

但し、 $i_L : i_a$ の最小値、 $i_H : i_a$ の最大値となる。電流波形は図5(c)となる。電流連続の場合の電流波形は V_a によって決まり、 E_n の変化は直流

図7 瞬時電流の最大値 i_H 、最小値 i_L 。

Fig. 7. Maximum and minimum values of instantaneous motor current i_H and i_L .

成分 I_a の変化として現われる。

〈4・1〉 瞬時電流の最大値、最小値 電流波形より $t=t_{on}$ で $i_1=i_H$ 、 $t=t_D$ で $i_2=i_L$ であるから、(24)、(25)式より

$$\frac{R_a i_H}{E_s} = 1 - \left(1 - n_F - \frac{R_a i_L}{E_s}\right) \exp\left(-\frac{t_{on}}{T_a}\right) - n_F \quad (26)$$

$$\frac{R_a i_L}{E_s} = \left(n_F + \frac{R_a i_H}{E_s}\right) \exp\left(-\frac{t_D}{T_a}\right) - n_F \quad (27)$$

である。(26)、(27)式より i_L は

$$\frac{R_a i_L}{E_s} = 1 - \frac{1 - \exp\left(-\frac{t_D}{T_a}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{t_{on} + t_D}{T_a}\right)} - n_F \quad (28)$$

で表わされる。電流連続の場合は $t_D=t_{off}$ であり、電流不連続の場合は $i_L=0$ で、 t_D は t_{off} より小さいので

$$\frac{R_a i_L}{E_s} = \frac{1 - \exp\left(-\frac{t_{off}}{T_a}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{t_{on} + t_{off}}{T_a}\right)} - n_F \quad (29)$$

$$= 0 \quad (\text{上式が負の場合})$$

で表現することができる。 i_H は(29)、(26)式より求められる。

電圧積分値制御方式では、(17)式の t_{on} および電流連続時の t_{off} (19)式を(29)、(26)式に代入して

$$\frac{R_a i_L}{E_s} = 1 - \frac{1 - \exp\left(-\frac{K_0}{T_a v_F}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{K_0}{T_a v_F(1-v_F)}\right)} - n_F \quad (30)$$

$$= 0 \quad (\text{上式が負の場合})$$

$$\frac{R_a i_H}{E_s} = 1 - \left(1 - n_F - \frac{R_a i_L}{E_s}\right) \exp\left(-\frac{K_0}{T_a(1-v_F)}\right) - n_F \quad (31)$$

のように v_F の関数で表わされる。図7は計算結果で、右下半分は i_L の特性を、左上半分は i_H の特性を示す。例えば $K_0/T_a=0.3$ の場合についてみると、 $n_F=0.4$ ならば、 $v_F>0.55$ では電流連続の i_L, i_H 特性となるが、 $v_F \leq 0.55$ では $i_L=0$ すなわち電流不連続となり、 i_H は電流連続のときとは異なった値となる。 $v_F \leq 0.4$ ではチョップは常にオフで電流は流れない。また、 $n_F=0$ すなわち逆起電力がない場合は、 v_F にかかわらず電流は連続で、 $n_F>0.74$ では $v_F<1$ の範囲で電流は連続にならない。

図 8 電流の連続・不連続の境界

Fig. 8. Boundary current between current continuous mode and discontinuous mode.

〈4.2〉 電流の連続・不連続境界特性 境界では、電流連続かつ $i_L = 0$ であるから、(29)式より境界となる n_F は

$$n_F = 1 - \frac{1 - \exp\left(-\frac{t_{off}}{T_a}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{t_{on} + t_{off}}{T_a}\right)} \quad \dots\dots\dots (32)$$

であり、境界となる電流は(14)、(32)式より求められる。

電圧積分値制御方式では(17)、(19)式と上式より

$$\frac{R_a I_a}{E_s} = v_F - 1 + \frac{1 - \exp\left(-\frac{K_o}{T_a} \frac{1}{v_F}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{K_o}{T_a} \frac{1}{v_F(1 - v_F)}\right)} \quad \dots\dots\dots (33)$$

となる。図8は K_o/T_a をパラメータとして、境界となる I_a を表わしたもので、この特性より I_a が大きければ電流は連続である。 K_o/T_a が小さければ、境界となる電流は

$$\frac{R_a I_a}{E_s} \approx \frac{K_o}{2T_a} \quad \dots\dots\dots (34)$$

となり、 v_F に関係なく一定となる。

〈4.3〉 ダイオード通流時間 t_D t_D は(25)式の i_2 が i_H から i_L まで変化する時間であるから

$$t_D = T_a \ln \frac{n_F + \frac{R_a i_H}{E_s}}{n_F + \frac{R_a i_L}{E_s}} \quad \dots\dots\dots (35)$$

図 9 電流脈動幅

Fig. 9. Peak to peak values of the motor current ripple.

で表わされ、 i_L , i_H は t_{on} , t_{off} の関数として(29)、(26)式で、電圧積分値制御方式では v_F の関数として(30)、(31)式で表わされている。

このように、チョップパの電圧または電流波形に関する特性を i_L , i_H で表現すると簡単な式で表わすことができ、電流の連続・不連続状態での特性を共通の式で表わすることができる⁽⁵⁾。

なお、先に(19)、(21)式で表わした t_{off} を t_D すなわち i_L , i_H で表現すると(22)式より

$$t_{off} = \frac{(1 - v_F)t_{on} - n_F t_D}{v_F - n_F} \quad \dots\dots\dots (36)$$

$$T = t_{on} + t_{off} = \frac{(1 - n_F)t_{on} - n_F t_D}{v_F - n_F} \quad \dots\dots\dots (37)$$

となる。

5. 電流の交流成分

〈5.1〉 電流の脈動幅 i_{pp} i_{pp} は電流瞬時値 i_a の最大値と最小値の差で

$$\frac{R_a i_{pp}}{E_s} = \frac{R_a i_H}{E_s} - \frac{R_a i_L}{E_s} \quad \dots\dots\dots (38)$$

である。

電圧積分値制御方式では、図9となる。電流連続の状態では、 i_{pp} は v_F にはほとんど関係なく、 K_o/T_a によってはほぼ一定の値となり、 $K_o/T_a < 0.1$ ならば

$$\frac{R_a i_{pp}}{E_s} \approx \frac{K_o}{T_a} \quad \dots\dots\dots (39)$$

図 10 電流の交流成分

Fig. 10. AC component of the motor current.

で近似できる。電流不連続の状態では、同じ v_F に対して i_{pp} は電流連続のときより小さい。

〈5.2〉 電流の実効値 電流 i_a の実効値 I_e は

$$I_e = \sqrt{\frac{1}{t_{on} + t_{off}} \left\{ \int_0^{t_{on}} i_1^2 dt + \int_0^{t_D} i_2^2 dt \right\}} \quad (40)$$

の定義より (24), (25) 式から

$$\frac{R_a I_e}{E_s} = \sqrt{\frac{1}{t_{on} + t_{off}} \left\{ (1 - n_F)^2 t_{on} + n_F^2 t_D - T_a \frac{R_a i_{pp}}{E_s} \right\}} \quad (41)$$

で表わされ、(22), (14) 式を使って整理すると

$$\frac{R_a I_e}{E_s} = \sqrt{\left(\frac{R_a I_a}{E_s} \right)^2 + v_F (1 - v_F) - (1 - n_F) \left(v_F - \frac{t_{on}}{T} \right) - \frac{T_a}{T} \left(\frac{R_a i_H}{E_s} - \frac{R_a i_L}{E_s} \right)} \quad (42)$$

となる。電流の交流成分 I_{ac} は I_e より直流成分 I_a の項を除いて得られる。

電圧積分値制御方式の I_{ac} は、電流連続の状態では図 10 のように負荷電圧 V_a 、直流電流成分の大きさにかかわりなくほぼ一定となり、 $K_0/T_a < 0.1$ 以下では

$$\frac{R_a I_{ac}}{E_s} \approx \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{K_0}{T_a} \quad (43)$$

で近似できる。ピーク値 K_0/T_a の三角波の実効値に

ほぼ等しい。電流不連続の状態での I_{ac} は、 V_a が E_s に近づくとき急激に小さくなる。

6. 電動機速度脈動

電動機速度脈動は、チョップ 1 周期中の速度起電力の脈動に比例するので、等価回路図 4 の E_n の脈動成分 ΔE_n で表わすことにする。定常状態では、 i_a の平均値 I_a は負荷トルクによる電流 I_L に等しく、 E_n の脈動の原因となる C_J の充電電流は $i_a - I_a$ である。図 5 (c) の電流波形より ΔE_n は

$$\Delta E_n = \frac{1}{C_J} \left\{ \int_{t_{01}}^{t_{on}} (i_1 - I_a) dt + \int_0^{t_{02}} (i_2 - I_a) dt \right\} \quad (44)$$

但し、 $t_{01} : i_1 = I_a$ となる時刻

$t_{02} : i_2 = I_a$ となる時刻

で表わされる。電流波形 (24), (25) 式と上式で ΔE_n を求め (13), (14) 式で整理すると

$$\frac{\Delta E_n}{E_s} = \frac{1}{T_M} \{ (1 - v_F)(t_{on} - t_{01}) - v_F t_{02} \} \quad (45)$$

となる。 t_{01} , t_{02} は (24) (25) 式および (14) 式より

$$t_{01} = T_a \ln \frac{1 - n_F - \frac{R_a i_L}{E_s}}{1 - v_F} \quad (46)$$

$$t_{02} = T_a \ln \frac{n_F + \frac{R_a i_H}{E_s}}{v_F} \quad (47)$$

のように表わされる。

電圧積分値制御方式では (45) ~ (47), (17) 式より

$$\frac{\Delta E_n}{E_s} = \frac{K_0}{T_M} \left\{ 1 - \frac{T_a}{K_0} (1 - v_F) \ln \frac{1 - n_F - \frac{R_a i_L}{E_s}}{1 - v_F} - \frac{T_a}{K_0} v_F \ln \frac{n_F + \frac{R_a i_H}{E_s}}{v_F} \right\} \quad (48)$$

で表わされ、図 11 の特性となる。 V_a の変化に対して電流脈動幅がほぼ一定となるので、速度脈動はチョップの周期にほぼ比例する。チョップの周期は非常に大きくなる場合があるが、図のように K_0 の値、電流の連続・不連続などどのような条件でも、 v_F の全範囲にわたって

$$\frac{\Delta E_n}{E_s} \leq \frac{K_0}{T_M} \quad (49)$$

の関係が成立する。 K_0 は 1 ms 以下に選ぶことは容易であるから、速度脈動が異常に大きくなることはな

図 11 電動機速度脈動

Fig. 11. Ripples of the motor speed.

い。\$K_0/T_a < 0.1\$ ならば、\$\Delta E_n\$ の近似式は、電流連続の状態では

$$\frac{\Delta E_n}{E_s} \approx \frac{K_0^2}{T_M T_a} \cdot \frac{1}{8 v_F (1 - v_F)} \quad \dots\dots\dots (50)$$

但し、\$\Delta E_n/E_s \leq K_0/T_M\$

であって、電流不連続の状態ではその値より大きく、4 倍以下である。

7. 実験結果

実験に用いた電動機は、定格 100 V, 100 W, 3,000 rpm の直流サーボモータである。電機子回路の定数測定値は、\$R_a = 6.5 \Omega\$, \$L_a = 19 \text{ mH}\$ であって、電気時間定数は \$T_e = 2.9 \text{ ms}\$ となっており、機械時間定数 \$T_M = 128 \text{ ms}\$ である。直流電源は、\$E_s = 100 \text{ V}\$ で実験している。制御回路の定数は、\$R_2 = 466 \text{ k}\Omega\$, 積分コンデンサ \$C_0 = 0.0485 \text{ }\mu\text{F}\$, コンパレータの入力ヒステリシス幅 \$\Delta V_c = 4.4 \text{ V}\$ で、定数 \$K_0 = 0.99 \text{ ms}\$ となっており、\$K_0/T_a = 0.34\$ で比較的大きい。チョップ素子は等価 GTO⁽⁶⁾ で動作は速い。

図 12 は負荷特性の実験結果で、電機子電圧 \$V_a\$ は設定値によって決まり、電流の連続・不連続、負荷電流 \$I_a\$ の変化による電圧変動は検出できなかった。電動機速度変動も、電圧設定値に相当する純直流で駆動した場合と同じ特性を示している。

図 13 は同じく電圧設定値を一定にして、負荷を変化、すなわち \$E_n\$ を変化し、電機子電流 \$I_a\$ に対して電流瞬時値の \$i_H\$, \$i_L\$ をオシロスコープで測定したも

図 12 出力電圧変動と速度変動の実験

Fig. 12. Measured regulations of the output voltage and the motor speed \$V_a\$ and \$N\$.

図 13 \$i_H\$, \$i_L\$ の実験値と計算値

Fig. 13. Measured \$i_H\$ and \$i_L\$ with calculated ones.

のである。\$i_L = 0\$ の範囲は、電流不連続の状態である。測定値は、計算値(実線)と比較的よく一致している。実験では、\$K_0/T_a\$ が大きな値になっているので電流脈動は大きい、電流連続状態では一定の電流脈動幅となり、電流不連続の状態では少し小さくなっている。

8. むすび

チョップの電圧積分値制御方式は、負荷電流の連続・不連続モードにかかわらず、優れた定電圧出力特性と速い応答速度を持っている。積分器入力からチョップ出力の間を 1 個の OP アンプと等価であると考えることができ、各種制御系に組込むことが容易である。

チョップの制御方式からみると、電圧積分値制御方式は可変周波数系に属し、負荷電流の脈動幅がほぼ一定になる特性を持ち、電流瞬時値制御方式との結合⁽⁷⁾

が容易である。負荷電動機の世界脈動幅は、チョッパの周期に従って変化するが、時定数で決まる一定値を超えない。

電圧積分値制御方式は、損失が少なく応答の速い電圧安定化装置として動作するので、電流瞬時値制御と同様に、直流電源からみると定電力負荷となり負性コンダクタンスとなる。電源フィルタの負性コンダクタンス振動⁽⁸⁾には注意する必要がある。

本文ではチョッパ制御における交流成分に関する特性計算式を電流瞬時値の最小値と最大値の関数とし、従来別々に取扱われていた電流の連続・不連続モードにおける特性を簡単な共通の式で表わした。計算式は電圧積分値制御方式に限らず、各制御方式に適用することができる。 (昭和 57 年 2 月 19 日受付)

文 献

- (1) チョッパ制御方式専門委員会: チョッパ制御ハンドブック 126 (昭 51) 電気学会
- (2) Peter Burger: "Analysis of a Class of Pulse Modulated DC-to-DC Power Converter", *IEEE Trans. Industr. Electronics Control Instrum.* IECI-22, 104 (1975)
- (3) 細川・入江: 「DC チョッパを使用した直流他励電動機の定速度制御」昭 53 電気関係学会関西支部連大 G3-22
- (4) 入江・藤井・石崎: 「サイリスタチョッパによる直流他励電動機の運転特性」電学誌 88, 675 (昭 43-4)
- (5) 柳瀬・作井: 「直流他励電動機のサイリスタ制御時の鉄損について」電学誌 B 101, 667 (昭 56-11)
- (6) 入江・谷口・石崎: 「等価 GTO サイリスタ」信学論 57-C 17 (昭 49-1)
- (7) 坂井・入江: 「DC チョッパによる直流他励電動機の定電圧駆動と電流制限」昭 51 電気学会連大 No. 643
- (8) 入江・稲本: 「電流瞬時値制御における入力負性コンダクタンスの補償」昭 56 電気学会全大 No. 480
- (9) 入江: 「DC チョッパによる電流瞬時値制御の基本特性」計測と制御 21, 815 (昭 57-8)