UDC 621.313.392-9: 621.311.69
621.314.57

論 文

51-B 13

無整流子電動機用インバータの強制転流法の検討

三重大学	林	和彦
名古屋大学	佐藤	則明
三重大学	高林	乍人

1. はし ぎ

無整流子電動機（以下 CLM と略す）用インバータは一般に定電流形が採用され、転流方法の相違により外部転流装置の不要な誘起電圧による自然転流形⁽¹⁾と外部転流装置を要する強制転流形⁽²⁾に大別される。後者の形の CLM は前者の形に比べて次の長所がある。

(1) 制御進み角を 0 度付近に設定できるので (i) トルクリップルが小さく、高力率、高効率の運転ができる、(ii) 速度変動率が小さい、(iii) 転流インダクタンスが小さくなる⁽³⁾。

(2) 逆転制御時のむだ時間が小さく応答性が良い。

(3) 転流能力が大きい。

ところで、CLM におけるダンパ巻線と電機子巻線間の漏れ係数は 0.1~0.2 程度で⁽⁴⁾、転流インダクタンスが比較的大きいため、転流法の相違が CLM の速度変動率や効率に影響を与える。たとえば、文献(2)の方式では転流リアクタンス電圧降下は、負荷の増大とともに速度を低下させるように働くが、文献(4)の方式では転流コンデンサ電圧が転流リアクタンス電圧降下を補償するように作用する。これまで種々の強制転流法が発表されているが、定電流形インバータでの転流エネルギー（重り期間に処理せねばならぬエネルギーとして定義する）の基本的処理法を分類すると

(1) 転流コンデンサが吸収し、次の転流初期にそのエネルギーを負荷に供給して処理する方法〔文献

(4)や直列ダイオード方式⁽⁵⁾などの方法、以下方式Ⅰ〕

(2) 抵抗中で消費させる方法〔詳細は、第2章で述べるが文献(2)の方式はこの例、以下方式Ⅱ〕

(3) 外部電源に回生する方法⁽⁶⁾（以下方式Ⅲ）

(4) 外部電源からエネルギーを供給して処理する方法⁽⁷⁾（以下方式Ⅳ）

従来の強制転流はコンデンサの充放電により行なわれており、その代表的方法は方式Ⅰであるが、この方法では重負荷時にコンデンサ電圧が上昇し、サイリスタにかかる過渡電圧が増大する。このため高耐圧のサイリスタを用いるか、コンデンサ容量を大きくせねばならないが、コンデンサ容量を増すと高速時に動作が不安定となり上限周波数が制限される⁽⁸⁾。したがって CLM の高速運転、高電圧、大容量化などを行なう上で難点があると思われる。筆者らは、

(1) 転流リアクタンス電圧降下を補償して CLM の速度特性や効率を改善する、(2) サイリスタにかかる過渡電圧を軽減する、などの観点から上記の各転流法を検討した結果、方式Ⅳが最も望ましいことがわかったので、方式Ⅳの回路例とこの方式の CLM の定常特性の概要を報告する。

2. 転流法の検討

〈2・1〉 検討の仮定 第1図に強制転流補助回路を省略した CLM の基本回路を示す。本文ではインバータの各主サイリスタが電気角で 120 度ずつ通電する 120 度形を扱い、次の仮定の下に転流法を検討する。

(1) 界磁電流 I_f は一定とする。また直流電流 I_a の脈動が無視できるほど平滑リアクトル L_s が大きく I_a は転流期間中も一定である。

(2) 設定進み角 γ_0 は 0 度付近に設定するとし、突極性による効果⁽⁸⁾を無視する。また、重り期間での転流インダクタンス L_c は一定とする。

転流は電気角で 60 度ごとに周期的に行なわれるか

A Study of Forced Commutation Method of Constant Current Type Inverter for Commutatorless Motor. By Kazuhiko Hayashi, Member (Department of Electrical Engineering, Mie University), Noriaki Sato, Member (Department of Electrical Engineering, Nagoya University) & Hayato Takabayashi, Member (Department of Electrical Engineering, Mie University)

林 和彦: 正員, 三重大学工学部電気工学教室
佐藤則明: 正員, 名古屋大学工学部電気工学教室
高林乍人: 正員, 三重大学工学部電気工学教室

第 1 図 CLM の基本回路

Fig. 1. Fundamental circuit diagram of commutatorless motor.

ら任意の周期を考察すれば十分である。本文では S_6 と S_3 が通電する周期から、 S_2 と S_3 が通電する周期への転流時を例として扱う。この場合電機子の U 相、 V 相、 W 相の電圧を e_u, e_v, e_w 、電機子反作用の影響を含めた誘起電圧を e_{v0}, e_{v0}, e_{w0} 、電流を i_u, i_v, i_w 、ダンパ巻線抵抗を電機子側に換算した抵抗分を含む各相の等価抵抗を r_m とすると、上の仮定から

$$i_u + i_w = -i_v = I_d \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$\left. \begin{aligned} e_u &= r_m i_u + l_c di_u/dt + e_{v0} \\ e_v &= -r_m I_d + e_{v0} \\ e_w &= r_m i_w + l_c di_w/dt + e_{w0} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (2)$$

〈2・2〉 各転流法の特徴 転流エネルギーを処理する 4 つの方式の例を第 2 図に示す。同図には参考の

ため i_v, i_w 、転流コンデンサ電圧なども描いてある。

(1) 方式 I (第 2 図(a)参照) ここでは、文献(4)の方式を示した。本方式では時刻 $t=t_1$ で転流信号が入ると同時に S_6 がオフし、基本波力率遅れの場合を考えるとまず前の転流終期に吸収した転流コンデンサ C_I のエネルギー ($t=t_1$ での C_I の電圧を $v_{c1} = -V_{0I}$ とすると $C_I V_{0I}^2/2$) が負荷に供給され、その後 C_I は S_2 が順バイアスされる時刻 $t=t_1'$ まで定電流充電され $t=t_1'$ で $v_{c1} = V_{0I}'$ となる。 S_2 が通電すると重り期間に入り、 i_w はほぼ余弦波で減衰し⁽⁴⁾、 $t=t_2$ で $i_w=0$ 、 $v_{c1}=V_{0I}$ となり転流が完了する。このように実質的な転流開始時刻は $t_d=t_1'-t_1$ だけ遅れる。いま、 $(1/C_I) \int i_w dt = v_{c1}$ 、サイリスタの順電圧降下を v_s とおくと、 $t_1' \leq t \leq t_2$ では、

$$e_w + v_{c1} + v_s = e_u + v_s \quad \dots\dots\dots (3)$$

転流時のエネルギー授受を考えるため、上式両辺に i_w を乗じて後両辺に $(e_u + v_s)i_v$ を加え、(2) 式の関係左辺のみに代入し、さらに両辺を t_1' から t_2 まで積分すると、

$$\begin{aligned} \frac{C_I}{2} (V_{0I}^2 - V_{0I'}^2) + \int_{t_1'}^{t_2} (e_{v0} i_u + e_{w0} i_w) dt \\ + r_m \int_{t_1'}^{t_2} (i_u^2 + i_w^2) dt \\ + \int_{t_1'}^{t_2} (i_u + i_w) v_s dt = \int_{t_1'}^{t_2} (e_u + v_s) I_d dt \quad \dots\dots\dots (4) \end{aligned}$$

第 2 図 各方式の転流時の等価回路例

Fig. 2. Equivalent circuits at commutation for four methods.

上式右辺は重り期間に主電源が U 相と W 相に与えるエネルギーで、この一部を C_I が吸収し、一部は出力になり、残りが銅損とサイリスタ順電圧降下損になることがわかる。(2)式の e_U を上式に代入すると、

$$\frac{C_I}{2}(V_{01}^2 - V_{t1}^2) + r_M \int_{t_1}^{t_2} (i_U^2 + i_W^2) dt \\ = l_c I_d^2 - \int_{t_1}^{t_2} e_{WU0} i_W dt + r_M I_d \int_{t_1}^{t_2} i_U dt \dots (5)$$

ここで、 $e_{WU0} = e_{W0} - e_{U0}$ (以下同様) で、重り期間では解析上は第3図の等価回路で扱えるから、上式右辺第2項は $e_{WU0} < 0$ の場合 (基本波力率遅れ) は e_{WU0} の発電エネルギーを、 $e_{WU0} > 0$ の場合 (基本波力率進み) は e_{WU0} の吸収エネルギーを表わす。したがって、 $e_{WU0} > 0$ の場合は $l_c I_d^2$ のエネルギーの一部は銅損、一部は有効な出力となり、残りが C_I に吸収される形となるが、 $e_{WU0} < 0$ の場合には C_I は e_{WU0} の発電エネルギーをも吸収せねばならない。このため l_c と I_d が大なるほど、遅れ力率ほど V_{01} は増大する。この電圧上昇を低くするために C_I の容量を増すと t_d が長くなり、インバータの上限周波数が低くなる。

(2) 方式Ⅱ 第2図(b)に文献(2)の例を示した。転流信号がはいる時刻 $t=t_1$ で転流コンデンサ C_{II} の電圧は $v_{cII} = -V_{01}$ で、 S_6 は瞬時にオフし、 i_W は正弦波状に変化し $t=t_2$ で $i_W=0$ 、 $v_{cII} \approx V_{01}$ となり転流が完了する⁽²⁾。本方式では方式Ⅰでの遅れ時間 t_d は存在せず乱調も生じない。 $t_1 \leq t \leq t_2$ では、

$$e_U - e_W - R_1 i_W - 2v_s = \frac{1}{C_{II}} \int i_W dt = v_{cII} \dots (6)$$

$(v_{cII} + 2v_s) i_W$ を t_1 から t_2 まで積分した値はほぼ0となるから、本式では(4)式で左辺第1項を0、 t_1' を t_1 、左辺第3項を $\int_{t_1}^{t_2} \{r_M i_U^2 + (r_M + R_1) i_W^2\} dt$ とした式が成立する。この式を変形すると

$$\int_{t_1}^{t_2} \{r_M i_U^2 + (r_M + R_1) i_W^2\} dt \\ = l_c I_d^2 - \int_{t_1}^{t_2} e_{WU0} i_W dt + r_M I_d \int_{t_1}^{t_2} i_U dt \dots (7)$$

上式は転流エネルギーが銅損になることを意味している。したがって、 V_{01} は(7)式右辺のエネルギーが

第3図 方式Ⅰの重り期間の等価回路

Fig. 3. Equivalent circuit at overlap interval for method I.

C_{II} の充放電損失に等しくなるレベルまで上昇する。このため R_1 を入れることにより i_W のピーク値、 V_{01} 第2図(b)下図に示す t_p が、小さい値におさえられる⁽²⁾。したがって $e_{WU0} > 0$ では $l_c I_d^2$ の一部が出力となり、 V_{01} が比較的低くおさえられるので、 $R_1=0$ の方が銅損が小になり好ましいが、 $e_{WU0} < 0$ では R_1 を入れる方が e_{WU0} の発電エネルギーを小さくして銅損を減らし、 V_{01} の増大を抑制する上で望ましいといえる⁽⁹⁾。このように本方式では R_1 のそう入により V_{01} を低くでき、その分だけ C_{II} の容量を小さくできるが、 $e_{WU0} \leq 0$ では転流時の銅損が大になる。

(3) 方式Ⅲ 第2図(b)の方式を変形し、コンデンサ C_{III} の両端に D_A と回生用補助電源 E_a を接続する方式を例として第2図(c)に示した。転流開始時刻 $t=t_1$ での C_{III} の電圧は $v_{cIII} = -E_a - v_s$ で時間が経過して $t=t_1'$ で $v_{cIII} = E_a + v_s$ になると D_A が通電し、 $t=t_2$ の転流終了まで E_a にエネルギーが回生される。 $t_1 \leq t \leq t_2$ では、

$$e_U - e_W - 2v_s = v_{cIII} \dots (8)$$

(3)式の場合と同様に(8)式を変形し、両辺を t_1 から t_2 まで積分するとと近似的に(4)式において t_1' の代わりに t_1 とおき、 $C(V_{01}^2 - V_{t1}^2)/2$ を $\int_{t_1}^{t_2} (E_a + 3v_s) i_W dt$ とした式が成立するから、本方式では主電源の供給エネルギーから E_a への回生エネルギーを引いたものの一部が出力、残りが銅損やサイリスタの順電圧降下損になる。また、

$$\int_{t_1}^{t_2} (E_a + 3v_s) i_W dt + r_M \int_{t_1}^{t_2} (i_U^2 + i_W^2) dt \\ = l_c I_d^2 - \int_{t_1}^{t_2} e_{WU0} i_W dt + r_M I_d \int_{t_1}^{t_2} i_U dt \dots (9)$$

が成立するから、方式Ⅱに比べて銅損を小さくできるが、回生用電源を要する欠点がある。

(4) 方式Ⅳ $t=t_1$ で転流信号が入ると同時にチョップ CH をオンし、補助電源 E_a を S_2 の両端に入れる方式⁽⁷⁾ (第2図(d)参照) で、詳細は第3章で述べるが、 E_a のパワーで i_U を増加させ、 i_W を減衰させる。本方式では転流期間中は S_2 は E_a で逆バイアスされるため通電しない。また S_6 は $t=t_1$ でオフせず、 $i_W=0$ となる t_2 でオフする。このため $i_W=0$ の後少くともターンオフタイムだけは S_6 を逆バイアスする必要がある。第2図(d)では S_6 オフ後 t_R だけ経ってから CH がオフされる。 $t_1 \leq t \leq t_2$ では、

$$e_U - e_W = E_a - 2v_s \dots (10)$$

(3)式の場合と同様に上式を変形し、両辺を t_1 から t_2 まで積分すると、

$$\begin{aligned} & \int_{t_1}^{t_2} E_a i_U dt + \int_{t_1}^{t_2} (e_{w0} + v_s) I_a dt \\ &= \int_{t_1}^{t_2} (e_{j0} i_U + e_{w0} i_w) dt \\ &+ r_M \int_{t_1}^{t_2} (i_U^2 + i_w^2) dt + \int_{t_1}^{t_2} (3i_U + i_w) v_s dt \\ &\dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

したがって、 E_a と主電源が供給するエネルギーの和の一部が出力、一部は銅損とサイリスタの順電圧降下損になる。(11)式を変形すると、

$$\begin{aligned} & \int_{t_1}^{t_2} (E_a - 2v_s) i_U dt = l_c I_a^2 - \int_{t_1}^{t_2} e_{w0} i_U dt \\ &+ r_M \int_{t_1}^{t_2} (i_U^2 + i_w^2) dt - r_M I_a \int_{t_1}^{t_2} i_w dt \dots (12) \end{aligned}$$

したがって、 E_a は銅損分をも供給することになる。自然転流形は e_{w0} が E_a の役割を果たすと考えると本方式に属するとも考え得る。

〈2・3〉 転流時の過渡電圧 方式Ⅳの場合、たとえば S_1 の陽極-陰極間電圧は第4図のようになる。ただし、本図では r_M を無視してある。 S_1 にかかる最大順電圧 V_m は S_6 から S_2 への転流時に生じ、 $V_m \approx e_{w0} + l_c di_U/dt \approx e_{w0} + (E_a + e_{w0})/2$ となる。いま主電源電圧 E_a の最大値を E_{am} とし、 E_{am} での運転時を考え、このときの各相誘起電圧波高値を E_0 とすると、 γ_0 小のときは $E_{am} \approx (3\sqrt{3}/\pi) E_0$ となる。 $e_{w0} + e_{w0}/2$ は第4図の一点鎖線の値をとり、その最大値は $1.5E_0 \approx 0.91E_{am}$ となる。ここで E_a と転流能力の関係を考える。(1), (2), (10)式から

$$2l_c di_U/dt + 2r_M i_U = E_a - 2v_s + r_M I_a + e_{w0} \dots\dots\dots (13)$$

したがって、上式右边が正で、重り期間が転流周期に比べて小さければ転流可能である。いま、仮に $E_a = 2E_0$ に選ぶとしてもサイリスタ耐圧は $0.91E_{am} + E_a/2$

第4図 S_1 の端子電圧波形

Fig. 4. Voltage waveform across main thyristor S_1 .

$\approx 1.51E_{am}$ のものでよく重負荷時にも V_m はこの値を越えない。なお方式Ⅰでの t_d に起因する乱調はなく、インバータの上限周波数 f_m は CH の上限周波数 f_c で定まり、 f_c の実用上の限界を仮に 900Hz とすると、1組のチョップと E_a で $S_1 \sim S_6$ を転流する場合は $f_m = f_c/6 = 150\text{Hz}$ 程度まで運転可能と思われる。

方式Ⅰ, Ⅱ, Ⅲの $l_c di_U/dt$ は、それぞれ $(v_{cI} + e_{w0})/2$, $(v_{cII} + e_{w0})/2$, $(v_{cIII} + e_{w0})/2$ であるから、方式Ⅲの V_m は方式Ⅳと同程度で、方式Ⅱも R_1 の選定を適当に行なえば、方式Ⅳと同程度まで抑制可能と思われるが、方式Ⅰでは重負荷時に V_{01} が E_{am} の数倍にも達し、高耐圧のサイリスタを要する⁽⁵⁾。

〈2・4〉 CLM の特性に及ぼす影響

(1) 効率 第2図(d)を参照し、方式Ⅳの場合の平均電力の平衡式を考える。転流周期を T , L_s の抵抗分を R_s とし、 CH の瞬時開閉を仮定すると、

$$\begin{aligned} & E_a I_a + \frac{1}{T} \left(t_R I_a + \int_{t_1}^{t_2} i_U dt \right) (E_a - 2v_s) \\ &= \frac{1}{T} \left[\int_{t_2}^{t_1+T} (e_U i_U + e_V i_V) dt \right. \\ &\quad \left. + \int_{t_1}^{t_2} (e_U i_U + e_V i_V + e_W i_W) dt \right] \\ &\quad + R_s I_a^2 + 2v_s I_a \dots\dots\dots (14) \end{aligned}$$

(1), (2)式を上式に代入すると、 $t_2 \leq t \leq t_1 + T$ では $di_U/dt = 0$ であるから、

$$\begin{aligned} & E_a I_a + \frac{1}{T} \left(t_R I_a + \int_{t_1}^{t_2} i_U dt \right) (E_a - 2v_s) \\ &\quad - \frac{r_M}{T} \int_{t_1}^{t_2} (i_U^2 + i_w^2 - I_a^2) dt \\ &\quad - (R_s + 2r_M) I_a^2 2v_s I_a \\ &= \frac{1}{T} \left[\int_{t_1}^{t_1+T} e_{U0} I_a dt + \int_{t_1}^{t_2} e_{w0} i_w dt \right] \dots (15) \end{aligned}$$

上式左辺第1項は E_a が、第2項は E_a が供給する電力を、第3項と第4項は銅損を、第5項はサイリスタの順電圧降下損を、右辺は出力を表わしている。

方式Ⅰでは(15)式左辺第2項を0、左辺第3項と右辺第2項の t_1 を t_1' とした式が、方式Ⅱでは(15)式左辺第2項を0、第3項を $-(1/T) \int_{t_1}^{t_2} \{r_M i_U^2 + (r_M + R_1) i_w^2 - r_M I_a^2\} dt$ とした式が、方式Ⅲでは(15)式左辺第2項を $-(1/T) \int_{t_1}^{t_2} (E_a + 3v_s) i_w dt$ とした式になる。

$I_a = 0$ の無負荷速度は各方式とも E_a で定まるからいまでの方式も E_a と I_a が同じとし、各方式の(15)式に対応する式を変形し、効率を $\eta = 1 - (\text{損失}/\text{入力})$ で比べる。まず、方式Ⅱと方式Ⅲの η を(7)式と(9)

式の右边が等しいとして比べると、 η の式の形から方式Ⅲのほうが良いことがわかる。ところで方式Ⅰ、Ⅲ、Ⅳでは(15)式第3項に対応する項は第4項に比べてきわめて小さいと考えられるので、同じ I_d に対する銅損は各方式とも等しいと考えると、方式Ⅳ、Ⅰ、Ⅲの順位で η が大となり、方式Ⅳが最も良い。

(2) 速度特性 第1図において U 相巻線軸が直軸に一致する時刻を時間の原点にとり、電動機の回転角速度を ω_M 、極対数を p 、 $\theta = p\omega_M t$ 、重り角を $u = p\omega_M t_u$ ($t_u = t_2 - t_1$)、電機子一相と界磁間の相互インダクタンス最大値を M_f 、電機子反作用による誘起電圧の位相変化角を β 、増磁または減磁の程度を表わす係数を λ とすると、 $1/T = 3p\omega_M/\pi$ 、 $t_1 = (\pi/6 - \gamma_0)/p\omega_M$ 、 $t_2 = (\pi/6 - \gamma_0 - u)/p\omega_M$ で、 $e_{UV0} = \sqrt{3}\lambda p\omega_M M_f I_f \cos \times (\theta + \beta - \pi/3)$ となる⁽¹¹⁾。(13)式両辺を t_1 から t_2 まで積分した式と(1)、(12)、(15)式から、方式Ⅳの ω_M は、

$$\omega_M = \frac{\pi}{3p} \cdot \frac{E_d - (R_s + 2r_M)I_d}{\sqrt{3}\lambda M_f I_f \cos(\gamma_0 - \beta) - \{(t_R + t_U) \cdot \frac{-2v_s}{(E_a - 2v_s) - l_c I_d} - r_M \int_{t_1}^{t_2} i_w dt\}} \dots (16)$$

同様にして、方式Ⅰ、Ⅱ、Ⅲの ω_M を求めると、方式Ⅰでは上式分母第2項を $- \{C_1(V_{01}^2 - V_{11}^2)/2I_d - l_c I_d\}$ 第3項の t_1 を t_1' とした式になり、方式Ⅱでは分母第2項を $- \{l_c I_d\}$ とした式が、方式Ⅲでは方式Ⅱと全く同じ形の式が成立する。 γ_0 小のため、同じ E_d 、 I_d に対してどの方式でも $\lambda \cos(\gamma_0 - \beta)$ がほぼ等しいとし、上式分母第3項に対応する項を無視すると、速度特性の良否は分母第2項で定まる。いま方式Ⅳでは $i_U \approx I_d(t - t_1)/t_U$ と考えると、 $(E_a - 2v_s)t_U I_d \approx 2(E_a - 2v_s) \int_{t_1}^{t_2} i_U dt$ となるから、(5)、(12)、(16)式から方式Ⅰより方式Ⅳの方が速度特性が良いことがわかる。また方式Ⅱと方式Ⅲは同程度で、前の2方式より悪い。

以上の考察から、方式Ⅳが最も良いことがわかる。次章以下では方式Ⅳを扱い、補助電源のパワーで転流するという意味で、本方式を補助電源転流式と呼ぶ。

〈2.5〉 横軸ダンパについて γ_0 小で運転する場合は、 l_c を小さくし、転流能力を高めるため直軸ダンパの設置は不可欠である⁽⁴⁾。しかし、横軸ダンパは

(1) 横軸方向の転流前後の磁束変化が小さいため l_c を小さくする効果が少ない⁽¹⁰⁾。

(2) 誘起電圧の位相を進ませ、電機子反作用を強める⁽¹¹⁾。このため、重負荷時の進み角は負の方へ移行し、基本波力率を悪くする方向に働く。(方式Ⅰでは

V_{01} を増々上昇させ、方式Ⅱでは効率が悪くなる。)

(3) ダンパ巻線内で銅損を生じ損失が増す。

などの理由から、むしろ設置しない方が良いと思われる。この場合には横軸方向の直流分磁束がなくなるため $\beta = 0$ になる⁽⁸⁾。また、突極機で横軸ダンパなしの場合でも、 γ_0 や u が比較的小さい領域では、突極性が出力や速度に与える影響は小さく、 $l_c \approx$ 一定の仮定さえ成立すればこれまでの理論はほぼ成立する。

ここで横軸ダンパなしの場合の方式Ⅳの出力を求める。(13)式から r_M を無視して i_U を求め、(1)式を用いて(15)式右边の出力を求めると、

$$P_0 \approx \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \lambda p \omega_M M_f I_f I_d \cos\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) \times \left[1 - \frac{1 - \cos u/2}{1 + \frac{(E_a - 2v_s)}{\sqrt{3}\lambda p \omega_M M_f I_f \sin\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right)}} \right] \approx \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \lambda p \omega_M M_f I_f I_d \cos\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) \dots (17)$$

ただし、 $\sin u/2 \approx u/2$ と近似してある。

3. 補助電源転流式インバータ

第5図に補助電源転流式インバータの一例を示す。ここで、 $S_1 \sim S_6$ は主サイリスタ、 $S_1' \sim S_6'$ は補助サイリスタ、 S_A, S_B, D_A, D_B および C_a, l_a から成る回路はチョッパで、文献(12)と同じ形を用いた。次に本インバータの動作を、 S_6 と S_3 の通電周期から S_2 と S_3 の通電周期への転流時を例として述べる。

(i) モード1(重り期間) 始動前に $E_a - S_2' - S_1' - l_a - C_a - S_B$ の回路で C_a は第5図の極性に充電されている。転流信号が入ると同時に S_6', S_A, S_2' を点弧すると、 $E_a - S_2' - U$ 相- W 相- $S_6 - S_6' - S_A$ の経路で i_U が増加し、 i_W が減少する方向に電流が流れ、ついには $i_U = I_d, i_W = 0$ となり S_6 はオフする。この場合の等

第5図 補助電源転流式インバータの主回路
Fig. 5. Inverter circuit commutated by auxiliary source.

第 6 図 各時刻の等価回路

Fig. 6. Equivalent circuits.

価回路は第 6 図(a)になる。なお S_A が点弧すると、 $S_A-E_B-l_a-C_a$ の回路で、 C_a の極性が反転し重り期間内に S_A 消弧の準備が行なわれる。ただし、軽負荷で重り期間が共振半周期 $\pi\sqrt{L_a C_a}$ より短い場合は転流期間後も D_B が通電していて D_B オフまで S_B は点弧しない。したがって S_B 用点弧パルスは転流開始から $\pi\sqrt{L_a C_a}$ 以上経過後与える必要がある。

(ii) モード 2 (S_6 の逆バイアス期間) S_6 オフと同時に S_B が点弧すると $S_B-S_A-C_a-l_a$ の回路に電流 i_c が流れ、 $i_c \geq I_d$ になると S_A はオフ、 D_A がオンしてその電圧降下で S_A を逆バイアスし〔第 6 図(b)参照〕、再び $i_c \leq I_d$ になると D_A はオフする。重り期間後 D_A オフまでの期間中は、 S_6 は近似的に $E_a + e_{w0}$ の電圧で逆バイアスされ、電動機は $E_a + E_d$ の電源で駆動される。 D_A 通電中は S_A も S_6 も逆バイアスされる。ここで第 2 図の t_R は、 $\pi\sqrt{L_a C_a}/2 < t_R < \pi\sqrt{L_a C_a}$ となる。

(iii) モード 3 (C_a, l_a, E_a, E_d が直列につながる期間) D_A オフ後の等価回路は第 6 図(c)になり、 C_a は定電流 I_d で充電される。本モードから次のモードへ移行するのに 2 通りの場合がある。

(イ) 極めて軽負荷の状態では C_a の電圧 v_c が E_a となるまでに時間がかかるので、 S_B 点弧後適当な時刻に $S_{1'}$ を通電させ(第 6 図(d)参照)、 C_a へ補助充電を行なう。この場合は $S_{1'}$ 通電まで $v_c < E_a$ で、通電後次のモード 4A へ移行する。

(ロ) $S_{1'}$ 点弧前に $v_c > E_a$ となり、 S_2 が導通する場合で導通後次のモード 4B へ移行する。なお、重負荷時には D_A オフの時点で $v_c > E_a$ となり、 S_2 が通電するため、本モードは存在せず、モード 2 からモード 4B へ移行する。この場合と(ロ)の場合には $S_{1'}$ は

通電しない。

(iv) モード 4 (E_d のみで駆動される単流期間) U 相、 V 相が等価的に E_d のみで駆動される単流期間で、次の三つの過程に分けられる。

(a) ($S_{1'}$ の通電期間) 等価回路は第 6 図(d)になる。 $S_{1'}$ と S_8' の電圧降下が互に打ち消しあうので S_2 は通電しない。ここで補助電源電流 i_a は正弦波状に変化し、 $S_{1'}$ は $i_a > I_d$ の期間中通電する。

(b) (S_2 通電後、 $S_8', S_B, S_{2'}$ オフまでの期間)

第 6 図(e) の等価回路になる。 S_2 の電流 i_2 は増加し、 i_a は減少し、 $i_2 = I_d, i_a = 0$ で $S_8', S_B, S_{2'}$ はオフする。

(c) (チョップオフ後の単流期間) 等価回路は次の転流まで第 6 図(f)になる。

モード 4A が存在する場合を例にとり、第 7 図に本インバータの各部波形と各サイリスタの通電順序を示す。モード 4A で点弧させる補助サイリスタ $S_{1'}$ は、各転流モードで異なること、奇数番号の主サイリスタを転流するときは S_8' は点弧せず、 $S_{7'}$ を通電して行なうことなどに注意されたい。

4. 実験結果および考察

〈4.1〉 S_B 用ゲート回路 主サイリスタがオフす

第 7 図 各部波形とサイリスタ通電順序

Fig. 7. Waveforms of inverter circuit and thyristor firing sequence.

る時刻の検出法として第8図の方法を用いた。 $S_1 \sim S_6$ の両端に抵抗 r_p とコンデンサ C_p を直列に入れる。これらは $S_1 \sim S_6$ の dv/dt を抑制し、主サイリスタオフ後 C_p が E_a から第6図(a)の極性に充電されるので、転流を確実にする働きをも行なう。ところで主サイリスタの両端には第4図に示す波形が表われるから、これを微分した波形を r_p , C_p で取り出せる。このとき低周波成分はカットされるので、主サイリスタオフの時刻に対応するパルスが表われる。しかし、この微分波形をダイオードとパルストランス P.T1, P.T2 を介して波形成形した出力には、転流開始に対応するパルスも表われる。これを除くために位置検出器(P.S)からの転流信号で単安定マルチを駆動し、論理回路で主サイリスタオフ信号のみを取り出し、 S_B を点弧している。第9図に S_B 用ゲート回路の各部電圧波形を示す。本実験での単安定マルチのパルス幅は $t_m = 160 \mu s$ で軽負荷で重り期間が $160 \mu s$ より小さい場合は、 $t_B = 160 \mu s$ で動作する。

〈4.2〉 供試機・諸定数 4極、2.2kW、7.5A 定格で、横軸ダンパなし、回転電機子形同期電動機を供

第8図 S_B 用ゲート回路の原理図

Fig. 8. Fundamental gating circuit for thyristor S_B .

第9図 S_B 用ゲート回路の各部電圧波形

Fig. 9. Voltage waveforms for gating circuit of thyristor S_B .

試機とし、負荷として直流発電機を直結し実験した。諸定数は次のようである。

(1) 電動機 $r_M = 0.28 \Omega$, $M_f = 295 \text{ mH}$, $I_f = 1.8 \text{ A}$ (界磁損失 $P_f = 108 \text{ W}$), $l_c = 5.18 \text{ mH}$, $\gamma_0 = 10$ 度, 短絡比 1.68, 定格トルク $1.19 \text{ kg}\cdot\text{m}$

(2) インバータ $R_s = 0.55 \Omega$, $L_s = 109 \text{ mH}$, $C_s = 6 \mu\text{F}$, $I_a = 157 \mu\text{H}$, $E_a = 140 \text{ V}$, $E_{am} = 275 \text{ V}$ - I_a の限流値 $I_{am} = 10 \text{ A}$

ここで、 M_f は無負荷試験の結果から求めている。 t_a 対 I_a の実測値を第10図に示す。1,050rpm までは直線的であるが、1,360rpm ではこの直線からはずれている。これは低速、軽負荷時では(13)式で r_M を無視し、 $E_a \gg |e_{wuo}|$ として得られる近似式 $t_a \approx 2l_c I_a / E_a$ が成立するが、高速、重負荷時では e_{wuo} の影響を無視できないためと考えられる。なお l_c の値は第10図の直線部から求めた近似値である。

〈4.3〉 運転特性 速度-トルク特性を第11図に示す。ここで発生トルク τ_i は出力 $P_0 =$ 同期電動機の無負荷損 P_L (軸受摩擦損, 風損など) + 有効出力 P_e (= 直流発電機の(出力 + 銅損 + 無負荷損)) を ω_M で割り、 $\text{kg}\cdot\text{m}$ に換算した値である。計算曲線は(16)式で分母第3項を無視し γ_0 小のため $\lambda \approx 1$ と近似し、 $\beta = 0$, $v_i = 1.5 \text{ V}$, $t_R \approx \pi \sqrt{l_a C_a} \approx 96 \mu\text{s}$ として計算し、 $n \text{ rpm}$ になおした値である。実測値と計算値はほぼ一致している。設定速度 1,360rpm で、 $P_L = 95 \text{ W}$, $\tau_L = 0.975 P_L / n \approx 0.068 \text{ kg}\cdot\text{m}$ で、有効なトルクが定格トルクになる $\tau_i (= 1.19 + 0.068 \approx 1.26 \text{ kg}\cdot\text{m})$ において速度帰還なしの場合の速度変動動率は3.1%で、他の転流法に比べて良いと思われる。このため同じ設定速度で速度発電機と差動増幅器からなる最も簡便な帰還を施しただけで、速度変動率は0.75%になった。なお、トルク大のところでの速度の急低下は限流回路の特性によるものである。

第12図に τ_i , P_0 , $E_a I_a$ (I_a は E_a から流れ出す電流の平均値) 対 I_a の特性を示す。計算曲線のうち P_0 は、(17)式から、 τ_i はこの式を ω_M で割った式から求めている。また、 I_a は $I_a = \left(t_R I_a + \int_{t_1}^{t_2} i_u dt \right) / T \approx (3/\pi) I_a \times (p \omega_M t_R + u/2)$ から計算した。トルク、出力曲線はほとんど直線で、実測値と計算値はよく一致している。 $E_a I_a$ 曲線が計算値とかなり違うのは、 C_a の充放電損失や C_p , r_p の回路へ供給される損失を考慮していないことなどに起因すると思われる。設定速度 1,360rpm, $I_a = 8.9 \text{ A}$ で $E_a I_a$ の実測値は 188 W で電動機定格出力の8.5%になり、補助電源電力が大きくなるのが本方式の欠点といえる。なお、 β は0とみなせた。

Fig. 10. Commutating interval vs. D.C. current.

第 11 図 速度-トルク特性

Fig. 11. Speed-torque characteristics.

第 13 図に効率特性を示す。ここで効率 η_t は、 $\eta_t = 100 P_e / (E_a I_a + E_a I_a + P_f)$ から求めた。設定速度 1,360rpm で 83% 程度、460rpm でも 65% 程度で直流機に劣らない特性を示している。

第 12 図、第 13 図は速度帰還なしの特性である。

5. む す び

CLM への応用を中心に 4 つの型の定電流形インバータの強制転流法を検討した結果、補助電源転流式が最も好ましいことがわかった。本方式の CLM では、

- (1) 低い耐圧のサイリスタを選べる、
- (2) 効率が良い、(3) 速度変動率が小さい。
- (4) コンデンサ(チョッパ用)容量を他の方法に比べて小さくできる。

などの長所があり、高電圧、大容量化も可能と考えられる。なお、本文では述べなかったが、誘導機を周波数制御する場合には、 $E_a = 0$ とし、 E_a を主電源として動作させることも可能で、この方法は稿を改めて述

第 12 図 補助電源 CLM 転流式の特性例

Fig. 12. Characteristics of the commutatorless motor.

第 13 図 効率特性

Fig. 13. Efficiency characteristics.

べたい。

終わりに、実験に協力された昭和 48 年度卒研 板谷、伊藤、丸山、山田の諸氏に感謝の意を表す。

(昭和 49 年 9 月 5 日受付、同 50 年 6 月 2 日再受付)

文 献

- (1) 佐藤：電学誌 84, 1249 (昭 39-8)
- (2) 例えば、林・佐藤・Semenov・大熊：電氣学会論文誌 93-B, 25 (昭 48-1)
- (3) 佐藤：電学誌 91, 1065 (昭 46-6)
- (4) 宮入・常広：電学誌 87, 1601 (昭 42-8)
- (5) 安岡・常広：電氣学会論文誌 94-B, 335 (昭 49-7)
- (6) 長坂：昭 49 年電氣四学会九州支部連大 3a-B-11
- (7) 林：昭 49 年電氣四学会東海支部連大 27P-C-1
- (8) 福田：電氣学会論文誌 93-B, 633 (昭 48-12)
- (9) 林・佐藤：昭 48 年電氣四学会東海支部連大 27P-C-1
- (10) 佐藤・山口：電氣学会論文誌 93-B, 33 (昭 48-1)
- (11) 福田：電氣学会論文誌 92-B, 487 (昭 47-9)
- (12) 入江・石崎：電氣学会論文誌 92-B, 149 (昭 47-2)