逆起電力転流形無整流子電動機の電機子電流とその転流可能限界

大阪府立大学 武田 洋 次
大阪府立大学 石 川 定 夫
大阪府立大学 平 紗 多賀男

1. ま え が き

直流電動機の機械的整流子をサイリスタで置き換えた無整流子電動機の最大の問題点は、そのサイリスタ整流子の転流にある。この転流法については転流に要するエネルギーの与え方により、電動機そのものの逆起電力による自然転流法と、種々の転流補助回路を付加した強制転流法がある。前者は補助サイリスタ、コンデンサ、リアクトルなどの転流装置を必要としないため回路が簡単で信頼性も高い。しかし反面、転流電源として逆起電力のみに頼るため転流能力が小さく、運転状態によっては転流失敗におちいる危険性が大きい。この逆起電力転流形無整流子電動機の転流限界、あるいはそれに関係した重なり角について、すでに多くの研究がなされているが、これらはすべて整流子対数 $n=3$ に限られ、また電機子回路に高インダクタンスの平滑リアクトルがそう入された一定電機子電流の場合に限られている。^{(1)~(5)}

筆者らはさきに、整流子対数 n と全電機子巻線に対する一整流周期における使用動作電機子巻線の比 k の二つの定数であらゆる電動機方式を表わし、これを用いて直流機を基準とする電機子利用率の理論式を求め、各種電動機方式を比較した。⁽⁶⁾ 引き続き本文では種々の電動機方式の逆起電力転流形無整流子電動機について、一つの転流期に関する電機子巻線に注目して

(i) 転流しようとする電機子巻線の電流が反転する反転流 (ii) 動作していた電機子巻線から休止していた巻線に電流が移転する移転流二つの転流方式に大別しうることを示し、さきの二つの定数 n, k に関係する回路定数によって、二つの転流方式の等価回路を与え、これより電動機特性解析のもとになる電機子電流の一般式を求めた。同時にこの解析結果より転流重なり角及び転流可能限界電流についても理論的に求めている。また、四つの代表的電動機方式について実験を行ない、上記理論の結果と比較検討し、平滑リアクトル及び転流進み角の影響についても考察している。

2. 転 流 方 式

無整流子電動機としては、 n, k について第1表に示すように種々の電動機方式が考えられる。⁽⁶⁾ これら数多くの方式も、一つの転流期に転流に関する電機子巻線に注目すると、転流の前後でその電流が反転する方式と、動作巻線の一部あるいは全部から休止状態の巻線に電流が移転する方式に分けることができる。

本文では前者を反転流方式、後者を移転流方式と呼ぶことにする。

〈2・1〉 反転流方式 この転流方式は全電機子巻線が常に動作状態にあって、 $k=1$ の場合である。具体的一例として $n=3, k=1$ の電動機方式における転流期の電機子巻線を第1図に示した。一周期 π/n の最後の一瞬、すなわち転流の瞬前、巻線軸位置 $\theta=\pi/3$ で ④→④' の電流が転流によって、次の周期は ⑥→⑥' の状態に移る。この転流期に巻線 (2)' と (2)'' の電流は反転するが、残りの巻線 (1_a)', (1_a)'', (1_b)' 及び (1_b)'' の電流は反転せず、次の転流期で巻線 (1_a)'

Armature Current and Allowable Armature Current Limit of Commutatorless Motor with Induced Voltage Commutation. By Y. TAKEDA, [Member, S. ISHIKAWA, Member & T. HIRASA, Member (University of Osaka Prefecture)]

武田洋次: 正員, 大阪府立大学工学部電気教室
石川定夫: 正員, 大阪府立大学工学部電気教室
平紗多賀男: 正員, 大阪府立大学工学部電気教室

第 1 表 各種の電動機方式

Table 1. Various kinds of commutatorless motor.

n	k	電機子結線*	電機子利用率	n	k	電機子結線*	電機子利用率
1	1		0.637	1	1		0.955
$\frac{3}{2}$	$\frac{1}{3}$		0.716	1	1		1.013
				$\frac{2}{3}$	$\frac{2}{3}$		1.013
				$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$		0.827
2	1		0.900	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{6}$		0.605
	$\frac{1}{2}$		0.900				
	$\frac{1}{4}$		0.689	∞	1	直 流 機	1.000

* : 太線は → から → への転流期に転流する電機子巻線

† : 180° 通電形 ‡ : 120° 通電形

第 1 図 反転流する電機子巻線 ($n=3, k=1$)

Fig. 1. Armature winding for reversal commutation.

第 2 図 反転流回路

Fig. 2. Reversal commutation circuit.

第 3 図 移転流する電機子巻線 ($n=3, k=2/3$)

Fig. 3. Armature winding for removal commutation.

及び $(1_a)''$ が転流する。一般の電動機方式において、一つの転流期に反転流する巻線は全巻線の $1/n$ である。なお、第 1 図から類推できるように、いかなる n の場合においても反転流する巻線軸と転流しない巻線軸とのなす角は $\pi/2$ で、これら巻線間の相互インダクタンスは存在しない。一般に、反転流方式の電機子回路は平滑リアクトルも含めて、第 2 図のように示すことができ、並列になった二つの同じ巻線 $(1)'$ と $(1)''$ 及び $(2)'$ と $(2)''$ はそれぞれ一つにまとめ、転流しない巻線 (1) を開閉素子の外に移して、これを第 4 図 (a) のような等価回路で示すことができる。

(a) 反 転 流

(b) 移 転 流

第 4 図 等価電機子回路

Fig. 4. Equivalent armature circuits.

〈2・2〉 移転流方式 この方式の具体例として $n=3, k=2/3$ の電動機方式の電機子巻線を第3図に、また一般的等価電機子回路を第4図(b)に示す。転流前、動作していた電機子巻線(3)からそれまで休止状態にあった巻線(4)に転流し、巻線(3)は休止状態にはいる。この方式では常に全電機子巻線が動作するのではなく、休止状態の巻線が存在し $k < 1$ である。

3. 電機子巻線のインピーダンスと誘起電圧

転流期の過渡時を除く動作時においては、電動機は全電機子巻線の k 倍の動作巻線として動作するが、この巻線のインピーダンスについては、 n 及び k に関係してすでに与えられている。⁽⁶⁾ 簡単化するため、回転子位置によって自己インダクタンスが変化しないものとする、インピーダンスはそれぞれ

$$\left. \begin{aligned} R_k &= k R_a, \quad L_k = L_a \sin^2(k\pi/2) \\ M_{fk} &= M_{af} \sin(k\pi/2) \sin(\theta + \beta_k) \\ \theta &= \omega t, \quad \beta_k = -(\pi/2n + \gamma) \end{aligned} \right\} \dots\dots (1)$$

ただし、 R_a, L_a, M_{af} : 全電機子巻線のそれぞれの値

また、誘起電圧は(1)式 M_{fk} の値から

$$e_k = E_k \cos(\theta + \beta_k) \dots\dots\dots (2)$$

ただし $E_k = \omega M_{af} I_f \sin(k\pi/2)$, I_f : 界磁電流

前節で述べたように、転流期の過渡時には電機子巻線(1)～(3)及び(4)についても考慮しなければならないが、これら巻線のインピーダンス、誘起電圧は、(1), (2)式の k の値を第1表の電機子結線より、 $1/n, 1/2n, (n-1)/n$ などに代え、 β については動作巻線軸と当該巻線軸との相差角を β_k に加減すればよい。また、移転流方式においては、 g, h 巻線間の相互インダクタンスは

$$M_{gh} = \sigma_{gh} L_a \sin(k_g \pi/2) \sin(k_h \pi/2) \cos \beta_{gh} \dots\dots\dots (3)$$

ただし、 $\sigma_{gh} = g, h$ 間の結合係数

$$\beta_{gh} = \beta_g - \beta_h$$

各種電動機方式のインピーダンス及び誘起電圧の値を一括して第2表、第3表に示した。

4. 電機子電流

無整流子電動機は電源側から見れば、 π/n を一周期とするくり返し逆起電力を持つ負荷とみなすことができるので、その一周期について考える。逆起電力転流形無整流子電動機においては、転流期に必ず重なり期間が存在するので、一周期は重なり期間 ($0 \leq \theta \leq u, u$

第2表 反転流の電機子巻線のインピーダンスと誘起電圧

Table 2. Impedances and induced voltages of armature winding for reversal commutation.

n	k	抵抗 ($\times R_a$)			インダクタンス ($\times L_a$)			起電力 ($\times \omega M_{af} I_f$)			β		
		R_1	R_2	R_k	L_1	L_2	L_k	E_1	E_2	E_k	β_1	β_2	β_k
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	$-\pi/2 - \gamma$	$-\pi/2 - \gamma$	$-\pi/2 - \gamma$
2	1	1/2	1/2	1	1/2	1/2	1	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	1	$-\gamma$	$-\pi/2 - \gamma$	$-\pi/4 - \gamma$
3	1	2/3	1/3	1	3/4	1/4	1	$\sqrt{3}/2$	1/2	1	$-\gamma$	$-\pi/2 - \gamma$	$-\pi/6 - \gamma$
4	1	3/4	1/4	1	$\frac{2+\sqrt{2}}{4}$	$\frac{2-\sqrt{2}}{4}$	1	$\frac{\sqrt{2}+\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}-\sqrt{2}}{2}$	1	$-\gamma$	$-\pi/2 - \gamma$	$-\pi/8 - \gamma$
∞	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	$-\gamma$	$-\gamma$	$-\gamma$

第3表 移転流の電機子巻線のインピーダンスと誘起電圧

Table 3. Impedances and induced voltages of armature winding for removal commutation.

n	k	$R_3 = R_4 (\times R_a)$	$L_3 = L_4 (\times L_a)$	$M_{34} (\times L_a)$	$E_3 = E_4 (\omega N_{af} I_f)$	β	
						β_3	β_4
3/2	1/3	1/3	1/4	-1/8	1/2	$\pi/3 - \gamma$	$-\pi/3 - \gamma$
2	1/2	1/2	1/2	1/2	$1/\sqrt{2}$	$\pi/4 - \gamma$	$-\pi/4 - \gamma$
	1/4	1/4	$\frac{2-\sqrt{2}}{4}$	$\frac{\sqrt{2}-\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}-\sqrt{2}}{2}$	$\pi/4 - \gamma$	$-\pi/4 - \gamma$
3	2/3*	1/3	1/4	-1/8	1/2	$\pi/3 - \gamma$	$-\pi/3 - \gamma$
	1/3	1/3	1/4	1/8	1/2	$\pi/6 - \gamma$	$-\pi/6 - \gamma$
	1/6	1/6	$\left(\frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4}\right)^2$	$\left(\frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4\sqrt{2}}\right)^2$	$\frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{4}$	$\pi/6 - \gamma$	$-\pi/6 - \gamma$

*: $n=3, k=2/3$ においては、 $R_1=(1/3)R_a, R_k=(2/3)R_a, L_1=(1/4)L_a, L_k=(3/4)L_a, M_{13}=M_{31}=M_{14}=M_{41}=(1/8)L_a$
 $E_1=(1/2)\omega M_{af} I_f, E_k=(\sqrt{3}/2)\omega M_{af} I_f, \beta_1=-\gamma, \beta_k=-\pi/6-\gamma$

は重なり角)と正常な動作期間($u \leq \theta \leq \pi/n$)に分けられる。以下の解析において使用される記号 T_m, φ_m, Z_m は同じ添字をもつ抵抗 R_m 及びインダクタンス L_m によって、次の関係で示されるものとする。

$$T_m = R_m / \omega L_m, \quad \varphi_m = \tan^{-1}(\omega L_m / R_m)$$

$$Z_m = \sqrt{R_m^2 + (\omega L_m)^2}$$

〈4・1〉 反転流方式 〈2・1〉 節に述べたように、重なり期間においても電機子巻線間(1),(2)の相互インダクタンスは考慮する必要がなく、その等価回路は第5図に示される。⁽⁷⁾ 巻線(2)の電流が転流前後で反転し、また、 S_A^+, S_A^- の開閉素子が $\theta = u$ でターンオフするので、電流の境界条件は

$$\left. \begin{aligned} i_a(\pi/n) &= i_a(-0) = i_a(+0) = -i_2(-0) \\ i_5(u) &= 0, \quad i_a(u) = i_2(u) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

(a) 重なり期間 第5図(a)の回路について

$$R_{01} I_a(s) + \omega L_{01} [s I_a(s) - i_a(-0)] + R_e [E_1 \varepsilon^{j\beta_1} / (s-j)] = V_d / s \dots\dots\dots (5)$$

$$R_2 I_2(s) + \omega L_2 [s I_2(s) + i_a(-0)] + R_e [E_2 \varepsilon^{j\beta_2} / (s-j)] = 0 \dots\dots\dots (6)$$

ただし、 $R_{01} = R_0 + R_1, L_{01} = L_0 + L_1$

(5),(6)式より重なり期間中の電流 i_a, i_2 はそれぞれ、

$$\begin{aligned} i_a(\theta) &= (V_d / R_{01}) (1 - \varepsilon^{-T_{01}\theta}) \\ &\quad - (E_1 / Z_{01}) [\cos(\theta + \beta_1 - \varphi_{01}) \\ &\quad - \varepsilon^{-T_{01}\theta} \cos(\beta_1 - \varphi_{01})] \end{aligned}$$

(a) 重なり期間 ($0 \leq \theta \leq u$)

(b) 正常な動作期間 ($u \leq \theta \leq \pi/n$)

第5図 反転流等価回路

Fig. 5. Equivalent circuits for reversal commutation.

$$+ i_a(-0) \varepsilon^{-T_{01}\theta} \dots\dots\dots (7)$$

$$\begin{aligned} i_2(\theta) &= -(E_2 / Z_2) [\cos(\theta + \beta_2 - \varphi_2) \\ &\quad - \varepsilon^{-T_2\theta} \cos(\beta_2 - \varphi_2)] - i_a(-0) \varepsilon^{-T_2\theta} \\ &\quad \dots\dots\dots (8) \end{aligned}$$

なお、 u の値は(7),(8)式と(4)式の境界条件より与えられるが、これについては次章で述べる。

(b) 正常な動作期間 この期間は第5図(b)に示すように、巻線(1),(2)を一括した $k=1$ の電機子巻線として動作するので

$$\begin{aligned} R_{0k} I_a(s) + \omega L_{0k} [s I_a(s) - i_a(u) \varepsilon^{-us}] \\ + R_e [E_k \varepsilon^{j(\beta_k + u)} \varepsilon^{-us} / (s-j)] \\ = V_d \varepsilon^{-us} / s \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

ただし、 $R_{0k} = R_0 + R_k, L_{0k} = L_0 + L_k$

(9)式より電機子電流は、

$$\begin{aligned} i_a(\theta) &= (V_d / R_{0k}) [1 - \varepsilon^{-T_{0k}(\theta-u)}] \\ &\quad - (E_k / Z_{0k}) [\cos(\theta + \beta_k - \varphi_{0k}) \\ &\quad - \varepsilon^{-T_{0k}(\theta-u)} \cos(\beta_k - \varphi_{0k} + u)] \\ &\quad + i_a(u) \varepsilon^{-T_{0k}(\theta-u)} \dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

しかし、上式においては $i_a(\theta)$ の値は一義的には求めることができず、 $u, i_a(-0)$ 及び $i_a(u)$ の値とともに試行錯誤によらなければならない。一周期 π/n に比べ u を無視することができる場合は、(10)式と電流の境界条件より

$$\begin{aligned} i_a(\theta) &= V_d / R_{0k} \\ &\quad - (E_k / Z_{0k}) \left\{ [\cos(\theta + \beta_k - \varphi_{0k}) \right. \\ &\quad - \varepsilon^{-T_{0k}\theta} \cos(\beta_k - \varphi_{0k})] \\ &\quad + \frac{\varepsilon^{-T_{0k}\theta}}{1 - \varepsilon^{-T_{0k}\pi/n}} [\cos(\pi/n + \beta_k - \varphi_{0k}) \\ &\quad \left. - \varepsilon^{-T_{0k}\pi/n} \cos(\beta_k - \varphi_{0k})] \right\} \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

上式によって、近似的にはあるが、すべて既知の諸量によって電流を求めることができる。

〈4・2〉 移転流方式 この場合は、 $n=2$ の電動機方式を除いて重なり期間においては(1),(3),(4)各電機子巻線間に相互インダクタンスが存在するので、等価回路は第6図に示されるように、やや複雑になる。電源からの電流が重なり期間の後、巻線(3)から巻線(4)に完全に移転するので、電流の境界条件は

$$\left. \begin{aligned} i_a(\pi/n) &= i_a(-0) = i_3(-0), \quad i_4(-0) = 0 \\ i_3(u) &= 0, \quad i_4(u) = i_a(u) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (12)$$

(a) 重なり期間 第6図(a)の回路について、

$$\begin{aligned} [R_{013} + s \omega L(M)_{013}] I_3(s) \\ + [R_{01} + s \omega L(M)_{01}] I_4(s) \\ - \omega L(M)_{013} i_a(0) \end{aligned}$$

$$+R_e[E_{13}\varepsilon^{j\beta_{13}}/(s-j)] = V_d/s \quad (13)$$

$$\begin{aligned} & [R_3 + s\omega L(M)_3]I_3(s) \\ & = [R_3 + s\omega L(M)_3]I_4(s) + \omega L(M)_3 i_a(0) \\ & - R_e[E_{34}\varepsilon^{j\beta_{34}}/(s-j)] \quad (14) \end{aligned}$$

ただし, $R_{013} = R_0 + R_1 + R_3$

$$L(M)_{013} = L_0 + L_1 + L_3 + 2M_{13}$$

$$L(M)_{01} = L_0 + L_1 + 2M_{13} + M_{34}$$

$$L(M)_3 = L_3 - M_{34}$$

$$E_{13}\varepsilon^{j\beta_{13}} = E_1\varepsilon^{j\beta_1} + E_3\varepsilon^{j\beta_3}$$

$$E_{34}\varepsilon^{j\beta_{34}} = E_3(\varepsilon^{j\beta_3} - \varepsilon^{j\beta_4})$$

(13), (14)式より電流 i_3, i_4 はそれぞれ

$$\begin{aligned} i_3(\theta) &= (V_d/2R_{013}') (1 - \varepsilon^{-T_{013}'\theta}) \\ &+ (\varepsilon^{-T_3\theta} + \varepsilon^{-T_{013}'\theta}) i_a(-0)/2 \\ &- (E_{34}/2Z_{013}' Z_3) \{ Z_{01} \cos(\theta + \beta_{34}' \\ &- \varphi_{013}' - \varphi_3 + \varphi_{01}) - Z_{013}' \cos(\beta_{34}' \\ &- \varphi_3) \varepsilon^{-T_3\theta} + (Z_3/2) \cos(\beta_{34}' \\ &- \varphi_{013}') \varepsilon^{-T_{013}'\theta} \} \\ &- (E_{13}/2Z_{013}') \{ \cos(\theta + \beta_{13}' - \varphi_{013}') \\ &- \cos(\beta_{13}' - \varphi_{013}') \varepsilon^{-T_{013}'\theta} \} \quad (15) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_4(\theta) &= (V_d/2R_{013}') (1 - \varepsilon^{-T_{013}'\theta}) \\ &- (\varepsilon^{-T_3\theta} + \varepsilon^{-T_{013}'\theta}) i_a(0)/2 \\ &+ (E_{34}/2Z_{013}' Z_3) \{ Z_{013}' \cos(\theta + \beta_{34}' \\ &- \varphi_{013}' + \varphi_{013} - \varphi_3) \} \end{aligned}$$

(a) 重なり期間 ($0 \leq \theta \leq u$)

(b) 正常な動作期間 ($u \leq \theta \leq \pi/n$)

第6図 移転流等価回路

Fig. 6. Equivalent circuits for removal commutation.

$$\begin{aligned} & -Z_{013}' \cos(\beta_{34}' - \varphi_3) \varepsilon^{-T_3\theta} \\ & - (Z_3/2) \cos(\beta_{34}' - \varphi_{013}') \varepsilon^{-T_{013}'\theta} \\ & - (E_{13}/2Z_{013}') \{ \cos(\theta + \beta_{13}' - \varphi_{013}') \\ & - \cos(\beta_{13}' - \varphi_{013}') \varepsilon^{-T_{013}'\theta} \} \quad (16) \end{aligned}$$

ただし, $R_{013}' = R_0 + R_1 + R_3/2$

$$L(M)_{013}' = L_0 + L_1 + L_3/2 + 2M_{13} + M_{34}/2$$

また, 電流 i_a は i_3 と i_4 より

$$\begin{aligned} i_a(\theta) &= (V_d/R_{013}') (1 - \varepsilon^{-T_{013}'\theta}) + i_a(0) \varepsilon^{-T_{013}'\theta} \\ &- (E_{34}/2Z_{013}' Z_3) \{ Z_{01} \cos(\theta + \beta_{34}' \\ &- \varphi_{013}' - \varphi_3 + \varphi_{01}) - Z_{013}' \cos(\theta \\ &+ \beta_{34}' - \varphi_{013}' + \varphi_{013} - \varphi_3) \\ &+ Z_3 \cos(\beta_{34}' - \varphi_{013}') \varepsilon^{-T_{013}'\theta} \} \\ &- (E_{13}/Z_{013}') \{ \cos(\theta + \beta_{13}' - \varphi_{013}') \\ &- \cos(\beta_{13}' - \varphi_{013}') \varepsilon^{-T_{013}'\theta} \} \quad (17) \end{aligned}$$

なお, u については次章で述べる。

(b) 正常な動作期間 第6図(b)は反転流方式の第5図(b)とまったく同形の回路となるので, 電機子電流は, (10)ならびに(11)式と同じ式で表わすことができる。ただし, k の値は各電動機方式によって異なるので第3表に示す各値を用いなければならない。

5. 転流重なり角及び転流可能限界電流

<5・1> 反転流方式 (7), (8)式及び(4)式の $i_a(u) = i_2(u)$ より $\theta = u$ の転流完了時の条件が次のように与えられる。

$$\begin{aligned} & \{ (E_1/Z_{01}) \cos(u + \beta_1 - \varphi_{01}) \\ & - \varepsilon^{-T_{01}u} \cos(\beta_1 - \varphi_{01}) \} \\ & - (V_d/R_{01}) (1 - \varepsilon^{-T_{01}u}) \\ & - (E_2/Z_2) \{ \cos(u + \beta_2 - \varphi_2) \\ & - \varepsilon^{-T_2u} \cos(\beta_2 - \varphi_2) \} \\ & = i_a(-0) (\varepsilon^{-T_{01}u} + \varepsilon^{-T_2u}) \quad (18) \end{aligned}$$

平滑リアクトル L_0 が十分大きく無限大と見なせる場合は, $Z_{01} \approx \infty$, $\varepsilon^{-T_{01}u} \approx 1$ となり上式右辺第1項は零となる。また, 一般に電機子インピーダンスについて $\omega L_a \gg R_a$ であるので $Z_2 \approx \omega L_2$, $\varphi_2 \approx \pi/2$, $\varepsilon^{-T_2u} \approx 1$ となり, (18)式は近似的に

$$\sin \beta_2 - \sin(u + \beta_2) = 2\omega L_2 I_a / E_2 \quad (19)$$

ただし, $I_a: i_a(\theta)$ の平均値

L_2 及び E_2 は全電機子巻線のインダクタンスについて次のように与えられる。

$$\left. \begin{aligned} L_2 &= L_a \sin^2(\pi/2n) \\ E_2 &= \omega M_{af} I_f \sin(\pi/2n) \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

反転流方向においては, $\beta_2 = -\pi/2 - \gamma$ (第2表参照) であるので, 重なり角の近似式は(19), (20)式より

$$u = \gamma - \cos^{-1} \left[\cos \gamma + \frac{2L_a I_a \sin(\pi/2n)}{M_{af} I_f} \right] \quad (21)$$

また、(19)式より I_a の最大の条件は

$$u = -\pi/2 - \beta_2 \quad \dots\dots\dots (22)$$

で与えられるので、転流可能な限界電機子電流は

$$I_{am} = \frac{M_{af} I_f}{2L_a \sin(\pi/2n)} (1 - \cos \gamma) \quad \dots\dots\dots (23)$$

(21)及び(23)式から、整流対数 n が大きくなれば重なり角は小さくなり、転流可能な電機子電流の限界は大きくなる。また、その限界は転流進み角 γ とともに急速に大きくなることがわかる。

〈5・2〉 移転流方式 転流完了時の条件式は、(12)、(15)式より

$$\begin{aligned} & (E_{13}/Z_{013}') [\cos(\theta + \beta_{13}' - \varphi_{013}') \\ & - \cos(\beta_{13}' - \varphi_{013}') \varepsilon^{-T_{013}' u}] \\ & + (E_{34}/Z_{013}' Z_3) [Z_{01} \cos(u + \beta_{34}' \\ & - \varphi_{013}' - \varphi_3 + \varphi_{01}) - Z_{013}' \cos(\beta_{34}' \\ & - \varphi_3) \varepsilon^{-T_{013}' u} + (Z_3/2) \cos(\beta_{34}' \\ & - \varphi_{013}') \varepsilon^{-T_{013}' u}] \\ & - V_d/R_{013}') (1 - \varepsilon^{-T_{013}' u}) \\ & = i_a(-0) (\varepsilon^{-T_{013}' u} + \varepsilon^{-T_{013}' u}) \dots\dots\dots (24) \end{aligned}$$

反転流と同じように L_0 が大きく、また、 $\omega L_a \gg R_a$ とみなしう場合は近似的に

$$\sin(u + \beta_{34}') - \sin \beta_{34}' = 2\omega L(M)_3 I_a / E_{34} \quad (25)$$

ここに、 $L(M)_3$ 、 E_{34} は

$$\begin{aligned} L(M)_3 &= L_3 - M_{34} \\ &= (1 - \sigma_{34} \cos \beta_{34}) L_a \sin^2(\pi/2n) \\ &\dots\dots\dots (26) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E_{34} &= |\omega M_{af} I_f \sin(\pi/2n) (\varepsilon^{j\beta_3} - \varepsilon^{j\beta_4})| \\ &\dots\dots\dots (27) \end{aligned}$$

したがって、重なり角の近似解は

$$\begin{aligned} u &= \sin^{-1} \left[\sin \beta_{34}' \right. \\ & \left. + \frac{2(1 - \sigma_{34} \cos \beta_{34}) L_a I_a \sin(\pi/2n)}{|M_{af} I_f (\varepsilon^{j\beta_3} - \varepsilon^{j\beta_4})|} \right] \\ & - \beta_{34}' \dots\dots\dots (28) \end{aligned}$$

また、(25)式より電流最大の条件は

$$u = \pi/2 - \beta_{34}' \quad \dots\dots\dots (29)$$

で与えられるので転流可能な限界電流は

$$\begin{aligned} I_{am} &= \frac{|M_{af} I_f (\varepsilon^{j\beta_3} - \varepsilon^{j\beta_4})|}{2(1 - \sigma_{34} \cos \beta_{34}) L_a \sin(\pi/2n)} \\ & (1 - \sin \beta_{34}') \dots\dots\dots (30) \end{aligned}$$

ただし、第1表の右欄に示されているように、移転流方式で中性点タップの電機子結線方式では単位電機子巻線は全電機子巻線の $1/2n$ となるので(26)から(30)

式の n の値は $2n$ におきかえなければならない。

$[n=3/2, k=1/3]$ と $[n=3, k=2/3]$ の電動機方式は移転流する回路がまったく同じで、この両方式に限れば、 L_0 が十分大きい場合、(28)、(30)式は

$$u = \gamma - \cos^{-1} \left[\cos \gamma + \frac{(1 + \sigma_{34}/2) L_a I_a}{\sqrt{3} M_{af} I_f} \right] \quad (31)$$

$$I_{am} = \frac{\sqrt{3} M_{af} I_f}{(1 + \sigma_{34}/2) L_a} (1 - \cos \gamma) \dots\dots\dots (32)$$

となり、従来のいわゆる 120° 通電形無整流子電動機の解析と同じ結果が得られる。⁽⁴⁾⁽⁵⁾

6. 実験と計算結果の検討

〈6・1〉 供試機の定格と定数 実験に用いた電動機は4極、1kVA、100V、10A 定格の同期機でその電機子巻線は $n=1, 2, 3/2, 3, k=1/3, 2/3, 1$ をとりうように多くのタップが設けられている。 R_a は 0.305Ω 、 M_{af} は 0.262H である。

第7図に60Hz 商用周波数における静止状態の L_a の測定値を示した。電機子巻線軸位置 θ_a は、図中の測定回路に示したように、 d 軸とのなす角で表わしている。界磁巻線はダンパ巻線と同様にインダクタンスを減少させる働きをするので、⁽¹⁾ d 軸に沿った位置ではかなり小さくなっている。実験はこのような軸位置によるインダクタンス変化の影響をできるだけ小さくするため、界磁回路に高インピーダンスをそう入して行なった。図中の実線は実験状態の $I_f=1.0 \text{A}$ 測定値で、平均値は、 1.58mH である。

〈6・2〉 電機子電流の波形 第8図に $n=2, k=1$ の反転流の電機子電流のオシログラフを一例として示した。波形から重なり期間と正常な動作期間がはっきり認められる。第9図及び第10図に代表的電動機方式の電機子電流の(7)、(10)式及び(17)、(10)式による計算値を実験値とともに示す。実験結果と計算値は良く合っているといえる。

〈6・3〉 電機子電流の脈動率 電機子電流の脈動率 R を一周期中の電機子電流の最大値及び最小値より次式のように定義した。

$$R = \frac{[i_a]_{\max} - [i_a]_{\min}}{I_a} \times 100\%$$

第11図に各種の電動機方式、平滑リアクトルについて脈動率と転流進み角の関係を示した。実験値と計算値はほぼ近い値となり、解析結果の妥当性を示している。なお、 $n=1, L_0=18.6 \text{mH}$ の場合は脈動率が $70 \sim 110\%$ と極端に大きくなった。脈動率は L_0 及び n が大きいほど小さくなることはもちろんであるが γ にも関係し、 γ とともに大きくなる。

第 7 図 60Hz における電機子自己インダクタンス

Fig. 7. Self-inductances of armature winding for 60Hz.

第 8 図 電機子電流波形 ($n=2, k=1, \gamma=30^\circ$)
 $L_0=8.4\text{ mH}, I_a=10\text{ A}$

Fig. 8. Wave form of armature current.

第 9 図 瞬時電機子電流 ($n=1, k=1; n=2, k=1$)
Fig. 9. Instantaneous armature currents.

第 10 図 瞬時電機子電流 ($n=3/2, k=1/3; n=3, k=2/3$)

Fig. 10. Instantaneous armature currents.

第 11 図 電機子電流の動脈率
Fig. 11. Ripples of armature current.

〈6・4〉 転流重なり角 有限の平滑リアクトルをもつ場合の転流重なり角及び転流可能限界電流の精密計算のフローチャートを第 12 図に示す。 $L_0=\infty$ の場合は(21), (23), (31)及び(32)式などにより簡単に求めることができる。代表的な電動機方式の重なり角と電機子電流の関係を第 13 図に示す。重なり角は転流時の電機子自己インダクタンスに大きく影響され、そのインダクタンスの値は測定困難で必ずしも正確であるとはいいがたいが、⁽⁴⁾ 実験値と計算結果はいずれの場合もかなり良く合っている。 n が大きくなるに従い、平滑リアクトルの重なり角に対する影響は小さくなり、 $n=3$ では $L_0=\infty$ と 42 mH の計算値はほと

んど一致するようになる。しかし、 n が小さくなるとかなり大きな平滑リアクトルを用いても、その無限大の場合とかけ離れた重なり角を示すようになる。従来はすべて $L_0=\infty$ で一定電機子電流の条件で重なり角が求められているが、⁽¹⁾⁻⁽⁵⁾ n 及び L_0 が小さくて電流の脈動率が 20% を越すような場合には、第 12 図に示す計算によって重なり角を求める必要がある。また、 $L_0=\infty$ の場合、重なり角は $I_a=0$ からその正の値をもつものに対し、 L_0 が有限の場合はある I_a の値以下では零となる。これは電流の脈動率が大きくなると、小さな電流の場合は転流時の瞬時電流が零となり、したがって、重なり角も零となることを示している。

第 12 図 転流重なり角及び転流可能限界電流の精密計算のフローチャート
Fig. 12. Flow chart of precise calculation for over-lapping angle and allowable armature current limit.

〈6・5〉 転流可能限界電流 第 14 図に転流可能限界電流と転流進み角の関係を示す。 γ が正の値をもつときのみ転流可能で、 γ の増加によってその限界電流は急速に増加する。これは重なり角の場合同様、転流時に転流にかかわる電動機の逆起電力の増加によるものである。しかし、 γ の増加は同じ電機子電流に対しては出力の減少をもたらすため、⁽²⁾⁽⁶⁾ 限界電流が大きくなっても必ずしも出力の増大をもたらすものではない。 L_0 が小さくなると各電機子巻線方式について限界電流はやや小さくなるが、その影響はあまり大きくない。転流進み角 γ の測定は必ずしも正確とはいえないが、実験値と計算値はよく合っている。

7. あとがき

以上、本文では一般的な無整流子電動機の研究の一環として、種々の逆起電力転流方式について、電機子電流、転流重なり角及び転流可能限界電流を平滑リアクトルの影響をも考慮に入れて理論的に求め、実験結

第 13 図 重なり角と電機子電流
Fig. 13. Over-lapping angle vs. armature current.

第 14 図 転流可能限界電流と転流進み角
Fig. 14. Allowable current limit vs. leading commutation angle.

果によってその妥当性を示した。引き続き、各種電動機方式の出力特性ならびにその比較あるいは脈率率の影響などについて発表の予定である。なお、強制転流については転流時の境界条件さえ考慮すれば本文と同様に求めることができるが、これについても追って報告したい。

最後に、平素ご指導いただいている本学 中村正雄教授に感謝の意を表するとともに実験に協力された、本学大学院生 林 康嗣君に感謝する。

(昭和 48 年 3 月 12 日受付, 同 49 年 5 月 1 日再受付)

文 献

- (1) 佐藤: 電学誌 84, 1249 (昭 39-8)
- (2) 佐藤: 電学誌 91, 1065 (昭 46-6)
- (3) 佐藤・常広・足立: 電学誌 91, 1479 (昭 46-8)
- (4) 笹島・土谷・内藤: 電学誌 88, 2099 (昭 43-11)
- (5) 福田・藤原: 電気学会論文誌 92-B, 487 (昭 47-9)
- (6) 武田・平紗: 電気学会論文誌 93-B, 68 (昭 49-2)
- (7) 高井・長谷川: ラプラス変換入門 (丸善書店)