UDC 621.313.39.025.3-9: [621.314.63: 621.311.69]

論文

58-B 84

強制転流サイリスタを用いたモノサイクリック電動機

正員 渡辺 博 巳 (大阪市立大)

正員 奥田 滋 (大阪市立大)

1. ま え が き

単相電源で三相かご形誘導電動機を駆動するモノサイクリック法には、リアクトルと抵抗またはコンデンサを用いて分相する従来の方法や、コンデンサと導通角を制御するトライアックを移相器として用いて平衡三相電圧で電動機を駆動する方法などがある^{(1)~(3)}。

本文で述べるモノサイクリック電動機は、強制転流方式の逆並列接続サイリスタまたは GTO を用い、単相電源から直接三相交流を得て、対称巻線の三相かご形誘導電動機を駆動する方式である。強制転流方式の逆並列接続サイリスタによって単相交流波形を任意の点弧角で分割し、単相電源から直接二相交流を得る方式の二相コンバータで二相誘導電動機を駆動する方法については既に報告した^{(4)~(6)}。本文のモノサイクリック法は、この二相コンバータの原理を三相機に適用したものである。

電源に単相交流を用いる小容量のかご形誘導電動機も三相機として駆動すると、起磁力の空間高調波や、ひずみ波電圧で駆動する場合に生じる時間高調波電流が、電動機の定常特性に及ぼす影響は二相機より小さくなり効率も増加する。

二相機に用いる二相コンバータには、サイリスタの転流にリアクトルとコンデンサとを用いる LC 形⁽⁵⁾とコンデンサのみで転流する C 形⁽⁶⁾とがある。これらの二相コンバータは転流原理が異なるばかりでなく、駆動される電動機の特長にも差違が生じる。ここでは、LC 形二相コンバータを三相機に応用したモノサイクリック電動機について述べる。この方式では、従来の

モノサイクリック法のように、電動機のすべりによって巻線の端子電圧の関係が変化することなく、サイリスタの点弧角を制御することによって可変速度、可逆回転駆動が容易に実現できる。

本文では、電動機の固定子巻線を三角結線とした場合、星形結線の場合および星形結線で基本波電圧について平衡三相電圧で駆動する回路方式のそれぞれに関して、回路の動作と速度調整したときの定常特性について述べる。

2. LC 形コンバータを用いたモノサイクリック電動機の各相電圧

〈2・1〉 三角結線の場合 図1は LC 形二相コンバータの主回路に固定子巻線を三角結線とした対称巻線の三相かご形誘導電動機を接続し、モノサイクリック電動機として駆動する回路である。この結線では、U 相には電源電圧が直接加わり、V 相、W 相にはコンバータの出力電圧が印加される。図の各サイリスタのゲートには、電源周波数と同期した図2の関係のゲート信号を加える。電源電圧を $v = \sqrt{2} V \sin \omega t$ とし、この電圧が正の半サイクルのとき、 $\omega t = \alpha_1$ でサイリスタ T_1^+ をオンすると電源電圧は V 相に印加

図1 三角結線主回路

Fig. 1. Main circuit of delta-connection.

A Monocyclic Motor using Forced Commutated Thyristors.
By Hiroshi Watanabe, Member & Shigeru Okuda, Member
(Faculty of Engineering, Osaka City University).

渡辺博巳: 正員, 大阪市立大学工学部
奥田 滋: 正員, 大阪市立大学工学部

図 2 サイリスタのゲート信号

Fig. 2. Gate signals of thyristors.

図 3 各部の波形(三角結線)

Fig. 3. Wave forms of each branch.
(Delta-connection)表 1 供試電動機の定格と等価回路定数
Table 1. Rating and equivalent circuit constants of tested motor.

定 格	等価回路定数 (60Hz)
定格電圧 100/200V	一次抵抗 r_1 3.13Ω
定格出力 200W	一次、二次漏れリアクタンス $x_1=x_2$ 2.14Ω
極 数 4 極	励磁リアクタンス x_m 29.5Ω
周波数 50/60Hz	二次抵抗 r_2 10.7Ω

高二次抵抗かご形回転子

される。 T_{1-} にも同じゲート信号を加えているから、 W 相は短絡されている。次に、 $\omega t = \alpha_2$ で T_{2+} をオンすると、リアクトル L_1, L_2 およびコンデンサ C_2 の作用によって T_{1+} はオフし、電源電圧は $\omega t = \alpha_1 + \pi$ で T_{2+} または T_{2-} がオフするまで W 相に印加される。負の半サイクルの動作も同様である。この結果 V 相には図2(d)、 W 相には(e)のような関係の電圧が印加されることになる。 U 相には、巻線の起磁力の方向を考慮すると、電源電圧が逆極性に $v_u = -v$ として加わることになる。図3は、表1に示した定格の供試電動機を三角結線として図1のようにコンバータに接続し、サイリスタの点弧角を $\alpha = \pi/12, \alpha_2 = \pi/2$ として電動機の回転子を拘束した場合の各部の電圧、電流波形である。図から二相コンバータの出力電圧は正弦波の単相交流波形を α_1, α_2 で二分割した波形であり、転流時の過渡電圧を無視して図2(d), (e)のような波形の電圧として解析しても支障のないことがわかる。図2の v_v, v_w をフーリエ級数で表わし、その基本波を $\dot{V}_{v1}, \dot{V}_{w1}$ とすると各相の電圧はコンバータの基本波電圧 $\dot{V}_{A1}, \dot{V}_{M1}$ より次式となる⁽⁷⁾。

$$\dot{V}_{U1} = -\dot{V} \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$\dot{V}_{V1} = \dot{V}_{A1} = a_{A1} + j b_{A1} \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$\dot{V}_{W1} = \dot{V}_{M1} = a_{M1} + j b_{M1} = (V - a_{A1}) - j b_{A1} \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$\left. \begin{aligned} a_{A1} &= \frac{V}{\pi} \left\{ (\alpha_2 - \alpha_1) + \frac{1}{2} (\sin 2\alpha_1 - \sin 2\alpha_2) \right\} \\ b_{A1} &= \frac{V}{\pi} \frac{1}{2} (\cos 2\alpha_1 - \cos 2\alpha_2) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (4)$$

また、 U 相、 V 相、 W 相の高調波電圧を $\dot{V}_{Un}, \dot{V}_{Vn}, \dot{V}_{Wn}$ ($n=3, 5, 7, \dots$)とすると次式のように表わすことができる。

$$\dot{V}_{Un} = 0 \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$\dot{V}_{Vn} = \dot{V}_{An} = a_{An} + j b_{An} \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$\dot{V}_{Wn} = \dot{V}_{Mn} = a_{Mn} + j b_{Mn} = -(a_{An} + j b_{An}) \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$\left. \begin{aligned} a_{An} &= \frac{V}{\pi} \left[\frac{1}{n-1} \{ \sin(n-1)\alpha_2 \right. \\ &\quad \left. - \sin(n-1)\alpha_1 \} - \frac{1}{n+1} \right. \\ &\quad \left. \times \{ \sin(n+1)\alpha_2 - \sin(n+1)\alpha_1 \} \right] \\ b_{An} &= \frac{V}{\pi} \left[\frac{1}{n-1} \{ \cos(n-1)\alpha_2 \right. \end{aligned} \right]$$

図 4 基本波電圧の関係(三角結線)

Fig. 4. Vector diagram of fundamental voltages.(Delta-connection)

$$\left. \begin{aligned} & -\cos(n-1)\alpha_1\} - \frac{1}{n+1} \\ & \times \{ \cos(n+1)\alpha_2 - \cos(n+1)\alpha_1 \} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

図2に示した各相電圧の基本波成分(1)~(3)式の関係は図4のように表わすことができる。この関係はサイリスタの点弧角を制御すると変化するが、平衡三相とすることは不可能である。各相の基本波電圧を U 相を基準として対称分電圧に変換すると次式のようになる。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{V}_{01} \\ \dot{V}_{f1} \\ \dot{V}_{b1} \end{pmatrix} &= [C] \begin{pmatrix} \dot{V}_{U1} \\ \dot{V}_{V1} \\ \dot{V}_{W1} \end{pmatrix} = [C] \begin{pmatrix} -V \\ a_{A1} + j b_{A1} \\ (V - a_{A1}) - j b_{A1} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} V - b_{A1} + j \left(a_{A1} - \frac{V}{2} \right) \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} V + b_{A1} - j \left(a_{A1} - \frac{V}{2} \right) \end{pmatrix} \quad (9) \end{aligned}$$

$$[C] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{pmatrix} \quad (10)$$

但し、 $\alpha = e^{j2\pi/3}$ また、 $\dot{V}_{01}$ ：零相電圧、 $\dot{V}_{f1}$ ：正相電圧、 $\dot{V}_{b1}$ ：逆相電圧である。

〈2・2〉 星形結線の場合-I (Υ_1 結線) 対称巻線のかご形誘導電動機の固定子巻線を星形結線として、図5のように二相コンバータに接続する(以下、 Υ_1 結線と呼ぶ)。この回路の各サイリスタに、三角結線の場合と同じ関係のゲート信号を加え、 Υ_1 結線とした供試電動機の回転子を拘束し、すべり $s=1$ としたときの各部の波形は図6ようになる。 Υ_1 結線の線間電圧の基本波は三角結線と同様であり、 UV 相間を $\dot{V}_{UV1}$ 、 VW 相間を $\dot{V}_{VW1}$ 、 WU 相間を $\dot{V}_{WU1}$ で表わすと、

図 5 星形 Υ_1 結線主回路Fig. 5. Main circuit of Υ_1 -connection. 図 6 各部の波形 (Υ_1 結線)Fig. 6. Wave forms of each branch. (Υ_1 -connection)

$$\dot{V}_{UV1} = -\dot{V}, \quad \dot{V}_{VW1} = \dot{V}_{A1}, \quad \dot{V}_{WU1} = \dot{V}_{M1} \quad (11)$$

となり、この電圧を対称分で表わすと次式となる。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{V}_{01} \\ \dot{V}_{f1} \\ \dot{V}_{b1} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 0 \\ \{ a_{A1} - \sqrt{3} b_{A1} - 2V * \\ \{ a_{A1} + \sqrt{3} b_{A1} - 2V \\ * + j(\sqrt{3} a_{A1} + b_{A1}) \} / 2\sqrt{3} \\ - j(\sqrt{3} a_{A1} - b_{A1}) \} / 2\sqrt{3} \end{pmatrix} \quad (12) \end{aligned}$$

(12)式より、各相の基本波電圧を求めると次式のようになる。

図 7 基本波電圧の関係 (Y₁ 結線)

Fig. 7. Vector diagram of fundamental voltages. (Y₁-connection)

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{V}_{U1} \\ \dot{V}_{V1} \\ \dot{V}_{W1} \end{pmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{pmatrix} a_{A1} - 2V + j b_{A1} \\ V + a_{A1} + j b_{A1} \\ V - 2(a_{A1} + j b_{A1}) \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{3} \begin{pmatrix} \dot{V}_{A1} - 2\dot{V} \\ \dot{V} + \dot{V}_{A1} \\ \dot{V}_{M1} - \dot{V}_{A1} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (13) \end{aligned}$$

この結線の場合も、基本波を平衡三相電圧とすることは不可能である。図 7 に (13) 式の基本波電圧の関係を示す。ここでは省略するが、高調波電圧の関係も同様にして定めることができる。

〈2・3〉 星形結線の場合-II (Y_{II} 結線) LC 形二相コンバータを二台用いて、対称な巻線の三相かご誘導電動機を、基本波について平衡三相電圧で駆動する結線 (Y_{II} 結線) を図 8 に示す。この回路のサイリスタを GTO に置換えると、図 9 のように転流リアクトルとコンデンサを省略して LC 形の場合と同様の関係の出力電圧を得ることができる。図 8 の回路で、サイリスタ T₁⁺, T₁⁻ および T₄⁺, T₄⁻ に加えるゲート信号を図 2 の v_{G1} とし、T₂⁺, T₂⁻ および T₃⁺, T₃⁻ のゲートにはそれぞれ v_{G2} を加える。図の結線では、U 相巻線を逆極性に接続しているため、各相の基本波電圧の関係は次式のようになる。

$$\begin{aligned} \dot{V}_{U1} &= \dot{V}_{A1} - \dot{V}_{M1} = (2a_{A1} - V) + j2b_{A1} \\ \dot{V}_{V1} &= \dot{V}_{M1} = (V - a_{A1}) - j b_{A1} \\ \dot{V}_{W1} &= -\dot{V}_{A1} = -(a_{A1} + j b_{A1}) \end{aligned} \dots\dots\dots (14)$$

(14) 式の基本波電圧の関係を図 10 に示す。

この電圧を対称座標変換すると次式になる。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{V}_{01} \\ \dot{V}_{\beta 1} \\ \dot{V}_{\alpha 1} \end{pmatrix} &= [C] \begin{pmatrix} \dot{V}_{U1} \\ \dot{V}_{V1} \\ \dot{V}_{W1} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 0 \\ (\sqrt{3} a_{A1} - \sqrt{3} V/2) * \\ (\sqrt{3} a_{A1} - \sqrt{3} V/2) \\ * + j(\sqrt{3} b_{A1} + V/2) \\ * + j(\sqrt{3} b_{A1} - V/2) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

図 8 星形 Y_{II} 結線主回路

Fig. 8. Main circuit of Y_{II}-connection.

図 9 GTO 形コンバータによる Y_{II} 結線主回路

Fig. 9. Main circuit of Y_{II}-connection using GTO converter.

図 10 基本波電圧の関係 (Y_{II} 結線)

Fig. 10. Vector diagram of fundamental voltages. (Y_{II}-connection)

高調波電圧は、点弧角に無関係に正相と逆相電圧の値が等しくなる。図 11 は供試電動機を図 8 の Y_{II} 結線とし、すべり $s=1$ として回路のサイリスタには、 $\alpha_1 = \pi/12$, $\alpha_2 = \pi/2$ としたゲート信号を加えたときの各部の波形である。

Y_{II} 結線で、電動機の印加電圧の基本波が平衡三相電圧であるためには、(15) 式の逆相電圧 $\dot{V}_{\beta 1}$ が $\dot{V}_{\beta 1} = 0$ であればよい。(15) 式に (4) 式を代入すると次式のようになる。

$$\dot{V}_{\beta 1} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi} V \left\{ 2(\alpha_2 - \alpha_1) + (\sin 2\alpha_1 \right.$$

図 11. 各部の波形 (Y 結線)

Fig. 11. Wave forms of each branch.
(Y-connection)

$$-\sin 2\alpha_2 - \pi\} + j \left\{ \cos 2\alpha_1 - \cos 2\alpha_2 + \frac{\pi}{\sqrt{3}} \right\} \dots\dots\dots (16)$$

$$\dot{V}_{b1} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi} V \left\{ 2(\alpha_2 - \alpha_1) + (\sin 2\alpha_1 - \sin 2\alpha_2 - \pi) + j \left\{ \cos 2\alpha_1 - \cos 2\alpha_2 - \frac{\pi}{\sqrt{3}} \right\} \right\} \dots\dots\dots (17)$$

(17) 式より、 $|\dot{V}_{b1}|=0$ とすると次式が得られる。

$$\alpha_1 = \frac{1}{2} \left[\sin^{-1} \left\{ \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sin \gamma} \sqrt{\gamma^2 - \pi\gamma + \frac{\pi^2}{3}} + \frac{\sin \gamma}{\sqrt{\gamma^2 - \pi\gamma + (\pi^2/3)}} \right) \right\} - \gamma - \tan^{-1} \left\{ \frac{\sqrt{3}}{\pi} (2\gamma - \pi) \right\} \right] \dots\dots\dots (18)$$

但し $\gamma = \alpha_2 - \alpha_1$ である。(18) 式を数値計算法によって解き、三相の基本波電圧が平衡する条件を求めると、 $\alpha_1 \doteq 0.099\pi (17.8^\circ)$, $\gamma \doteq 0.403\pi (72.5^\circ)$ および $\alpha_1 \doteq -0.099\pi (-17.8^\circ)$, $\gamma \doteq 0.597\pi (107.5^\circ)$ の二点である。可変速度、可逆転駆動とする場合など、実用的には、 $\alpha_1 = 0.095\pi (17^\circ)$, $\alpha_2 = \alpha_1 + \gamma = \pi/2$ で逆相電圧をほぼ零とすることができる。

3. 平均トルクと始動トルク

二相コンバータによるひずみ波電圧で駆動される誘導電動機の平均トルクは、鉄心磁路の飽和の影響が小さく、二次抵抗値の周波数による変化なども無視できると対称座標法によって容易に計算できる。図 12 は正相等価回路であり鉄損は無視する。逆相等価回路は図の正相分を表わす添字 F, f を逆相分を表わす添字 B, b に置換え、二次抵抗を $nr_2/(n+1-s)$ とすることによって得られる。前章の各結線方式の場合について求めた対称分電圧と等価回路定数で平均トルクを表わすと、

$$T_a = \sum_{n=1}^{\infty} I_{fn}^2 R_{fn} - I_{bn}^2 R_{bn} \\ = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\left(\frac{V_{fn}}{Z_{fn}} \right)^2 R_{fn} - \left(\frac{V_{bn}}{Z_{bn}} \right)^2 R_{bn} \right] \dots\dots\dots (19)$$

T_a : 平均トルク (同期ワット), I_{fn}, I_{bn} : 第 n

次高調波の正相および逆相電流, $n=1, 3, 5, \dots$

である。すべり $s=1$ では $n=3, 5, 7, \dots$ の I_{fn}, I_{bn} は大きさが等しくなり始動トルクを発生しない。従って始動トルク T_{s1} は基本波電圧のみを考え、等価回路で $s=1, n=1$ とし、 $\dot{Z}_{s1} = \dot{Z}_{F1} = \dot{Z}_{B1}$, $R_{s1} = R_{f1} = R_{b1}$ とすると (19) 式より、

$$T_{s1} = I_{f1}^2 R_{f1} - I_{b1}^2 R_{b1} \\ = \frac{R_{s1}}{Z_{s1}^2} (V_{f1}^2 - V_{b1}^2) \dots\dots\dots (20)$$

として求められる。固定子巻線の結線によって、対称分電圧の関係が異なるから、各結線方式の始動トルクはそれぞれ次式のようにになる。

三角結線の始動トルク; $T_{s\Delta}$

$$T_{s\Delta} = \sqrt{3} \frac{V^2 R_{s1}}{\pi Z_{s1}^2} (\cos 2\alpha_1 - \cos 2\alpha_2) \dots\dots (21)$$

Y 結線の始動トルク; T_{sY1}

$$T_{sY1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{V^2 R_{s1}}{\pi Z_{s1}^2} (\cos 2\alpha_1 - \cos 2\alpha_2) \dots\dots\dots (22)$$

Y 結線の始動トルク; T_{sYII}

図 12 等価回路

Fig. 12. Equivalent circuit.

$$T_{Y_{II}} = \sqrt{3} \frac{V^2 R_{s1}}{\pi Z_{s1}^2} (\cos 2\alpha_1 - \cos 2\alpha_2) \quad \dots\dots\dots (23)$$

上式を比較すると、始動トルクはいずれの結線としても $(\cos 2\alpha_1 - \cos 2\alpha_2)$ に比例し、 Y_1 結線の場合に電源電圧を $\sqrt{3}$ 倍すると始動トルクの大きさは、他の結線の場合と等しくなることがわかる。また、始動トルクの最大値は各結線方式とも $\alpha_1=0, \alpha_2=\pi/2$ で得られる。この始動トルクの最大値を、三角結線は T_{Im} 、 Y_1 結線は $T_{Y_{Im}}$ 、 Y_{II} 結線は $T_{Y_{II}m}$ で表わすと、それぞれ次式の値となる。

$$\left. \begin{aligned} T_{Im} &= T_{Y_{II}m} = 2\sqrt{3} \frac{V^2 R_{s1}}{\pi Z_{s1}^2} \\ T_{Y_{Im}} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V^2 R_{s1}}{\pi Z_{s1}^2} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (24)$$

実効値が V の三相電圧を加えた場合の始動トルクは三角および Y_{II} 結線では $3V^2 R_{s1}/Z_{s1}^2$ であり、 Y_1 結線では $3(V/\sqrt{3})^2 R_{s1}/Z_{s1}^2$ である。従って、(24) 式の値は平衡三相電圧を加えた場合の約 37% である。また、 Y_{II} 結線で (18) 式を満足するように $\alpha_1=0.095\pi, \alpha_2=\pi/2$ として基本波を平衡三相電圧にすると、その $T_{Y_{II}}$ は (23) 式より約 $1.81\sqrt{3} V^2 R_{s1}/(\pi Z_{s1}^2)$ となり、 $T_{Y_{II}m}$ の約 91% になる。

4. 実験結果

図 13 は、供試電動機の固定子巻線を前述の各種結線とした場合のサイリスタ点弧角に対する始動トルクの変化で、実線は計算値であり破線は実測値である。

図 13 点弧角と始動トルクの関係 ($\gamma=5\pi/12$)

Fig. 13. Relation between starting torques and firing angles of α_1 . ($\gamma=5\pi/12$)

Y_1 結線では $100V$ 、三角および Y_{II} 結線では $100V/\sqrt{3} \approx 58V$ の電圧をコンバータの入力電圧とした。サイリスタの点弧角は $\gamma=\alpha_2-\alpha_1=5\pi/12(75^\circ)$ に保ち α_1 を可変としたときの結果である。 Y_1 結線ではコンバータの入力電圧を他の $\sqrt{3}$ 倍としたので、いずれの結線の場合も点弧角に対する始動トルクの値の変化は (21)~(23) 式に示したように形状が等しくなる。また図では α_1 を $\pi/12 \sim \pi/3$ まで変化して実測値を得たが、 γ を一定に保って更に α_1 を増加すると、電動機は逆方向の始動トルクを発生して逆回転することができる。また、点弧角の制御法には、 α_1 または α_2 のいずれか一方を一定値として他方を可変とする方法など種々の組合せが考えられる。しかし、LC 形二相コンバータでは γ を $5\pi/12 \sim 7\pi/12$ の範囲で一定値に保ち α_1 をサイリスタの転流が可能な範囲で制御する場合、各相巻線電流値の差が小さくなり有利に転流用 L, C 素子の値を定めることができる⁽⁸⁾。

図 14 は供試電動機を正弦波の平衡三相電圧で電圧制御した場合のすべり-平均トルク特性である。始動トルクは電源電圧の自乗に比例して変化する。図の結果から、供試電動機の印加電圧を三相平衡の状態に変化すると負荷トルクと平衡する回転数で駆動することができるが、回転数が低く負荷トルクが小さい範囲では速度変動率が大きくなる。

図 15 は供試電動機の固定子巻線を三角結線として図 1 のように接続し、コンバータの入力電圧を $58V, \gamma=5\pi/12, \alpha_1$ を可変とした場合のすべり-平均トルク特性である。この結線では、基本波を平衡三相電圧として駆動することは不可能であるが、図 14 の正弦波

図 14 すべり-平均トルク特性 (正弦波電圧)

Fig. 14. Characteristics of slip-average torque. (sine wave voltage)

図 15 すべり-平均トルク特性 (三角結線)
Fig. 15. Characteristics of slip-average torque. (Delta-connection)

図 17 すべり-平均トルク (星形 Υ_{II} 結線)
Fig. 17. Characteristics of slip-average torque. (Υ_{II} -connection)

図 16 すべり-平均トルク特性 (星形 Υ_I 結線)
Fig. 16. Characteristics of slip-average torque. (Υ_I -connection)

電圧の場合と比較すると、低速度の範囲でもトルクの垂下特性が大きくなり、広範囲に速度調整することが可能である。計算値は高調波の次数を $n=13$ として (19) 式によって算出した値である。

図 16 は供試電動機を図 5 の Υ_I 結線として、コンバータの入力電圧を 100V、点弧角を図 15 の場合と同様に制御したときの、すべり-平均トルク特性である。この結果は図 15 と同様であるが、コンバータ電

図 18 すべり-入力・効率特性
Fig. 18. Characteristics of slip-input power and efficiency.

圧を三角結線の場合の $\sqrt{3}$ 倍としたので、コンデンサ電圧が上昇しサイリスタの転流が容易になり、点弧角の制御範囲すなわち速度の調整範囲は更に拡大する。この Υ_I 結線の場合も、線間電圧の基本波を平衡三相電圧とすることは不可能であるが、ゲート信号を制御することにより広範囲の可変速度、可逆回転駆動が実現できる。

図 17 は GTO 形二相コンバータを二台用いて図 9 の Υ_{II} 結線とし、コンバータ入力電圧を 58V、点弧角は図 16 の場合と同様に制御したときの、すべり-

平均トルク特性である。図を三角結線や Υ_1 結線の特性図と比較するとトルクの垂下特性は小さい。しかし、この例と同じ大きさの始動トルクを発生するゲート信号の組合せは種々あるから、他の結線方式と同様の垂下特性を持つ平均トルクを得ることも可能である。

図18は図15～図17で $\alpha_1=\pi/12$, $\gamma=5\pi/12$ として供試電動機を駆動しているときのコンバータ入力端子で測定したすべりに対する入力と効率の関係である。ここで正相電圧に対する逆相電圧の割合は三角および Υ_1 結線では約0.49, Υ_2 結線では約0.016である。各結線方式はいずれも、コンバータ内部の転流損失を含むから総合した効率は低下しているが、 Υ_2 結線では基本波について平衡三相電圧駆動に近い状態であるから効率の最大値は他より改善できることがわかる。

5. あとがき

本文ではLC形二相コンバータを用いた各種の結線方式のモノサイクリック電動機について述べた。これらの方式によると、電動機に印加される電圧の関係はサイリスタの点弧角で定まり、すべりによって変化しないので電動機を円滑に始動し可変速度、可逆回転駆動することができる。対称な巻線の三相かご形誘導電動機を三角または星形結線として、一台のLC形二相コンバータで駆動する場合は、平衡三相の基本波電圧を得ることは不可能であるから、最大出力時の効率は低い値になる。しかし、固定子巻線を非対称にする方法などによって効率の改善を計ることも可能であると

考えられる。本文では二台のコンバータを用いて、対称巻線の三相機を効率よく単相電源で駆動する方式についても述べた。この回路方式は、回路の構成が複雑になるが、最大出力時の効率は他の場合よりかなり改善できることが明らかになった。

実用的には、一台のLC形二相コンバータを用いるモノサイクリック電動機では、 Υ_1 結線とすると転流損失が減少し有利である。また、二台の二相コンバータを用いる方式では、GTO形コンバータとすることによって点弧角の制御範囲が拡大し、円滑な可変速度、可逆回転駆動が実現できる。

(昭和57年11月8日受付, 同58年5月20日再受付)

文 献

- (1) J. E. Brown & C. S. Jha: "The Starting of a 3-Phase Induction Motor Connected to a Single-phase Supply System", *Proc. Instn. Elect. Engrs.*, 4, 183 (1959-4)
- (2) 入佐: 「三相誘導電動機のモノサイクリック起動の最適制御」電学誌 84, 1930 (昭 39-12)
- (3) 岩橋・森下・渡辺・奥田: 「サイリスタにより制御されるモノサイクリック電動機の特性」電学誌 B 100, 345 (昭 55-6)
- (4) 渡辺・奥田: 「単相-二相コンバータによる誘導電動機の駆動」第12回パワーエレクトロニクス研究会講演論文集 1, 12, 132 (昭 51-10)
- (5) 渡辺・奥田: 「サイリスタを用いた単相二相直接変換装置による二相誘導電動機の駆動特性」電学誌 B 102, 363 (昭 57-6)
- (6) 渡辺・奥田: 「コンデンサ形単相二相直接変換装置による二相誘導電動機の駆動特性」電学誌 B 103, 125 (昭 58-2)
- (7) 渡辺・奥田: 「強制転流サイリスタを用いたモノサイクリック電動機」第51回パワーエレクトロニクス研究会講演論文 (昭 57-10)