UDC 621.316.728.025: 621.313.333

論文

61-B77

PWM と位相進み制御を組合せた交流電力調整回路の検討

正 員 木 下 清 (日 大)

正 員 渡 辺 泰 男 (日 大)

1. ま え が き

負荷電流の波形改善, 高調波の高次化などを目的として GTR, GTO などのスイッチング素子を使った PWM 制御交流電力調整回路が提案されている⁽¹⁾⁻⁽³⁾が, 電源側基本波力率を負荷力率より向上させることができない。一方, 電源側力率の改善を主たる目的として, PWM 制御と位相進み制御を組合せた交流電力調整回路の試作, 実験例が報告されている⁽⁴⁾。これらの効果については, 誘導性負荷 (R-L 負荷) の場合の PWM 制御について報告されている⁽⁵⁾ものの, PWM 制御と位相進み制御を組合せた電力調整回路に関しては定量的には明らかにされていない。

本論文は, PWM 制御と位相進み制御を組合せた電力調整回路における電源側力率, 電源電流ひずみ率, 負荷電流ひずみ率を誘導性負荷の場合について計算し, PWM 制御や自然消弧方式の場合と比較した。更に, 単相誘導電動機を一次電圧制御した場合について計算した。その結果, 電源側総合力率の改善に効果的であり, 供試電動機の定格回転における発生トルクは PWM 制御の 1.2 倍になった。また PWM 制御と同様固定子電流の波形改善にも非常に効果的であり, 単相誘導電動機駆動では優れている点が多いことが明らかになった。

以下, これらのことを定量的に検討する。

2. 基本回路

PWM 制御および PWM 制御と位相進み制御を組合せた交流電力調整回路の一般化した回路は図 1 の

Investigation of Combining PWM with Phase Leading Method Applied in AC Power Control Circuit. By Kiyoshi Kinoshita, Member & Yasuo Watanabe, Member (College of Science and Technology, Nihon University).

木下 清: 正員, 日本大学理工学部

渡辺泰男: 正員, 日本大学理工学部

とおりである。動作を解析するために以下の仮定を行う。

(1) 電源電圧 v_1 は正弦波で, 電源インピーダンスは零である。

(2) スwitching 素子は理想的特性をもつ。すなわち, 漏れ電流は零, 導通時の電圧降下はなく, ターンオン・ターンオフ時間は零である。

(3) Switching は S_2 がオフのとき S_1 がオンになり, S_1 がオフのとき S_2 がオンになり, かつ各半サイクルで対称的に点弧する。

(4) 主スイッチ S_1 と環流用スイッチ S_2 間の転流には重流がない。

以上の仮定のもとで, 電源電圧の半周期間に m 回オンオフさせてパルス幅制御を行う場合に種々の方法が考えられるが, 本論文では次式で表わされる制御方法を検討の対象とする。

(I) PWM 制御

$$\gamma = \frac{\pi}{m} \dots\dots\dots (1)$$

$$d_F = \frac{\beta_1 - \alpha_1}{\gamma} = \frac{\beta_2 - \alpha_2}{\gamma} = \dots = \frac{\beta_m - \alpha_m}{\gamma} \dots\dots (2)$$

(II) PWM 制御と位相進み制御の組合せ (以下, PWM+ β と略記)

$$\gamma = \frac{\pi - \beta}{m - 1 + d_F} \dots\dots\dots (3)$$

$$d_F = \frac{\beta_1 - \alpha_1}{\gamma} = \frac{\beta_2 - \alpha_2}{\gamma} = \dots = \frac{\beta_m - \alpha_m}{\gamma} \dots\dots (4)$$

図 1 単相交流電力調整回路

Fig. 1. Single-phase AC power control circuit.

図 2 PWM+ β 制御の電圧・電流波形
Fig. 2. Voltage and current waveform in PWM+ β control.

これらの関係を各半サイクルで対称的に保つものとする。(II)の PWM+ β 制御の電圧・電流波形は図 2 で表わされる。負荷電圧 V_2 の制御は d_F を調節して行う。 m, d_F および β が与えられ、(1)式または(3)式を計算すると α_m, β_m は次式から求まる。

$$\alpha_1 = 0 \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$\alpha_m = \alpha_1 + (m-1) \cdot \gamma \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$\beta_m = \alpha_m + \gamma \cdot d_F \quad \dots\dots\dots (7)$$

3. 誘導性負荷 (R - L 負荷) の計算式

(3.1) 電源側の計算式 スイッチ S_1 : オン, S_2 : オフのとき, すなわち電源より電力が供給される α_m - β_m 間では,

$$v_1 = \sqrt{2} V_1 \sin \omega_1 t \quad \dots\dots\dots (8)$$

とおくと,

$$Ri_s + L \frac{di_s}{dt} = \sqrt{2} V_1 \sin \omega_1 t \quad \dots\dots\dots (9)$$

が成立する。(9)式を解くと,

$$i_s(\theta) = \frac{\sqrt{2} V_1}{Z_s} \sin(\theta - \phi_s) + \{I_s(\alpha_m) - \frac{\sqrt{2} V_1}{Z_s} \sin(\alpha_m - \phi_s)\} \exp\left\{-\frac{R}{X_s}(\theta - \alpha_m)\right\} \quad \dots\dots\dots (10)$$

次に S_1 : オフ, S_2 : オンの電源から回路が切り離された β_{m-1} - α_m の期間では,

$$Ri_d + L \frac{di_d}{dt} = 0 \quad \dots\dots\dots (11)$$

(11)式を解くと,

$$i_d(\theta) = I_d(\beta_{m-1}) \exp\left\{-\frac{R}{X_s}(\theta - \beta_{m-1})\right\} \quad \dots\dots\dots (12)$$

ただし,

$$\left. \begin{aligned} \theta &= \omega_1 t \\ X_s &= \omega_1 L \\ Z_s &= \sqrt{R^2 + X_s^2} \\ \phi_s &= \tan^{-1}(X_s/R) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (13)$$

また, $I_s(\alpha_m)$: $\theta = \alpha_m$ における i_s の初期値,

$I_d(\beta_{m-1})$: $\theta = \beta_{m-1}$ における i_d の初期値

であり,

$\theta = \alpha_m$ では

$$I_s(\alpha_m) = i_s(\alpha_m) \quad \dots\dots\dots (14)$$

$\theta = \beta_m$ では

$$I_d(\beta_m) = i_s(\beta_m) \quad \dots\dots\dots (15)$$

なる関係がある。

$i_s(\theta)$ の一周期は 2π であり, 各半サイクルで対称であるから奇数調波のみ存在する。よって, フーリエ係数は $n=2g+1$ ($g=0, 1, 2, 3, \dots$) とおくと,

$$\begin{aligned} A(s)_{2g+1} &= \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^m \left\{ \frac{I_{sm}}{4g} \{ \cos(2g\beta_m + \phi_s) - \cos(2g\alpha_m + \phi_s) \} - \frac{I_{sm}}{4(g+1)} \{ \cos(\overline{2g+2}\beta_m - \phi_s) - \cos(\overline{2g+2}\alpha_m - \phi_s) \} \right. \\ &\quad + \frac{I_{sm}'}{(R/X_s)^2 + (2g+1)^2} \exp\left\{-\frac{R}{X_s}(\beta_m - \alpha_m)\right\} \left\{ -\frac{R}{X_s} \cos(\overline{2g+1}\beta_m) + \overline{2g+1} \sin(\overline{2g+1}\beta_m) \right\} \\ &\quad - \frac{I_{sm}'}{(R/X_s)^2 + (2g+1)^2} \left\{ -\frac{R}{X_s} \times \cos(\overline{2g+1}\alpha_m) + \overline{2g+1} \sin(\overline{2g+1}\alpha_m) \right\} \left. \right\} \quad \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B(s)_{2g+1} &= \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^m \left\{ \frac{I_{sm}}{4g} \{ \sin(2g\beta_m + \phi_s) - \sin(2g\alpha_m + \phi_s) \} - \frac{I_{sm}}{4(g+1)} \{ \sin(\overline{2g+2}\beta_m - \phi_s) - \sin(\overline{2g+2}\alpha_m - \phi_s) \} \right. \\ &\quad + \frac{I_{sm}'}{(R/X_s)^2 + (2g+1)^2} \exp\left\{-\frac{R}{X_s}(\beta_m - \alpha_m)\right\} \left\{ -\frac{R}{X_s} \sin(\overline{2g+1}\beta_m) - \overline{2g+1} \cos(\overline{2g+1}\beta_m) \right\} \\ &\quad - \frac{I_{sm}'}{(R/X_s)^2 + (2g+1)^2} \left\{ -\frac{R}{X_s} \sin(\overline{2g+1}\alpha_m) - \overline{2g+1} \cos(\overline{2g+1}\alpha_m) \right\} \left. \right\} \quad \dots\dots\dots \end{aligned}$$

$$\times \sin(\overline{2g+1}\alpha_m) - \overline{2g+1} \\ \times \cos(\overline{2g+1}\alpha_m) \Big\} \dots\dots\dots (17)$$

ただし,

$$\left. \begin{aligned} I_{sm} &= \frac{\sqrt{2} V_1}{Z_s} \\ I_{sm}' &= I_s(\alpha_m) - I_{sm} \sin(\alpha_m - \phi_s) \end{aligned} \right\} \dots\dots (18)$$

また(16), (17)式で $g=0$ のとき, すなわち基本波のフーリエ係数は

$$\begin{aligned} A(s)_1 &= \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^m \left\{ -\frac{I_{sm} \sin \phi_s}{2} (\beta_m - \alpha_m) \right. \\ &\quad - \frac{I_{sm}}{4} \{ \cos(2\beta_m - \phi_s) - \cos(2\alpha_m \\ &\quad - \phi_s) \} + \frac{I_{sm}'}{(R/X_s)^2 + 1} \exp \left\{ -\frac{R}{X_s} \right. \\ &\quad \times (\beta_m - \alpha_m) \Big\} \left(-\frac{R}{X_s} \cos \beta_m + \sin \beta_m \right) \\ &\quad \left. - \frac{I_{sm}'}{(R/X_s)^2 + 1} \left(-\frac{R}{X_s} \cos \alpha_m + \sin \alpha_m \right) \right\} \\ &\dots\dots\dots (19) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B(s)_1 &= \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^m \left\{ \frac{I_{sm} \cos \phi_s}{2} (\beta_m - \alpha_m) \right. \\ &\quad - \frac{I_{sm}}{4} \{ \sin(2\beta_m - \phi_s) - \sin(2\alpha_m \\ &\quad - \phi_s) \} + \frac{I_{sm}'}{(R/X_s)^2 + 1} \exp \left\{ -\frac{R}{X_s} \right. \\ &\quad \times (\beta_m - \alpha_m) \Big\} \left(-\frac{R}{X_s} \sin \beta_m - \cos \beta_m \right) \\ &\quad \left. - \frac{I_{sm}'}{(R/X_s)^2 + 1} \left(-\frac{R}{X_s} \sin \alpha_m - \cos \alpha_m \right) \right\} \\ &\dots\dots\dots (20) \end{aligned}$$

となる。よって, (16)~(18)式を(10)式に代入すると電源電流のフーリエ表示式 $i_s(\theta)$ は,

$$i_s(\theta) = \sum_{g=0}^{\infty} H(s)_{\overline{2g+1}} \cos \{ \overline{2g+1}\theta - \phi(s)_{\overline{2g+1}} \} \dots\dots\dots (21)$$

ただし,

$$\left. \begin{aligned} H(s)_{\overline{2g+1}} &= \sqrt{A(s)_{\overline{2g+1}}^2 + B(s)_{\overline{2g+1}}^2} \\ \phi(s)_{\overline{2g+1}} &= \tan^{-1} \{ B(s)_{\overline{2g+1}} / A(s)_{\overline{2g+1}} \} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (22)$$

また(21)式において, $i_s(\theta)$ の実効値を I_s , 各調波の実効値を $I_{s1}, I_{s3}, \dots\dots$ とおくと,

$$I_s = \sqrt{I_{s1}^2 + (I_{s3}^2 + I_{s5}^2 + \dots)} \dots\dots\dots (23)$$

と書くことができる。

電源側基本波力率 $\cos \phi$ は(8), (21)式から

$$\cos \phi = \cos \{ \pi/2 - \phi(s)_1 \} \dots\dots\dots (24)$$

となる。次に電源電流 i_s のひずみ率 μ_s を

$$\mu_s = \frac{I_{s3}^2 + I_{s5}^2 + \dots}{I_s^2} = 1 - \left(\frac{I_{s1}}{I_s} \right)^2 \dots\dots\dots (25)$$

とおくと⁽⁶⁾, 電源側総合力率 PF_s は

$$PF_s = \sqrt{1 - \mu_s} \cos \phi \dots\dots\dots (26)$$

となる。

〈3・2〉 負荷側の計算式 図1において, U_1-U_2 間の電圧 v_2 のフーリエ表示式は,

$$v_2(\theta) = \sqrt{2} V_1 \sum_{g=0}^{\infty} H(L)_{\overline{2g+1}} \cos \{ \overline{2g+1}\theta - \phi(L)_{\overline{2g+1}} \} \dots\dots\dots (27)$$

となる。ただし

$$\left. \begin{aligned} H(L)_{\overline{2g+1}} &= \sqrt{C(L)_{\overline{2g+1}}^2 + S(L)_{\overline{2g+1}}^2} \\ \phi(L)_{\overline{2g+1}} &= \tan^{-1} \{ S(L)_{\overline{2g+1}} / C(L)_{\overline{2g+1}} \} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (28)$$

$g \geq 1$ における $C(L)_{\overline{2g+1}}, S(L)_{\overline{2g+1}}, A(L)_{\overline{2g+1}}, B(L)_{\overline{2g+1}}$ は,

$$\left. \begin{aligned} C(L)_{\overline{2g+1}} &= \frac{A(L)_{\overline{2g+1}}}{\sqrt{2} V_1} \\ S(L)_{\overline{2g+1}} &= \frac{B(L)_{\overline{2g+1}}}{\sqrt{2} V_1} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (29)$$

$$\begin{aligned} A(L)_{\overline{2g+1}} &= \frac{\sqrt{2} V_1}{\pi} \\ &\times \sum_{m=1}^m \left\{ \frac{\cos(2g\beta_m) - \cos(2g\alpha_m)}{2g} \right. \\ &\quad \left. - \frac{\cos(\overline{2g+2}\beta_m) - \cos(\overline{2g+2}\alpha_m)}{2g+2} \right\} \\ &\dots\dots\dots (30) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B(L)_{\overline{2g+1}} &= \frac{\sqrt{2} V_1}{\pi} \\ &\times \sum_{m=1}^m \left\{ \frac{\sin(2g\beta_m) - \sin(2g\alpha_m)}{2g} \right. \\ &\quad \left. - \frac{\sin(\overline{2g+2}\beta_m) - \sin(\overline{2g+2}\alpha_m)}{2g+2} \right\} \\ &\dots\dots\dots (31) \end{aligned}$$

$g=0$ のとき, すなわち基本波のフーリエ係数は

$$A(L)_1 = -\frac{\sqrt{2} V_1}{\pi} \sum_{m=1}^m \left\{ \frac{\cos(2\beta_m) - \cos(2\alpha_m)}{2} \right\} \dots\dots\dots (32)$$

$$\begin{aligned} B(L)_1 &= \frac{\sqrt{2} V_1}{\pi} \sum_{m=1}^m \left\{ (\beta_m - \alpha_m) \right. \\ &\quad \left. - \frac{\sin(2\beta_m) - \sin(2\alpha_m)}{2} \right\} \dots\dots (33) \end{aligned}$$

負荷電流のフーリエ表示式 $i_L(\theta)$ は,

$$i_L(\theta) = \sqrt{2} V_1 \sum_{g=0}^{\infty} \left[\frac{H(L)_{\overline{2g+1}}}{\sqrt{R^2 + (\overline{2g+1} X_s)^2}} \right]$$

$$\times \cos \{2g+1\theta - \phi(L)_{2g+1} - \phi(x)_{2g+1}\} \dots\dots\dots (34)$$

ただし、

$$\phi(x)_{2g+1} = \tan^{-1} \frac{2g+1X_s}{R} \dots\dots\dots (35)$$

電源側の表示式(23)式と同じように表わすと、

$$I_L = \sqrt{I_{L1}^2 + (I_{L3}^2 + I_{L5}^2 + \dots)} \dots\dots\dots (36)$$

負荷電流のひずみ率も(25)式と同様に、

$$\mu_L = \frac{I_{L3}^2 + I_{L5}^2 + \dots}{I_L^2} = 1 - \left(\frac{I_{L1}}{I_L} \right)^2 \dots\dots\dots (37)$$

ここで、電源を含め図1の U_1 - U_2 端子までをひずみ波電源と考えると、負荷の総合力率 PF_L は

$$PF_L = \sqrt{1 - \mu_L} \cos \phi(x)_1 \dots\dots\dots (38)$$

となる。

4. 単相誘導電動機が負荷の場合の計算式

自然消弧方式で単相誘導電動機の電圧を制御する場合は、固定子電流が不連続になる場合があり、回転子に流れる電流で固定子に電圧を誘起する。その場合は計算が非常に複雑になる。しかし、PWM 制御では環流回路を有すること、負荷時の分相形電動機の R/Z_s は小さいことなどから、固定子電流は連続になる場合が多い。固定子電流が連続な場合は計算も簡単になるので、ここでは固定子電流が連続な場合について検討する。

図3の分相形(コンデンサ始動形)単相誘導電動機を、図1の U_1 - U_2 端子に接続する。図3で、 R_1 は固定子抵抗、 l_1, L_1 は固定子の漏れインダクタンス、自己インダクタンスとし、回転子は三相巻線代表してその1相の抵抗を R_2 、漏れインダクタンスを l_2 、自己インダクタンスを L_2 、角速度 ω で時計方向に回転するとし、固定子と回転子間の相互インダクタンスを $M \equiv \sqrt{L_1 L_2}$ とする。

電動機の固定子電流 $i_L(\theta)$ は、(3・1) 節および(3・2) 節における R, X_s の代わりに、

$$R \equiv R_{2g+1} = R_1 + 2g+1 X_m^2 R_2 \times \left\{ \frac{2g+s}{R_2^2 + (2g+s)^2 X_2^2} + \frac{2g+2-s}{R_2^2 + (2g+2-s)^2 X_2^2} \right\} \dots\dots\dots (39)$$

$$X_s \equiv X_{2g+1} = X_1 - X_m^2 X_2 \times \left\{ \frac{(2g+s)^2}{R_2^2 + (2g+s)^2 X_2^2} + \frac{(2g+2-s)^2}{R_2^2 + (2g+2-s)^2 X_2^2} \right\} \dots\dots\dots (40)$$

図3 単相誘導電動機等価回路

Fig. 3. Single-phase induction motor equivalent circuit.

とおけば、 R - L 負荷の(8)~(38)式をそのまま使って計算することができる⁽⁷⁾。ただし、

$$\left. \begin{aligned} X_1 &= \omega_1(l_1 + L_1) \\ X_2 &= \omega_1(l_2 + 3L_2/2) \\ X_m &= \omega_1 \cdot \sqrt{3} M/2 \\ s &= (\omega_1 - \omega')/\omega_1 \text{ (すべり)} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (41)$$

また、平均トルク τ は次式で与えられる⁽⁷⁾。

$$\tau = \frac{V_1^2 X_m^2 R_2}{\omega_1} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{H(L)_{2g+1}}{R_{2g+1}^2 + X_{2g+1}^2} \times \left\{ \frac{2g+s}{R_2^2 + (2g+s)^2 X_2^2} - \frac{2g+2-s}{R_2^2 + (2g+2-s)^2 X_2^2} \right\} \dots\dots\dots (42)$$

5. 誘導性負荷(R - L 負荷)の計算結果

〈5・1〉 電源側力率の改善効果 図1の回路で図2の m パルス PWM+ β 制御を行う場合について検討する。 $m=5$ の PWM+ β 制御と、 $m=1,5$ の PWM 制御を自然消弧方式と比較する。

(1) 電源側総合力率 図4から明らかなように PWM 制御、PWM+ β 制御とも自然消弧方式に比べて力率改善に効果的である。 $m=1$ ではその最大値は無制御時の負荷力率以上にも達する。PWM+ β 制御では $m=1$ の PWM 制御に及ばないものの、同じパルス数の PWM 制御や自然消弧方式に比べて力率が改善されており、 β が大きくなるほど改善効果も大きい。PWM 制御では $m \rightarrow \infty$ の総合力率 PF_s は

$$PF_s \rightarrow \left\{ \frac{R}{Z_s(\omega_1)} \right\} \left(\frac{V_2}{V_1} \right) \dots\dots\dots (43)$$

となるが⁽⁶⁾、 $m=5$ でも(43)式の関係が成り立っている。負荷力率を変化させた場合は図5のようになり、この場合も $m=1$ の PWM 制御が最も高い。同じパルス数では PWM 制御より力率が改善されており、

図 4 電源側総合力率の比較

Fig. 4. Comparison of input power factor.

図 5 負荷力率に対する電源側総合力率の変化

Fig. 5. Variation of input power factor with load power factor.

β が大きいほど改善効果も大きい。

(2) 電源側基本波力率 PWM+ β 制御が基本波力率の改善に効果的であることは、図 6 から明らかである。 $\beta=75^\circ$ で $\cos\phi \approx 1.0$ となり、 V_2/V_1 を変化させても基本波力率はほとんど変化しない。PWM 制御の場合は、 $V_2/V_1 > 0.55$ では $m=1$ が $m=5$ より改善効果は大きい。

図 7 の負荷力率の変化に対しては、 $m=5$ の PWM 制御が最も低く、 $\cos\phi \rightarrow R/Z_s(\omega_1)$ となる。 $R/Z_s(\omega_1) < 0.6$ では $m=1$ の PWM 制御が最も大きい。同じパルス数の場合は、PWM+ β 制御のほうが力率の改善効果が大きく、 β が大きいほど改善効果も大きいと言える。

〈5.2〉 電源電流の波形改善効果 PWM 制御では電源電流の調波成分は $2Pm \pm 1$ 調波 (P : 正整数) のみとなる。このため波形改善があるかのように考えがちである。しかし、図 8 のように m をいかに変化しても μ_s は自然消弧方式より常に大きい。また、

図 6 電源側基本波力率の比較

Fig. 6. Comparison of fundamental power factor on input.

図 7 負荷力率に対する電源側基本波力率の変化

Fig. 7. Variation of fundamental power factor on input with load power factor.

図 8 電源電流ひずみ率の比較

Fig. 8. Comparison of distortion factor of line current.

PWM+ β 制御では、 i_s はすべての奇数調波成分を含み、 μ_s は PWM 制御時より大きくなり、力率の改善効果と波形の改善効果とは相反する結果となる。

図 9 負荷力率に対する電源電流ひずみ率の変化

Fig. 9. Variation of distortion factor of line current with load power factor.

図 10 負荷電流ひずみ率の比較

Fig. 10. Comparison of distortion factor of load current.

図 9 のように負荷力率を変化させた場合も、PWM+β 制御の μ_s は大きい。このように電源電流の波形改善では、PWM+β 制御の μ_s は増加しむしろ逆効果となる。従って、総合力率の改善効果は i_s の波形改善によるものではなく、図 6、図 7 のように基本波力率の向上によるためである。

〈5・3〉 負荷電流の波形改善効果 m パルス PWM 制御または PWM+β 制御を用いる主たる目的の一つに、負荷電流の波形改善がある。負荷が誘導性の場合には μ_L は急激に減少し、この傾向は自然消弧方式に比べて著しい。

図 10 のように、 $m=5$ の場合は PWM 制御と PWM+β 制御はほとんど同じ値になる。また β を変えても μ_L の値はほとんど変わらない。この傾向は負荷力率を変化させても、図 11 のように同じである。パルス数を変えた場合は図 12 となり、誘導性負荷では両制御ともほとんど同じ傾向になる。また、 R/Z_s

図 11 負荷力率に対する負荷電流ひずみ率の変化

Fig. 11. Variation of distortion factor of load current with load power factor.

図 12 パルス数に対する負荷電流ひずみ率の変化

Fig. 12. Variation of distortion factor of load current with pulse number.

(ω_1)=0.8 では、パルス数を 5 以上に増やしてもそれほど波形改善効果は現われない。

6. 単相誘導電動機の一次電圧制御の特性

分相形 (コンデンサ始動形) 単相誘導電動機は文献 (7) (p. 109) の電動機を使用し、その定格および回路定数を表 1 に示す。

〈6・1〉 すべり-トルク特性 すべり対トルク特性は図 13 のようになる。定格回転 ($s=0.05$) における発生トルクは、正弦波駆動時と比較すると PWM 制御の場合は約 50%，PWM+β 制御では約 60% に減少する。PWM+β 制御では β の値が大きいほど発生トルクは大きくなり、 $\beta=75^\circ$ の場合は PWM 制御の

表 1 定格および等価回路定数

Table 1. Rating and equivalent circuit constants.

電 圧	80 V
出 力	70 W
回 転 数	1,430 rpm
極 数	4 極
R_1	1.52 Ω
$X_1=\omega_1(l_1+L_1)$	32.0 Ω
R_2	2.41 Ω
$X_2=\omega_1(l_2+3L_2/2)$	46.6 Ω
$X_m=\omega_1\sqrt{3}M/2$	24.8 Ω

図 13 すべり-トルク特性

Fig. 13. Slip-torque curve.

図 14 電動機駆動における電流側総合力率の比較

Fig. 14. Comparison of input power factor on motor drive.

約 1.2 倍に増加する。これは後述するように電動機力率が PWM 制御時より向上するため発生トルクも大きくなると思われる。

〈6・2〉 電源側力率の改善効果 定格時のすべり $s=0.05$ における電源側総合力率と基本波力率は図 14, 図 15 となる。PWM+ β 制御では、PWM 制御に比べて総合力率および基本波力率ともに改善されるが、 $R-L$ 負荷の場合と同様、基本波力率の改善に特に効果的である。PWM+ β 制御では電源側総合力率は $PF_s \propto (V_2/V_1)$ となる。

〈6・3〉 電源電流の波形改善効果 図 16 のように、 $R-L$ 負荷の場合と同様力率の改善と電源電流の波形改善は相反する結果になり、PWM+ β 制御のほうが若干ひずみ率は大きくなる。

〈6・4〉 電動機力率の改善効果 電源を含めた図 1 の U_1-U_2 端子までをひずみ波電源とみた場合の総合力率、すなわち電動機力率 PF_L は図 17 となり、PWM+ β 制御が高くなる。そのため、前述したよう

図 15 電動機駆動における電源側基本波力率の比較

Fig. 15. Comparison of fundamental power factor on input on motor drive.

図 16 電動機駆動における電源電流ひずみ率の比較

Fig. 16. Comparison of distortion factor of line current on motor drive.

図 17 電動機総合力率の比較

Fig. 17. Comparison of input power factor of motor.

に $V_2/V_1=0.707$ における発生トルクは PWM 制御の約 1.2 倍となる。また $PF_L \propto (V_2/V_1)$ なる関係がある。

図 18 電動機電流ひずみ率の比較

Fig. 18. Comparison of distortion factor of stator current.

〈6・5〉 電動機電流の波形改善効果 本回路を用いる主たる目的の一つである固定子電流の波形改善については、図 18 のようになる。 $\beta=15^\circ, 30^\circ$ の場合は、PWM 制御時とほとんど同じ値になる。 $\beta=60^\circ, 75^\circ$ の場合は $V_2/V_1 > 0.45$ で μ_L が若干増加し、 $\beta=75^\circ$ では $V_2/V_1=0.707$ で $\mu_L=0.125$ となる。このように β が大きい場合は、 V_2/V_1 が 1.0 に近づいても μ_L はあまり減少しない。

7. む す び

PWM+ β 制御電力調整回路で R - L 負荷や単相誘導電動機を電圧制御する場合と、PWM 制御や自然消弧方式による場合を比較すると、次のように総括できる。

(1) 電源電流ひずみ率は、パルス数をいかに変化しても常に自然消弧方式より大きくなり、パルス数が増えるほどひずみ率も大きい。同じパルス数では、PWM 制御より若干大きくなる。

(2) 電源電流の調波成分は PWM 制御の場合 $2Pm \pm 1$ 調波のみであり、PWM+ β 制御では全奇数調波を含む。

(3) 電源側基本波力率は自然消弧方式や PWM 制御と比べると著しく改善される。 β が大であるほど改善効果が著しく、 $\beta=75^\circ$ では $\cos \phi \approx 1.0$ になり、 V_2/V_1 を変化させても基本波力率はほとんど変化しない。このように基本波力率が著しく改善された結果、電源電流ひずみ率が増加するにもかかわらず電源側総合力率は改善される。

(4) 本回路を用いる主たる目的の一つである負荷電流の波形改善については改善効果が著しく大きい。改善効果は、パルス数を増やすほど大きい。しかし、

PWM 制御より負荷電流ひずみ率は若干増加し、改善効果は若干低下する。この傾向は単相誘導電動機駆動の場合と同じである。 $R/Z_s(\omega) = 0.8$ ではパルス数を 5 以上に増やしても波形改善効果は現われない。

(5) 電源を含めて図 1 の U_1 - U_2 間までをひずみ波電源と考えた場合、誘導機総合力率は PWM 制御時より数%改善され、その結果供試電動機の定格回転における発生トルクは PWM 制御の 1.2 倍になる。また正弦波駆動時の約 60% に減少する。

以上のように、PWM+ β 制御は遅れ負荷力率に対して、電源電流の位相を進ませて基本波力率を改善しているので、原理的に電源電流のひずみ率が大きくなる。電源側総合力率は電源電流のひずみ率と基本波力率により計算されるが、電源電流のひずみ率が増加しても基本波力率が著しく改善されるため、電源側総合力率も改善される。一般に、 R - L 負荷では負荷電流波形の改善を要求されることが多く、単相誘導電動機の一次電圧制御では波形改善よりむしろ力率改善の要求が強い⁽⁶⁾。

このような点から、 R - L 負荷では負荷電流波形の改善効果が最も著しい PWM 制御が適していると思われる。単相誘導電動機を一次電圧制御する場合は、自然消弧方式では、制御範囲が負荷に左右されるが、PWM 制御や PWM+ β 制御では環流回路を有するため制御範囲は負荷に制限されない。また上記(3)、(4)、(5)項などから PWM+ β 制御が優れていると思われる。これらのことを考察するうえで本論文が役立つと確信する。

(昭和 60 年 10 月 15 日受付、同 61 年 3 月 14 日再受付)

文 献

- (1) 木下・渡辺:「パルスによる電圧制御」, 昭 56 電気学会全大, 605
- (2) 木下・渡辺:「PWM 制御による交流電力調整回路の波形改善」, 昭 57 同上, 594
- (3) 土屋, 他:「GTO を用いた交流電圧調整回路の静特性について」, 昭 58 同上, 604
- (4) 土屋・塩谷:「PWM 制御交流電圧調整回路の位相進み制御による力率改善効果」, 昭 58 同上, 614
- (5) 飯田・宮入:「単相交流電力調整回路における PWM 制御の効果の検討」, 電学論 B, 103, 7 (昭 58-1)
- (6) 宮入:「パワーエレクトロニクス」, p. 69 丸善
- (7) 竹内:「SCR 回路理論と電動機制御への応用」, p. 95 オーム社