三相二重巻線交流電動機用電圧形六相 PWM インバータの最適パルスパターン

正員 松本 久男 (山口大)

正員 高見 弘 (山口大)

Optimal Pulse Patterns of Six-Phase Voltage Source PWM Inverter for Double Three-Phase Wound AC Motor

Hisao Matsumoto, Member, Hiroshi Takami, Member (Yamaguchi University)

In this work, we successfully applied a six-phase voltage source PWM inverter to a double three-phase wound AC motor to attain both an increase in the capacity of the PWM inverter and a reduction in higher harmonics of the phase voltages of the motor. The system uses a coupling reactor, which has the same configuration as that of a three-phase transformer, inserted between the inverter and the motor by means of special windings. This eliminates the need for control to balance output currents from a pair of three-phase inverters. If six-phase voltages are controlled so that there exists no even-number harmonics in the same wave pattern, the coupling reactor concerned absorbs odd-number harmonic voltages other than the orders of $12p \pm 1$ ($p=1, 2, 3, \dots$). Hence the elimination of these harmonics from the phase voltages of the motor is achieved.

It was possible to eliminate the higher harmonics of the phase voltages of the motor most effectively by applying the optimal pulse patterns obtained through the modern theory of control using Lagrange multipliers, resulting in the motor phase voltage patterns being substantially improved.

キーワード：PWM インバータ，六相インバータ，三相二重巻線，電流平衡リアクトル，最適パルスパターン，波形改善

1. ま え が き

交流電動機の高性能駆動に電圧形 PWM インバータが広く使用されており，大容量機への適用も進展している。出力変圧器を使用することなく PWM インバータの大容量化と同時に三相出力電圧の高調波の低減を達成する方法として，各相間に電流平衡リアクトルを挿入してインバータを二重接続する方式が研究開発されている⁽¹⁾⁽²⁾。この方式は，正弦波-三角波比較方式の PWM を適用した場合，搬送波周波数を 2 倍にしたと同様の高調波低減効果が得られることが報告されている⁽¹⁾。

本研究の方式は，空間的に $\pi/6$ 位相のずれた 2 組

の三相巻線を施した交流電動機に，時間的に $\pi/6$ 位相のずれた 2 組の三相インバータよりなる六相 PWM インバータより給電するものである。そして，これにより，インバータの大容量化を可能とすると同時に，三相結線で搬送波周波数を 2 倍にしたよりも大幅な高調波の低減が達成された。

文献(1)，(2)の方式では，各相間に設けた電流平衡リアクトルに，励磁電流分に相当する不平衡電流が生じる。

これに対し本方式では，2 組の三相インバータの出力電流を平衡させる特殊な巻線の結合リアクトル⁽³⁾を用いて，2 組の三相交流電流の基本波成分を動的に平衡させる。これにより，出力電流の平衡のための制御

が不要となる。また、6 相の電圧波形が同一形状になるように制御すると、この結合リアクトルは、 $12p \pm 1$ ($p=1, 2, \dots$) 次以外の奇数次調波電圧の全部および $12p \pm 2, 12p \pm 4$ 次の偶数次調波電圧のそれぞれの一部を吸収する。これにより電動機相電圧からこれらの調波成分が消去される。従って、この結合リアクトルによる高調波電圧の吸収作用を有効に利用することにより、電動機相電圧波形の大幅な改善を達成することができる。

この目的を達成するための最適パルスパターンを求めるために、最適制御の考え方に基づくラグランジュの乗数法を用いた評価関数を最小にする手法⁽⁴⁾を適用した。この場合、反復計算による求解の初期値として、正弦波-三角波比較方式（以下、特に断らない限り同期式を表す）の PWM のパルスパターンを用いた。そして、結合リアクトルが最も良く高調波電圧を吸収する最適パルスパターンを得た⁽⁵⁾⁽⁶⁾。本論文は、これらの計算結果と実験結果を対照して、まとめて報告するものである。

2. 主回路構成と原理

図 1 に本方式の主回路構成を示す。直流電源電圧を E で表す。第 1 組の三相インバータの出力相電圧を v_{a1}, v_{b1}, v_{c1} 、電動機相電圧を v_{u1}, v_{v1}, v_{w1} 、そして相電流を i_{u1}, i_{v1}, i_{w1} で表す。第 2 組の三相インバータのそれらを $v_{a2}, v_{b2}, \dots$ のように添字 2 を用いて表す。 i_{u1} の基本波成分の時間ベクトルを $\dot{I}_{u1}^1$ 、第五調波成分のそれを $\dot{I}_{u1}^5$ のように表すと、6 相の電圧波形が同一形状

図 1 主回路構成

Fig. 1. Construction of Main circuit.

図 2 電流ベクトルの相順

Fig. 2. Phase sequence of current vectors.

になるように PWM 制御を行った場合には、これらの位相の関係は図 2 のようになる。

三相変圧器構成の結合リアクトルの 1 脚、例えば図 1 の μ_u の巻線は図 3 のように構成されている。これらの巻線の $\dot{I}_{u1}^1$ による起磁力を $\dot{F}_{u1}^1$ 、 $\dot{I}_{u1}^5$ による起磁力を $\dot{F}_{u1}^5$ のように表すと、起磁力の関係は図 4 に示すようになる。第 1 組と第 2 組の三相インバータの相電流の位相差が $\pi/6$ になる基本波成分に対しては合成起磁力が生じないので、結合リアクトルはリアクトルとして作用しない。しかし、2 組の三相インバータの基本波電流に不平衡が生じると、結合リアクトルの鉄心には空けきを設けていないので大きな磁束が発生し、強力な平衡作用を生じる。第 1 組と第 2 組の三相インバータの相電流の位相差が $5\pi/6$ になる第五調波成分に対しては、合成起磁力が生じて、結合リアクトルがこの調波成分の電圧を吸収することになる。同様に、 $12p \pm 1$ 次以外の奇数次調波成分はすべて結合リアクトルで吸収されることになる。後述するように、 $12p \pm 2, 12p \pm 4$ 次の偶数次調波電圧に対しては、それぞれの一部が結合リアクトルで吸収されることになる。

表 1 は、正弦波-三角波比較方式を採用した場合の結合リアクトルによる高調波の吸収の状態を示す。この吸収状態は、信号波 1 サイクル中の三角波のサイクル数 N について 12 に分類される。そして、搬送波周波数の 3 倍までの調波成分およびその側帯波について主なものを示す。例えば、 $N=12n+3$ ($n=0, 1, 2, \dots$) に選ぶと PWM のスイッチングにより発生する主な高

図 3 結合リアクトルの一脚 μ_u の巻線
Fig. 3. Windings of a leg μ_u of coupling reactor.

(a) 基本波成分 (b) 第五調波成分

図 4 結合リアクトル μ_u の起磁力

Fig. 4. MMF of coupling reactor μ_u .

表 1 正弦波-三角波比較方式 PWM における結合リアクトルによるインバータ出力電圧の高調波吸収

Table 1. Harmonic absorption from inverter output voltages by the coupling reactor in sinusoidal PWM using triangular carrier wave.

	高調波の次数										
$N =$	$N-2$	N	$N+2$	$2N-3$	$2N-1$	$2N+1$	$2N+3$	$3N-4$	$3N-2$	$3N+2$	$3N+4$
$12n+1$	●	●		●	●		○		●		○
$12n+2$		○	○	●		○	○	○	○	○	○
$12n+3$	●		○		○	○		○	○	●	●
$12n+4$	○	○		○	○		●	○	○	○	○
$12n+5$		○	○	○		●	●	●	○	○	
$12n+6$	○		○		●	●		○	○	○	○
$12n+7$	○	○		●	●		○	○	○	●	●
$12n+8$		○	○	○		○	○	○	○	○	○
$12n+9$	○		●		○	○		●	●	○	○
$12n+10$	○	○		○	○		●	○	○	○	○
$12n+11$		●	●	○		●	○	○	○	●	●
$12n+12$	○		○		●	●		○	○	○	○

注 1. N: 信号波 1 サイクル中の搬送波のサイクル数 (n=0, 1, 2, …).

注 2. 3N+4 次までの高調波成分のうち、変調率 0 から 1 において高調波成分が基本波成分の 10% 以上になることがあるものについて示した。

注 3. ○印は結合リアクトルで完全に吸収される成分を、●印は一部吸収される成分を、●印は吸収されない成分を示す。

調波次数は、 $N \pm 2, 2N \pm 1, 3N \pm 2, 3N \pm 4$ 次であり、これらのうち $N+2, 2N \pm 1, 3N-2, 3N-4$ 次調波成分が結合リアクトルで吸収されることを意味する。

本表よりわかるように、N を奇数に選び、 $N=12n+3, 12n+9$ および $N=12n+5, 12n+7$ とすると、非常に多くの調波成分が結合リアクトルで吸収されることがわかる。よって、これらのパルスパターンを、まがきで述べたように最適パルスパターンを求める場合の初期値として採用した。

後述の解析結果よりわかるように、 $N=12n+5, 12n+7$ に選ぶと大きな N 次調波成分を結合リアクトルが吸収するので、その容量が大きくなる。よって、 $N=12n+3, 12n+9$ に選ぶことを原則とした。そして、N の切換え時の N の変化率を大きくしないために実用上 $N=5, 7$ などが必要となることを考慮して、 $N=3, 5, 7, 9, 15, 21, 27$ について最適パルスパターンを求めた。

$N > 27$ においては最適パルスパターンの求解が困難であった。しかし、N を大きくする必要のある低変調率（低電圧、低速）の場合には、同期・非同期式どちらの正弦波-三角波比較方式によってもインバータ出力電圧の低次調波成分は小さいので、ひずみの小

ない出力波形が得られる⁽⁷⁾。この場合、非同期式を採用しても出力電圧の基本波成分の位相は同期式と同じになるので⁽⁷⁾、前述の結合リアクトルによる基本波電流に対する平衡作用は失われない。よって、N が大きい場合には、この方式を用いることを前提とした。

3. 電圧方程式

図 1 の回路において、誘導電動機の高調波回路は図示されていないが等価的に三相巻線が施されているものとする。結合リアクトルを含めた固定子回路および回転子回路の電圧方程式を導き、絶対変換の瞬時値対称座標法による次の変換行列 $[\hat{A}_\beta]$ および $[\hat{A}_\alpha]$ を用いて、変換を施す⁽³⁾。

$$[\hat{A}_\beta] = (1/\sqrt{12}) \begin{bmatrix} \hat{b}_{\lambda\xi} \\ \hat{b}_{\lambda\xi} \\ \hat{b}_{\lambda\xi} \end{bmatrix} \quad \left\{ \begin{array}{l} \hat{b}_{\lambda\xi} = \beta^{(\lambda-1)(\xi-1)} \\ (\lambda, \xi=1, 2, \dots, 12) \end{array} \right\} \dots (1)$$

$$[\hat{A}_\alpha] = (1/\sqrt{3}) \begin{bmatrix} \hat{a}_{\zeta\eta} \\ \hat{a}_{\zeta\eta} \\ \hat{a}_{\zeta\eta} \end{bmatrix} \quad \left\{ \begin{array}{l} \hat{a}_{\zeta\eta} = \alpha^{(\zeta-1)(\eta-1)} \\ (\zeta, \eta=1, 2, 3) \end{array} \right\} \dots (2)$$

$$\text{ただし、} \beta = \exp(j\pi/6), \alpha = \exp(j2\pi/3)$$

これにより、瞬時値対称分に関する次の電圧方程式が得られる。

$$\dot{V}_{s1} = \{r_s + (l_s + 3L_s)P\} \dot{I}_{s1} + 3MP \dot{I}_{r1}' \dots (3)$$

$$0 = (3/2)M(P - j\omega_r) \dot{I}_{s1} + \{r_r + \{l_r + (3/2)L_r\}(P - j\omega_r)\} \dot{I}_{r1}' \dots (4)$$

$$\dot{V}_{s5} = (r_s + l_s P) \dot{I}_{s5} + 2L_c P \dot{I}_{s5}^* \dots (5)$$

$$\left. \begin{array}{l} \dot{V}_{s7} = \dot{V}_{s5}^*, \dot{V}_{s11} = \dot{V}_{s1}^*, \dot{I}_{s7} = \dot{I}_{s5}^*, \\ \dot{I}_{s11} = \dot{I}_{s1}^*, \dot{V}_{si}, \dot{I}_{si} = 0 \\ (i=0, 2, 3, 4, 6, 8, 9, 10) \end{array} \right\} \dots (6)$$

ここで、*印は共役複素数を示す。 $\dot{V}_{s1}, \dot{I}_{s1}$ などは、次式で示すように、 v_{a1}, v_{a2} など、および i_{u1}, i_{u2} など空間的に $\pi/6$ ずつ位相のずれた電圧および電流要素を用いて構成したベクトルを変換したものである。

$$\begin{aligned} & [\dot{V}_{s0}, \dot{V}_{s1}, \dots, \dot{V}_{s11}]^T \\ &= [\hat{A}_\beta] \begin{bmatrix} v_{a1}, v_{a2}, -v_{c1}, -v_{c2}, v_{b1}, v_{b2}, -v_{a1}, \\ -v_{a2}, v_{c1}, v_{c2}, -v_{b1}, -v_{b2} \end{bmatrix}^T \dots (7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & [\dot{I}_{s0}, \dot{I}_{s1}, \dots, \dot{I}_{s11}]^T \\ &= [\hat{A}_\beta] \begin{bmatrix} i_{u1}, i_{u2}, -i_{w1}, -i_{w2}, i_{v1}, i_{v2}, -i_{u1}, \\ -i_{u2}, i_{w1}, i_{w2}, -i_{v1}, -i_{v2} \end{bmatrix}^T \dots (8) \end{aligned}$$

ここで、 $[\]^T$: 転置行列、 $\dot{I}_{r1}'$: 回転子三相電流を $[\hat{A}_\alpha]$ で変換し、更に固定子座標系で表した瞬時値正相分、 r_s, l_s, L_s および r_r, l_r, L_r : それぞれ固定子および回転子の 1 相分の抵抗、漏れインダクタンス、自己インダク

タンス, M : 固定子 1 相と回転子 1 相の相互インダクタンスの最大値, L_c : 結合リアクトルの i_{u1} , i_{v1} および i_{w1} が流れる巻線の自己インダクタンス (図 1 および図 3 参照),
 ω_r : 電気角速度に換算した回転子角速度,
 P : 微分演算子

図 3 において, i_{u1} が流れる巻線と i_{v2} および i_{u2} が流れる巻線間の相互インダクタンスの大きさは, これらの巻線間の結合係数が 1 とみなせるので, $L_c/\sqrt{3}$ となる。また, (5) 式において, $L_c \gg r_s, l_s$ となるので, 次式が成立する。

$$\dot{V}_{s5} = 2L_c P \dot{I}_{s5} \quad \dots\dots\dots (9)$$

i_{u1} の流れる巻線の電圧 v_{u1c} は次式で表される。

$$v_{u1c} = P(L_c i_{u1} + L_c i_{v2}/\sqrt{3} - L_c i_{u2}/\sqrt{3}) \quad \dots\dots\dots (10)$$

本式の i_{u1} などを (8) 式を用いて $\dot{I}_{s1}$ と $\dot{I}_{s5}$ で表し, (9) 式を代入すると, 次式が得られる。

$$v_{u1c} = (1/\sqrt{3}) \text{Re}[\dot{V}_{s5}] \quad \dots\dots\dots (11)$$

また, 電動機相電圧 v_{u1} は次式で表される。

$$\begin{aligned} v_{u1} &= v_{a1} - v_{u1c} \\ &= (1/\sqrt{3}) \{ \text{Re}(\dot{V}_{s1} + \dot{V}_{s5}) - \text{Re}(\dot{V}_{s5}) \} \\ &= (1/\sqrt{3}) \text{Re}(\dot{V}_{s1}) \quad \dots\dots\dots (12) \end{aligned}$$

いま, 6 相の相電圧波形が同一形状になる定常運転時のインバータ出力相電圧を

$$\left. \begin{aligned} v_{a1} &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n(\omega t + \phi_n) \\ v_{a2} &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n(\omega t + \phi_n - \pi/6) \\ &\dots\dots\dots \\ v_{a6} &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n(\omega t + \phi_n - 5\pi/6) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (13)$$

で表すと, (7) 式と (11), (12) 式を用いて, v_{u1c} と v_{u1} が次式のように計算される。

$$\begin{aligned} v_{u1c} &= \sum_{m=0}^{\infty} \{ A_{12m+5} \sin\{(12m+5)(\omega t + \phi_{12m+5})\} \\ &\quad + A_{12m+7} \sin\{(12m+7)(\omega t + \phi_{12m+7})\} \\ &\quad + (1/\sqrt{2}) A_{12m+2} \sin\{(12m+2)(\omega t + \phi_{12m+2}) - \pi/4\} \\ &\quad + (1/\sqrt{2}) A_{12m+4} \sin\{(12m+4)(\omega t + \phi_{12m+4}) - \pi/4\} \\ &\quad + (1/\sqrt{2}) A_{12m+8} \sin\{(12m+8)(\omega t + \phi_{12m+8}) - \pi/4\} \\ &\quad + (1/\sqrt{2}) A_{12m+10} \sin\{(12m+10)(\omega t + \phi_{12m+10}) - \pi/4\} \} \quad \dots\dots\dots (14) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_{u1} &= \sum_{m=0}^{\infty} \{ A_{12m+1} \sin\{(12m+1)(\omega t + \phi_{12m+1})\} \\ &\quad + A_{12m+11} \sin\{(12m+11)(\omega t + \phi_{12m+11})\} \\ &\quad + (1/\sqrt{2}) A_{12m+2} \sin\{(12m+2)(\omega t + \phi_{12m+2}) - \pi/4\} \\ &\quad + (1/\sqrt{2}) A_{12m+4} \sin\{(12m+4)(\omega t + \phi_{12m+4}) - \pi/4\} \\ &\quad + (1/\sqrt{2}) A_{12m+8} \sin\{(12m+8)(\omega t + \phi_{12m+8}) + \pi/4\} \\ &\quad + (1/\sqrt{2}) A_{12m+10} \sin\{(12m+10)(\omega t + \phi_{12m+10}) + \pi/4\} \} \quad \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

この両式より, 結合リアクトルが $12p \pm 1$ 次以外の奇数次調波成分の全部および偶数次調波成分のそれぞれの一部を吸収することがわかる。

4. 最適パルスパターンの解法

以上の解析結果より, 最適パルスパターンには偶数次調波成分が発生しないように半波対称性をもたせ, 更に余弦項の発生しないように奇対称性をもたせた。そして, 前述したように, $N=3, 5, 7, 9, 15, 21, 27$ について, 正弦波-三角波比較方式の PWM のパルスパターンを初期値として, ラグランジュの乗数法を用いて以下のように解を求めた。

この場合, 図 5 に示すように, 波形は $1/4$ サイクル中の $(N-1)/2$ 個のノッチ角 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{(N-1)/2}$ で定められることになる。これらのノッチ角のベクトル $\vec{\alpha}$ を次式で定義する。

$$\vec{\alpha} = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{(N-1)/2}]^T \quad \dots\dots\dots (16)$$

(15) 式の v_{u1} の基本波成分の振幅および高調波成分の振幅 A_{12m+1}, A_{12m+11} は, フーリエ級数展開により $\vec{\alpha}$ の関数として求められる (この場合, 偶数次調波成分は生じない)。

変調率を μ で表し, 基本波振幅を所望の値 $\mu(E/2)$ とするため, 拘束条件として次式を用いた。

$$F(\vec{\alpha}) = A_1/(E/2) - \mu \quad \dots\dots\dots (17)$$

評価関数としては, 低次調波成分の荷重を重視し⁽⁸⁾ トルクリプル⁽⁹⁾の大きさを近似的に表す⁽⁹⁾ 次式を用いた。

図 5 PWM のパルスパターン
 Fig. 5. Pulse-pattern of PWM.

表 2 評価値の計算に用いた高調波の次数の範囲

Table 2. Range of harmonic order used in calculation of performance index.

基本波 1 サイクル中の搬送波のサイクル数 (N)	考慮した高調波の次数の範囲 ($12q+1$)
3	25 ($q=2$)
5	37 ($q=3$)
7	37 ($q=3$)
9	49 ($q=4$)
15	73 ($q=6$)
21	85 ($q=7$)
27	109 ($q=9$)

$$L(\hat{\alpha}) = (1/A_1) \left[\sum_{p=1}^q \{ [A_{12p-1}/(12p-1)]^2 + \sum_{p=1}^q \{ [A_{12p+1}/(12p+1)]^2 \} \right]^{1/2} \dots (18)$$

次に、 H 関数として次式を定義する。

$$H(\hat{\alpha}, \lambda) = L(\hat{\alpha}) + \lambda F(\hat{\alpha}) \dots (19)$$

ここで、 λ : ラグランジュの乗数

この $H(\hat{\alpha}, \lambda)$ の値を極小とする解を求めて最適解とした⁽⁴⁾。

電動機相電圧を滑らかに制御するためには、変調率 μ に対して $\hat{\alpha}$ が滑らかに変化する必要がある。しかし、(17)、(18)式は非常に非線形性が強いので、考慮する高調波の次数を大きく選ぶと、この条件を満たす解が求まりにくくなる。試行錯誤により、考慮する高調波の次数ができるだけ大きく、 $\hat{\alpha}$ が滑らかに変化する解を求めた。計算に用いた最大の高調波次数とこれに対応する (18) 式の q の値を表 2 に示す。

5. 解析結果

図 6 と図 7 に、例として、 $N=5$ と $N=15$ の場合の変調率 μ に対するインバータ出力相電圧 ($v_{a1}, v_{a2}, \dots$), 電動機相電圧 ($v_{u1}, v_{u2}, \dots$) の k 次調波成分の振幅 A_k を、正弦波-三角波比較方式と最適パルスパターンの両者を比較して示す。図は、基本波成分の 10% 以上になることがある $3N+4$ 次以下の調波成分の振幅を示す。両図の (b), (d) を比較して、最適パルスパターンの場合には、電動機相電圧の調波成分が著しく少ないことがわかる。

図 8 は、正弦波-三角波比較方式と最適パルスパターンの変調率 μ に対する PWM のノッチ角 $\hat{\alpha}$ を示す。図中のハーフトーン部は、最適パルスパターンにおいて、インバータ出力端子の電位が $-E/2$ になる部分を示す。 $N=3$ の場合には、ノッチ角は (17) 式の拘

図 6 相電圧の調波成分の大きさ ($N=5$)
Fig. 6. Magnitudes of harmonics of phase voltage ($N=5$).

図 7 相電圧の調波成分の大きさ ($N=15$)
Fig. 7. Magnitudes of harmonics of phase voltage ($N=15$).

束条件のみで規定され、両者に相違がない。

図 9 は、表 2 に示す q について、(18) 式の評価関数による評価値を計算したものである。高変調率において特に、最適パルスパターンは正弦波-三角波比較方式と比べて評価値が小さく波形が著しく改善されていることがわかる。参考のために、通常の三相結線の正弦波-三角波比較方式の評価値も示す。この場合には、(18) 式の評価関数に $12p \pm 1$ 次以外の奇数次調波

破線：正弦波-三角波比較方式，実線：最適パルスパターン

図 8 変調率とノッチ角の関係

Fig. 8. Relations between modulation index and notch angles.

一点鎖線：三相結線の正弦波-三角波比較方式，破線：正弦波-三角波比較方式（三相二重結線），実線：最適パルスパターン（三相二重結線）

図 9 変調率に対する評価値

Fig. 9. Performance indexes versus modulation index.

成分も含まれることになる。また、通常の三相結線においては、 $N=5, 7$ は実用的でなく評価値も非常に大きくなるので、これを図示していない。

最適パルスパターンの場合には、 $N=5, 7, 9, 15$ について、変調率 $\mu > 1$ においても小さな評価値が得られた。これにより、出力電圧のひずみ率を増加させることなく直流電源電圧の利用効率を増大させることがで

きる。

6. 結合リアクトル容量

前述したように、半波対称性および奇対称性をもたせているので、(14)式の結合リアクトル電圧 v_{ulc} は、300 次以上の高次調波電圧を無視すると、次式で表される。

破線：正弦波-三角波比較方式，実線：最適パルスパターン

図 10 変調率と結合リアクトル容量
($100P_{cv}/P_{mv}$) の関係

Fig. 10. Relations between modulation index and coupling reactor capacity ($100P_{cv}/P_{mv}$).

$$v_{u1c} = \sum_{m=0}^{24} \{A_{12m+5} \sin(12m+5)\omega t + A_{12m+7} \sin(12m+7)\omega t\} \cdots (20)$$

v_{u1c} の加わる巻線の鎖交磁束の振幅 Ψ_c は次式で表される。

$$\begin{aligned} \Psi_c &= \left| \int v_{u1c} dt \right|_{\max} \\ &= (1/\omega) \left| \sum_{m=0}^{24} \{ [A_{12m+5}/(12m+5)] \right. \\ &\quad \times \cos(12m+5)\omega t + \{A_{12m+7}/(12m+7)\} \\ &\quad \times \cos(12m+7)\omega t \} \Big|_{\max} \cdots (21) \end{aligned}$$

電動機相電圧の実効値を V_1 とする。いま、 V_1 が加わるある巻線を考えると、この巻線の鎖交磁束の振幅 Ψ_1 は、巻線抵抗を無視すると次式で表される。

$$\begin{aligned} \Psi_1 &= \left| \int \sqrt{2} V_1 \sin \omega t dt \right|_{\max} \\ &= \sqrt{2} V_1 / \omega \cdots (22) \end{aligned}$$

電動機および結合リアクトルの電圧容量を鎖交磁束を用いて表すと、六相巻線の電動機の電圧容量 P_{mv} は

$$P_{mv} = 6\sqrt{2} V_1 / \omega \cdots (23)$$

となる。一方、結合リアクトルは、図 3 に示す巻線が 3 組あるので、通常の変圧器に換算した電圧容量 P_{cv} は次式で表される*1。

$$P_{cv} = \{3(1+2/\sqrt{3})/2\} \Psi_c \cdots (24)$$

図 10 に、変圧器容量に換算した結合リアクトル容量の電動機容量に対する比率 ($100P_{cv}/P_{mv}$) を示す (電流は両者等しい)。図 9 と図 10 の考察により、結合リアクトル容量を電動機容量の 12% 程度に制限しても、評価値の小さい良好な出力電圧波形で広範囲の運転に対応できることがわかる。

7. 実験結果

実験は、2 kW, 220 V, 4 極, 60 Hz の三相誘導電動機およびこれの巻線を 2 分割して三相二重巻線構成としたもので行った。そして、電流リプルの最も大きくなる無負荷単独運転で、基本波周波数 f を $f/\mu=60$ に選び、直流電源電圧 E を三相結線の場合には 200 V に、三相二重結線の場合には 100 V とした。図 11 は代表的な数点について、電圧、電流波形のオシログラムを示す。図において、 V_{u1} , I_{u1} はそれぞれ v_{u1} , i_{u1} の実効値を示す。

図 11 の (a) ~ (c) は、三相結線で、 N を三相二重結線の場合の 2 倍にして、インバータ全体のスイッチングの頻度を両者等しくした場合の実験結果である ($N=10$ は三相結線では実用的でないので $N=9$ の場合を示した)。この場合、結合リアクトルは存在しないので、インバータ出力相電圧と電動機相電圧が等しくなる ($v_{u1}=v_{a1}$)。

図 11 の (d) ~ (i) は、三相二重結線における正弦波-三角波比較方式と最適パルスパターンの電圧、電流波形を比較して示す。

* 1: 通常の変圧器は定格容量の一次および二次巻線を有するので、(変圧器定格容量) = (全巻線容量) / 2 となる。

図 11 電圧・電流波形のオシログラム
 Fig. 11. Oscillograms of phase voltages and phase current at no load.

図 12 電圧・電流波形のオシログラム $N=27, \mu=0.4, f=24\text{Hz}$
 Fig. 12. Oscillograms of phase voltages and phase current at no load.

図9で示した(18)式に基づく評価値より予想されるように、最適パルスパターンでは、相電流(i_{u1})の波形が著しく改善されていることがわかる。図11の(j)は、 $N=5$ で $\mu=1.2$ の場合の電圧、電流波形である。最適パルスパターンを適用することにより、 $\mu>1$ においても良好な i_{u1} の波形が得られる(図9参照)。

図12は、図11と同様の3方式について、主回路の各素子のスイッチングの頻度を等しくして実験した場合の波形である。(a)図の三相結線では、インバータの上、下アーム短絡防止のためのデッドタイム(本実験では $26\mu s$ に設定)によって生じる低次調波成分によって、特に相電圧の零近傍で、電流波形が大きくひずんでいる。これに対し、(b)、(c)図の三相二重結線の場合には、前述のように第五および第七次調波成分が結合リアクトルによって吸収されるので、ひずみの少ない電流波形が得られている。

8. む す び

以上、大容量の電圧形PWMインバータを構成する場合に、2組の三相インバータの出力電流を平衡させる結合リアクトルを適用して、電動機巻線とインバータとともに三相二重化する方式を提案した。そして、上述の最適パルスパターンを適用することにより、電動機電圧、電流波形が著しく改善されることを示した。また、変調率 $\mu>1$ においても良好な出力電圧、電流波形が得られた。本方式では、いわゆるデッドタイムによって生じる低次調波成分も結合リアクトルによって吸収される。結合リアクトル容量は、実用範囲において、変圧器容量に換算して、電動機容量の12%以下でよいことを示した。

終りに、本研究に対して、解析および実験に従事された本学大学院修了生 正木良明君(現、安川電機)、大学院生 井上裕之君に謝意を表す。また、有益な御助言をいただいた富士電機総合研究所の柳瀬孝雄氏に謝意を表す。(平成元年11月30日受付)

文 献

- (1) 松井:「PWMトランジスタインバータにおいて電流平衡リ

アクトルを用いた素子の並列接続」, 電学論 B, 104, 49 (昭59-1)

- (2) 高橋・大森:「多重PWMインバータによる誘導電動機の直接トルク制御」, 電学論 D, 107, 1221 (昭62-10)
 (3) 松本・稲見:「12パルス整流器負荷三相二重巻線同期機」, 電学論 B, 100, 249 (昭55-5)
 (4) H.S. Patel & R.G. Hoft: "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part II-Voltage Control Techniques", *IEEE Trans. Industr. Applic.*, IA-10, 666 (1974)
 (5) 松本・高見・正木・井上・柳瀬:「結合リアクトル付三相二重巻線電動機用PWMインバータの最適パルスパターン」, 平元電気学会大会, No. 1666
 (6) 松本・高見・正木・井上・柳瀬:「三相二重巻線交流電動機駆動用電圧形六相PWMインバータの最適パルスパターン」, 第84回パワーエレクトロニクス研資(平元-8)
 (7) 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編:「半導体電力変換回路」, p.117 (昭62)
 (8) 加藤・岩本:「フィルタ作用を配慮した正弦波PWMインバータの最適パルスパターン」, 電学論 B, 103, 235 (昭58-4)
 (9) 曾根, 田中:「電圧形PWMインバータで誘導機を駆動した時のトルクリブルの低減策」, 電気学会半導体電力変換研資, SPC-86-7 (昭61)

松本 久男(正員)

昭和3年4月17日生。28年3月九州大学工学部電気工学科卒業。同年4月富士電機(株)入社。41年4月新居浜工業高等専門学校電気工学科助教授, 51年4月同教授。56年7月山口大学工学部電気工学科教授, 現在に至る。工学博士。主としてパワーエレクトロニクスに関する研究に従事。計測自動制御学会会員。

高見 弘(正員)

昭和35年9月21日生。60年3月九州大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年4月山口大学工学部電気工学科助手, 現在に至る。主としてパワーエレクトロニクスと電動機制御に関する研究に従事。