三相三重巻線交流電動機用電圧形九相 PWM インバータの最適パルスパターン

正員 高 見 弘 (山口大)

正員 松 本 久 男 (山口大)

Optimal Pulse Patterns of Nine-Phase Voltage Source PWM Inverter for Triple Three-Phase Wound AC Motor

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

We already described the nine-phase inverter driving system providing both the triple three-phase voltage source inverter with 180 degree conducting period and the AC motor windings with triple three-phase construction. The nine-phase inverter driving system used three small capacity three-phase coupling reactors having special windings for current balance and reduction of higher harmonics.

In addition, for voltage control, current balance, and waveform improvement, optimal PWM pulse patterns were applied to the six-phase inverter driving system using a three-phase coupling reactor to provide double three-phase construction.

In the system based on the mode in the title, the PWM control was applied to the nine-phase inverter driving system described above. The coupling reactors in the system balance the fundamental currents of three sets of three-phase inverters and also absorb higher harmonic voltages other than $18p \pm 1$ ($p=1, 2, \dots$) orders. The optimal pulse patterns found by the approach to make the performance index minimum using the Lagrange's multiplier method can be applied to the PWM to reduce the higher harmonic currents greater than those calculated by the modulation method comparing sinusoidal signal wave with triangular carrier signal.

This system can have a larger capacity than the six-phase PWM inverter driving system in which coupling reactors absorb higher harmonic voltages other than the $12p \pm 1$ orders and also improve output current waveforms. In addition, the system includes the capacity of coupling reactors a little larger than the six-phase PWM inverter driving system but enables operation with smaller torque ripples and electromagnetic noises in low to high frequency ranges.

キーワード：PWM インバータ，九相インバータ，三相三重，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ますます増加している。

出力変圧器を使用しないでインバータの大容量化を

達成する方法として，180 度通電電圧形インバータと交流電動機巻線の両者を三相三重構成とする九相インバータ駆動システムは既に報告した⁽¹⁾。この場合，小容量の 3 個の特殊な巻線の三相結合リアクトルを用いることにより，基本波電流を平衡させると共に電流波形の改善を達成した。

また、小容量の1個の三相結合リアクトルを用いて三相二重構成とした六相PWMインバータ駆動システムに、最適パルスパターンを適用して、出力電圧の制御と電流の大幅な波形改善を行う方式についても報告した⁽²⁾。

ところで、PWMインバータの容量を更に増大させることが望まれている⁽³⁾⁽⁴⁾。本論文は、上述の九相インバータ駆動システムに、文献(2)と同様のPWM制御を適用して、大容量PWMインバータ駆動システムを構成するものである。この場合、結合リアクトルには、3組の三相インバータの基本波電流を平衡させると共に $18p \pm 1$ ($p=1, 2, \dots$)次以外の高調波電圧を吸収する作用がある。そこで、この作用を有効に利用するPWMの最適パルスパターンを求めることにより、正弦波-三角波比較方式によるよりも高調波電流を大幅に低減することができた⁽⁵⁾。最適パルスパターンは、ラグランジュの乗数法を用いて評価関数を最小にする文献(2)と同様な手法で求めた。

本方式は、文献(2)の六相PWMインバータ駆動システム(結合リアクトルが $12p \pm 1$ 次以外の高調波電圧を吸収する)よりも、更に大容量化が可能であり、出力電流波形も更に改善される。また、結合リアクトル容量は六相PWMインバータ駆動システムのそれよりもわずかに増加する。しかし、通常の変圧器容量に換算して電動機容量の20%程度としても、低周波から高周波まで、トルクリプルと電磁騒音の更に小さい運転が達成できる。

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、第3組の三相インバータのそれらを $v_{a3}, v_{b3}, \dots$ のように、添字2と添字3を用いて表す。 i_{u1} をフーリエ展開した基本波成分のフェーズ表示を $\dot{I}_{u1}^1$ 、第五調波成分のそれを $\dot{I}_{u1}^5$ のように表す。九相の電圧波形が同一形状になるようにPWM制御を行った場合には、 $\dot{I}_{u1}^5$ と $\dot{I}_{u2}^5$ の位相差は $\dot{I}_{u1}^1$ と $\dot{I}_{u2}^1$ の位相差の5倍になる関係があるので、これらの位相の関係は図2のようになる。

結合リアクトルの一脚、例えば、鉄心 M_{u1} の3巻線 N_{u11}, N_{v32} および N_{v23} に流れる3組の三相インバータの電流の基本波成分 $\dot{I}_{u1}^1, \dot{I}_{u3}^1$ および $\dot{I}_{v2}^1$ による起磁力をそれぞれ $\dot{F}_{u1}^1, \dot{F}_{u3}^1$ および $\dot{F}_{v2}^1$ で表す。そして、図3(a)に示すように、これらの起磁力の和が零

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.

図3 結合リアクトルの一脚 M_{u1} の起磁力

Fig. 3. MMF of a leg M_{u1} of coupling reactor.

になるように巻数比 $1:2\sin(\pi/18):1$ に選ぶ。すると、鉄心 M_{u1} における起磁力は基本波成分に対しては相殺されることになるので、リアクトルとしては作用しない。

しかし、3組の三相インバータの基本波電流に不平

衡が生じると、大きな磁束が発生して、強力な平衡作用を生じる。例えば、巻線 N_{u32} を流れる $\dot{I}_{u3}^1$ だけが大きくなると、 $\dot{F}_{u3}^1$ が大きくなり、これによって磁束が生じる。この磁束によって N_{u11} , N_{u32} および N_{v23} に同位相の電圧が生じるが、この電圧は $\dot{I}_{u3}^1$ の増大を最もよく阻止する位相を有することになる。理想変圧器（交流器）構成を仮定すると、基本波合成起磁力が零となるので、(a)図の三角形は必ず閉じることになる。ところで、リアクトルの各脚で同様な作用が生じ、(a)図のように、3電流による起磁力の和が零となる9個の連立方程式が成立する。電流は $\dot{I}_{u1}^1, \dot{I}_{u2}^1, \dots, \dot{I}_{u9}^1$ の9個であるが、各三相電流の和が零となるので、この連立方程式は6変数になる。更に、インバータで九相の電圧の位相関係はほぼ完全に規定され、大きさもほぼ同じになるので、(変数の数) <6 とみなされうる（全相が完全に平衡していると、変数の数は零となる）。このように、合理的な構成の多数のリアクトルにより、少数の変数になる電流の関係を規定することになる。よって、3組の三相インバータおよび3組の三相電動機巻線に多少の不均衡電圧が生じても、これは十分に補償されることになる。

$\dot{I}_{u1}^5, \dot{I}_{u3}^5$ および $\dot{I}_{v2}^5$ の起磁力をそれぞれ $\dot{F}_{u1}^5, \dot{F}_{u3}^5$ および $\dot{F}_{v2}^5$ で表す。上述と同様な考え方に基づいて考察すると、第五調波成分に対しては(b)図に示すように、起磁力が相殺されないで、大きなリアクトルとして作用して、第五調波成分電流は流れないことになる。

なお、以上の説明では9個の単相結合リアクトルを想定しているが、実用上の利点を考慮して図4に示すような三相結合リアクトルを3個用いた。同図において、巻線 $N_{u11}, N_{v11}, N_{w11}$; $N_{u32}, N_{v32}, N_{w32}$ および $N_{v23}, N_{w23}, N_{u23}$ のそれぞれが、三相インバータに接続される三相巻線を形成しており、原理的に問題は生じ

図4 結合リアクトルの具体的構成

Fig. 4. Concrete structure of the coupling reactor.

ない。九相構成の結合リアクトルも考えられるが、実用上不利と考えられる。また、鉄心には空隙を設けていないので、説明および解析において、各脚の3巻線は完全結合とみなしている。

偶数次調波成分に対しては、結合リアクトルの高調波吸収作用が働かない調波成分が多いので、パルスパターンには偶数次調波成分が生じ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ている。

本システムでは、上述のような基本波電流に対する強力な平衡作用があるので、電流制御マイナーループは全く設けていない。

3. 特性解析

図1の回路において、誘導電動機の回転子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ユニタリ行列 $[\hat{A}_\beta]$ および $[\hat{A}_\alpha]$ を用いて変換を施す。

$$[\hat{A}_\beta] = \left\{ \begin{array}{l} (1/3) [\hat{b}_{\lambda\xi}] \\ \hat{b}_{\lambda\xi} = \beta^{(\lambda-1)(\xi-1)} \quad (\lambda, \xi=1, 2, \dots, 9) \end{array} \right\} \dots (1)$$

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

ただし、 $\beta = \exp(j2\pi/9)$, $\alpha = \exp(j2\pi/3)$

これにより、瞬時値対称関に関する次の電圧方程式が得られる⁽¹⁾。

$$\dot{V}_{s1} = \{r_s + (l_s + 9L_s/2)P\} \dot{I}_{s1} + 3\sqrt{3}MP\dot{I}_{r1}'/2 \dots (3)$$

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

$$\dot{V}_{s2} = r_s \dot{I}_{s2} + \{l_s + (4 + (\beta + \beta^{-1}) - 2(\beta^2 + \beta^{-2}) - 2(\beta^3 + \beta^{-3}) + (\beta^4 + \beta^{-4}))L_c\}P\dot{I}_{s2} \dots (5)$$

$$\dot{V}_{s4} = r_s \dot{I}_{s4} + \{l_s + (4 - 2(\beta + \beta^{-1}) + (\beta^2 + \beta^{-2}) - 2(\beta^3 + \beta^{-3}) + (\beta^4 + \beta^{-4}))L_c\}P\dot{I}_{s4} \dots (6)$$

$$\dot{V}_{s0}, \dot{V}_{s3}, \dot{V}_{s6}; \dot{I}_{s0}, \dot{I}_{s3}, \dot{I}_{s6}, \dot{I}_{r0} = 0 \dots (7)$$

$$\left. \begin{array}{l} \dot{V}_{s8} = \dot{V}_{s1}^*, \quad \dot{V}_{s7} = \dot{V}_{s2}^*, \quad \dot{V}_{s5} = \dot{V}_{s4}^*, \\ \dot{I}_{s8} = \dot{I}_{s1}^*, \quad \dot{I}_{s7} = \dot{I}_{s2}^*, \quad \dot{I}_{s5} = \dot{I}_{s4}^*, \\ \dot{I}_{r2}' = \dot{I}_{r1}'^* \end{array} \right\} \dots (8)$$

ここで、*：共役複素数

$\dot{V}_{s1}, \dot{I}_{s1}$ などは、次式に示すように、 v_{a1}, v_{a2} などお

および i_{u1} , i_{u2} など空間的に $2\pi/9$ 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である。

$$\begin{aligned} & [\dot{V}_{s0}, \dot{V}_{s1}, \dot{V}_{s2}, \dot{V}_{s3}, \dot{V}_{s4}, \dot{V}_{s5}, \dot{V}_{s6}, \dot{V}_{s7}, \dot{V}_{s8}]^T \\ &= [\dot{A}_\beta][v_{a1}, v_{a2}, v_{a3}, v_{b1}, v_{b2}, v_{b3}, v_{c1}, v_{c2}, \\ & \quad v_{c3}]^T \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & [\dot{I}_{s0}, \dot{I}_{s1}, \dot{I}_{s2}, \dot{I}_{s3}, \dot{I}_{s4}, \dot{I}_{s5}, \dot{I}_{s6}, \dot{I}_{s7}, \dot{I}_{s8}]^T \\ &= [\dot{A}_\beta][i_{u1}, i_{u2}, i_{u3}, i_{v1}, i_{v2}, i_{v3}, i_{w1}, i_{w2}, \\ & \quad i_{w3}]^T \dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

ここで, $[\]^T$: 転置行列, $\dot{I}_{r0}, \dot{I}_{r1}, \dot{I}_{r2}$: 回転子三相電流を $[\dot{A}_\alpha]$ で変換し, 更に固定子座標系で表した瞬時値零相分, 正相分および逆相分, 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 : 結合リアクトルの巻数の多いほうの巻線の自己インダクタンス (図 1, 図 4 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 と同様の方法で検討し計算すると, $\dot{V}_{s2}, \dot{V}_{s4}$ は $18p \pm 1$ ($p=1, 2, \dots$) 次以外の調波成分よりなり, $18p \pm 1$ 次以外の調波成分は結合リアクトルのインダクタンス L_c で吸収されることになる。

(5), (6) 式において, r_s, l_s による電圧は, インダクタンス L_c の値が非常に大きいので無視できる。従って次式が成立する。

$$\dot{V}_{s2} = 4.958 L_c P \dot{I}_{s2} \dots\dots\dots (5')$$

$$\dot{V}_{s4} = 1.404 L_c P \dot{I}_{s4} \dots\dots\dots (6')$$

結合リアクトルで吸収される電圧を巻線 N_{u11} について計算すると, $2 \sin(\pi/18) = \beta^2 + \beta^{-2}$ であるので

$$\begin{aligned} v_{u11} &= L_c P (i_{u1} + i_{v2}) - (\beta^2 + \beta^{-2}) L_c P i_{u3} \\ &\dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

(10) 式と (7), (8) 式より

$$\begin{aligned} i_{u1} &= (2/3) \text{Re}[\dot{I}_{s1} + \dot{I}_{s2} + \dot{I}_{s4}] \\ i_{v2} &= (2/3) \text{Re}[\beta^5 \dot{I}_{s1} + \beta \dot{I}_{s2} + \beta^2 \dot{I}_{s4}] \\ i_{u3} &= (2/3) \text{Re}[\beta^7 \dot{I}_{s1} + \beta^5 \dot{I}_{s2} + \beta \dot{I}_{s4}] \end{aligned} \dots\dots\dots (12)$$

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

(11) 式に (12) 式を代入すると v_{u11} より $\dot{I}_{s1}$ の項が消失され, 更に (5'), (6') 式を代入すると次式が得られる。

$$\begin{aligned} v_{u11} &= 1.3949 L_c P \dot{I}_{s2} + 0.6051 L_c P \dot{I}_{s4} \\ &= 0.2813 \dot{V}_{s2} + 0.4310 \dot{V}_{s4} \dots\dots\dots (13) \end{aligned}$$

いま, 九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

$$\begin{aligned} v_{a1} &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n\omega t \\ v_{a2} &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n(\omega t - 2\pi/9) \\ &\vdots \\ v_{c3} &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n(\omega t - 16\pi/9) \end{aligned} \dots\dots\dots (14)$$

で表すと, (9) 式と (13) 式を用いて, v_{u11} が次式のように計算される。

$$\begin{aligned} v_{u11} &= \sum_{m=0}^{\infty} [0.5425 A_{18m+5} \cos(18m+5)\omega t \\ &\quad - 0.6466 A_{18m+5} \sin(18m+5)\omega t \\ &\quad + 0.1538 A_{18m+7} \cos(18m+7)\omega t \\ &\quad - 0.4225 A_{18m+7} \sin(18m+7)\omega t \\ &\quad + 0.1538 A_{18m+11} \cos(18m+11)\omega t \\ &\quad + 0.4225 A_{18m+11} \sin(18m+11)\omega t \\ &\quad + 0.5425 A_{18m+13} \cos(18m+13)\omega t \\ &\quad + 0.6466 A_{18m+13} \sin(18m+13)\omega t] \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

v_{u1} は基本波と $18p \pm 1$ 次調波成分のみを含むので, 次式で示される。

$$\begin{aligned} v_{u1} &= A_1 \sin \omega t + \sum_{p=1}^{\infty} [A_{18p-1} \sin(18p-1)\omega t \\ &\quad + A_{18p+1} \sin(18p+1)\omega t] \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

4. 最適パルスパターンの解法

最適パルスパターンには, 前述のように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。

PWM のパルスパターンを図 5 に示す。ここで, ノッチ角のベクトル $\vec{\alpha}$ を次式で定義する。

$$\vec{\alpha} = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{(N-1)/2}]^T \dots\dots\dots (17)$$

(16) 式の v_{u1} の各調波成分の振幅は, フーリエ級数展開により $\vec{\alpha}$ の関数として求められる。

変調率を μ とし, 基本波振幅を所望の値 $\mu(E/2)$ とするため, 次式の拘束条件を用いた。

$$F(\vec{\alpha}) = A_1/(E/2) - \mu \dots\dots\dots (18)$$

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

$$L(\tilde{\alpha}) = (1/A_1) \left[\sum_{p=1}^q \{ (A_{18p-1}/\sqrt{18p-1})^2 + (A_{18p+1}/\sqrt{18p+1})^2 \} \right]^{1/2} \dots\dots\dots (19)$$

また、この式は、出力電圧波形のひずみ率を表すと共に、高調波損失の最小化にも適している⁽⁶⁾。

ここで、考慮する高調波次数の最大値は q によって決定される。

ラグランジュの乗数 λ を用いて、 H 関数を次のように定義し、この関数の極小値を求める⁽⁷⁾。

$$H(\tilde{\alpha}, \lambda) = L(\tilde{\alpha}) + \lambda F(\tilde{\alpha}) \dots\dots\dots (20)$$

ところで、電動機相電圧を滑らかに制御するためには、 μ に対して解 $\tilde{\alpha}$ が滑らかに変化し、更にインバータの主回路素子のスイッチング能力を考慮して、細かいパルスが発生しないようにする必要がある。そこで、(18)、(19)式は非常に非線形性が強いので、試行錯誤により、できる限り広い範囲の μ において、 $\tilde{\alpha}$ が滑らかに変化し細かいパルスの発生しない解を最適解とした。この場合(19)式で、 $q > 6$ では解の導出が困難であったので、 $q = 6$ とした。しかし、これにより 109 次までの高調波が考慮されるので、 $q = 6$ は十分な値と考えられる。

5. 解析結果

図 6 は、第 4 章の解法に基づいて求めた最適パルスパターンの変調率 μ とノッチ角 $\tilde{\alpha}$ の関係を示す。比較のため、正弦波-三角波比較方式のノッチ角を破線で示した。図中のハーフトーン部は、最適パルスパターン

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(18)式の拘束条件のみで決定されるので、実線のみ示した。

また、 N が大きい場合には、(18)、(19)式の非線形性が強いので曲線が非常に不規則な変化を示すものとなった。

図 7 に一例として、 $N=9$ の場合の変調率 μ に対するインバータ出力相電圧と電動機相電圧の k 次調波成分の振幅 A_k の主なものを、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。これらの図より、最適パルスパターンの電動機相電圧には、高調波成分が著しく少ないことがわかる。

図 8 は、(19)式の評価関数の変調率に対する評価値を計算したものである。参考のために、文献(2)で報告した三相二重結線の最適パルスパターンと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、(19)式の評価関数の $18p \pm 1$ を、三相二重結線の場合には $12p \pm 1$ に、三相結線の場合には $6p \pm 1$ に変更して、109 次まで計算を行っている。また、三相結線の $N=5$ において、同期式 PWM を適用すると評価関数が非常に大きくなり実用的でないので、これを図示していない。三相三重結線の最適パルスパターンは、正弦波-三角波比較方式や三相二重結線の最適パルスパターンと比べて、ほぼ μ の全域にわたって評価値が小さく、波形が著しく改善されていることを示している。また、 $N=5$ においては、変調率 $\mu > 1$ においても小さな評価値が得られており、出力電圧の

図 6 変調率とノッチ角の関係

Fig. 6. Relations between modulation index and notch angles.

図 7 相電圧の調波成分の大きさ ($N=9$)

Fig. 7. Magnitudes of harmonics of phase voltage ($N=9$).

図 8 変調率に対する評価値

Fig. 8. Performance indexes versus modulation index.

ひずみ率を増加させることなく、直流電源電圧の利用
率を増大させることができる。

$N > 21$ 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、大きな N が必要となる低周
波低電圧においては、文献(8)で示したように、非同
期式 PWM を行った場合にも、基本波電流の平衡作
用は失われない。また、低次調波成分も結合リアクト
ルによって吸収されるので、良好な波形が得られる。
従って、 $N > 21$ においては、非同期式 PWM を用い
ることとする。 N および同期式と非同期式 PWM の
切換えの一例は後述する。

6. 結合リアクトル容量

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。

$$\begin{aligned} \psi_1 &= \left| \int \sqrt{2} V_1 \sin \omega t dt \right|_{\max} \\ &= \sqrt{2} V_1 / \omega \end{aligned} \quad (21)$$

従って、九相巻線の電動機の電圧容量 P_{mv} を鎖交
磁束を用いて表現すると、

$$P_{mv} = 9\sqrt{2} V_1 / \omega \quad (22)$$

となる。

 図 9 変調率と結合リアクトル容量 ($100P_{cv}/P_{mv}$) の関係

 Fig. 9. Relations between modulation index and coupling reactor capacity ($100P_{cv}/P_{mv}$).

 図 10 周波数 f とキャリア周波数 $f \cdot N$ の関係の一例

 Fig. 10. An example of relation between f and carrier frequency $f \cdot N$.

一方、 v_{u11} の加わる巻線の鎖交磁束の振幅 Ψ_c は、(15)式より、次式で表される。

$$\Psi_c = \left| \int v_{u11} dt \right|_{\max} \dots \dots \dots (23)$$

ここで、本式の計算には、第 103 次調波成分までを考慮した。

結合リアクトルには図 1 で示したように、巻数比 $1:2 \sin(\pi/18):1$ のリアクトルが 9 組あるので、一次および二次巻線を有する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。

$$P_{cv} = [9(2 + 2 \sin(18/\pi))]/2 \Psi_c \dots \dots \dots (24)$$

図 9 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 10 に運転周波数 f に対する N の選択の一例を示す。この場合、図 8 の評価値と図 9 の結合リアクトル容量を考慮して、 N の切換え点を決定した。図 10 は、主回路のスイッチング素子の性能と制御対象の要求に対応してその構成が変わることになる。しかし、結合リアクトル容量を電動機容量の 20% 程度以下に制限しても、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、電流制御マイナーループなしで、三相三重結線、三相二重結線および三相結線を比較して行った。

供試電動機は、2 kW, 220 V, 7.4 A, 4 極, 60 Hz の三相誘導電動機の巻線を、三相三重結線では 3 分割にして三相三重巻線構成としたものを、三相二重結線では 2 分割して三相二重巻線構成としたものを用いた。また、基本波周波数 f と μ は、 $f/\mu=60$ になるよう選定した。

図 11 は、代表的な数点について、電流リプルの最も大きくなる無負荷単独で運転した場合の実験結果を示す。直流電源電圧 E は、三相三重結線の場合には

上：インバータ出力電圧 v_{a1} 中：電動機相電圧 v_{u1} 下：電動機相電流 i_{u1}

図 11 無負荷における電圧電流の実験波形

Fig. 11. Experimental waveforms of phase voltages and phase current at no load.

60 V に、三相二重結線の場合には 90 V に、そして三相結線の場合には 180 V にしている。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。

(a)～(f)図は、三相二重結線と三相三重結線において、最適パルスパターンの場合の電圧、電流波形を比較して示す。

(g), (h)図は、三相三重結線で正弦波-三角波比

較方式を用いた場合の電圧電流波形である。

(i)図は、比較のために、三相結線で N を三相三重結線の場合[(e), (h)図]の 3 倍にして、インバータ全体のスイッチングの頻度を等しくした場合の実験結果である。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 ($v_{u1}=v_{a1}$)。

三相三重結線，正弦波-三角波比較方式

 $N=150, \mu=0.05, f=3 \text{ Hz}$
 $V_{u1}=1.33 \text{ V}, I_{u1}=1.88 \text{ A}, E=120 \text{ V}$

図 12 低速における電圧電流波形

Fig. 12. Waveforms of phase voltage and current at low speed.

(上：電圧波形，下：スペクトル)

 $N=5, \mu=0.8, f=48 \text{ Hz}$
 $V_{u1}=14.4 \text{ V}, I_{u1}=7.23 \text{ A}, E=60 \text{ V}$

 図 13 全負荷運転における v_{u1} と v_{u11} の波形と周波数スペクトル

 Fig. 13. Waveforms and frequency spectrums of v_{u1} and v_{u11} at full load.

図 8 に示した(19)式に基づく評価値より予想されるように，図 11(a)と(d)，(b)と(e)，(c)と(f)を比較して，三相三重結線は三相二重結線より相電流(i_{u1})の波形が著しく改善されている。また， $N=5$ の場合，三相三重結線の最適パルスパターンでは三相二重結線の場合と同様に， $\mu>1$ でも解が存在し，良好な波形が得られる。

図 11(d)と(g)，(e)と(h)を比較して，最適パルスパターンを用いることにより，正弦波-三角波比較方式で発生する電流波形のリプルが減少することがわかる。

(b)，(e)，(i)図において，(b)図の三相二重結線の電流リプルは，(i)図の三相結線で N を 3 倍にした場合のそれとほぼ同じであり，(e)図の三相三重結線のそれは更に少なく良好な波形となっている。また，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 $26 \mu\text{s}$ に設定)によって生じる低次の調波成分によるひずみも，三相二重結線および三相三重結線では結合リアクトルによって吸収されている。

図 12 は，低速，低変調率における結合リアクトルによる電流平衡作用を検証するために， $N=150$ ， $\mu=0.05$ ， $f=3 \text{ Hz}$ ， $E=120 \text{ V}$ で運転した場合の電動機の相電圧，相電流波形を示す。各相電流の振幅は，ほぼ一致しており，低速運転においても，結合リアクトルが十分機能していることがわかる。この場合，正弦波-三角波比較方式の PWM を用いている。

図 13 は， $N=5$ ， $\mu=0.8$ ， $f=48 \text{ Hz}$ ， $E=60 \text{ V}$ で，電機子電流実効値を 7.23 A (約定格電流) の全負荷状態とし，電動機相電圧 v_{u1} と結合リアクトルの巻線 N_{u11} の電圧 v_{u11} のスペクトルを実測したものである。 v_{u1} のスペクトルには，第 5，7，11，13 次調波成分は含まれていない。 v_{u11} のスペクトルには，第 5，7，11，13 次調波成分は含まれているが，基本波成分はほとんど全く含まれていない。すなわち，結合リアクトルには，高調波成分を吸収し，基本波成分を通過させる働きがあり，全負荷状態においても電動機の基本波電圧には影響を与えていない。

なお，結合リアクトルは空隙を設けていないのでほ

ば完全結合とみなすことができ、インバータの出力電圧に不平衡があるとリアクトルに直流分励磁が生じ、鉄心が飽和する可能性がある。主な原因は、上述のデッドタイムのばらつきと主回路素子の電流-電圧特性の違いなどが考えられる。前者については、すべての素子のデッドタイムを正確に調整してばらつきのないようにした。後者に対する対策は特に行っていないが、本実験および文献(1)、(2)の実験において、特にリアクトルの飽和現象は見られず問題はなかった。

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、3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、インバータと電動機巻線とともに三相三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、先に報告した三相二重 PWM インバータよりも、結合リアクトル容量は若干大となるが、電動機電圧電流波形が、更に改善されることを示した。

本方式でも、文献(2)におけると同様に、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ことを確認した。また、実測はしていないが、波形改善によって、電動機の電磁騒音が著しく減少することも確認した。

最後に、三相三重方式の有用性などについて御助言をいただいた富士電機総合研究所 柳瀬孝雄、橋井眞の両氏に謝意を表する。

(平成3年4月18日受付、同3年10月9日再受付)

文 献

- (1) 松本：「九相インバータ駆動三相三重巻線交流電動機」，電学論 B, 94, 415 (昭49-9)
- (2) 松本・高見：「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」，同上 D, 110, 966 (平2-9)
- (3) S. Kamiya, M. Hashii, T. Uemura & T. Toda: "Fully Digital, Vector-Controlled GTO PWM Inverter for Induction Motor Drives", Proc. of IPEC-Tokyo, p. 54 (1990)
- (4) 神谷・橋井・上原：「プラント用 GTO PWM インバータ装置」，平3電気学会大会，No. 575
- (5) 高見・松本：「三相三重巻線誘導電動機駆動用九相 PWM インバータの最適パルスパターン」，平3同上，No. 602
- (6) 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. 136 (昭62)
- (7) 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, 5, 666 (1974)
- (8) 松本・高見・井上：「三相二重 PWM インバータの低速域における非同期変調方式について」，平2電気学会大会，No. 536

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。計測自動制御学会会員。

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。主として，パワーエレクトロニクスに関する研究に従事。工学博士。計測自動制御学会会員。