

電圧形PWMインバータによる交流電動機の高性能制御に関する研究

高見, 弘

<https://doi.org/10.11501/3088211>

出版情報 : 九州大学, 1991, 博士 (工学), 論文博士
バージョン :
権利関係 :

第5章 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

第4章において、大容量の電圧形PWMインバータを構成する場合に、特殊な巻線構成の小容量の三相結合リアクトルを用いて、電動機巻線とインバータをともに三相二重化する六相PWMインバータシステムについて述べた。そして、電動機電圧、電流波形が大幅に改善されることを示した。その後、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⁽⁶⁹⁾⁽⁷⁰⁾。本章では、第4章と同様の原理に基づく九相結合リアクトルを用いて、PWMインバータと電動機の両者を三相三重化する九相PWMインバータシステムについて述べる。

5.1 主回路構成と原理

図5.1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 $v_{a2}, v_{b2}, v_{c2}; v_{u2}, v_{v2}, v_{w2}; i_{u2}, i_{v2}, i_{w2}$ 、第3組の三相インバータのそれらを $v_{a3}, v_{b3}, v_{c3}; v_{u3}, v_{v3}, v_{w3}; i_{u3}, i_{v3}, i_{w3}$ で表す。 i_{u1} をフーリエ展開した基本波成分のフェーザ表示を I_{u1}^1 、第五調波成分のそれを 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、 I_{u1}^5 と I_{u2}^5 の位相差は I_{u1}^1 と 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5.2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_{u32} 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 I_{u1}^1 、 I_{u3}^1 および I_{v2}^1 による起磁力をそれぞれ F_{u1}^1 、 F_{u3}^1 および F_{v2}^1 で表す。そして、図5.3(a)に示すように、これらの起磁力の

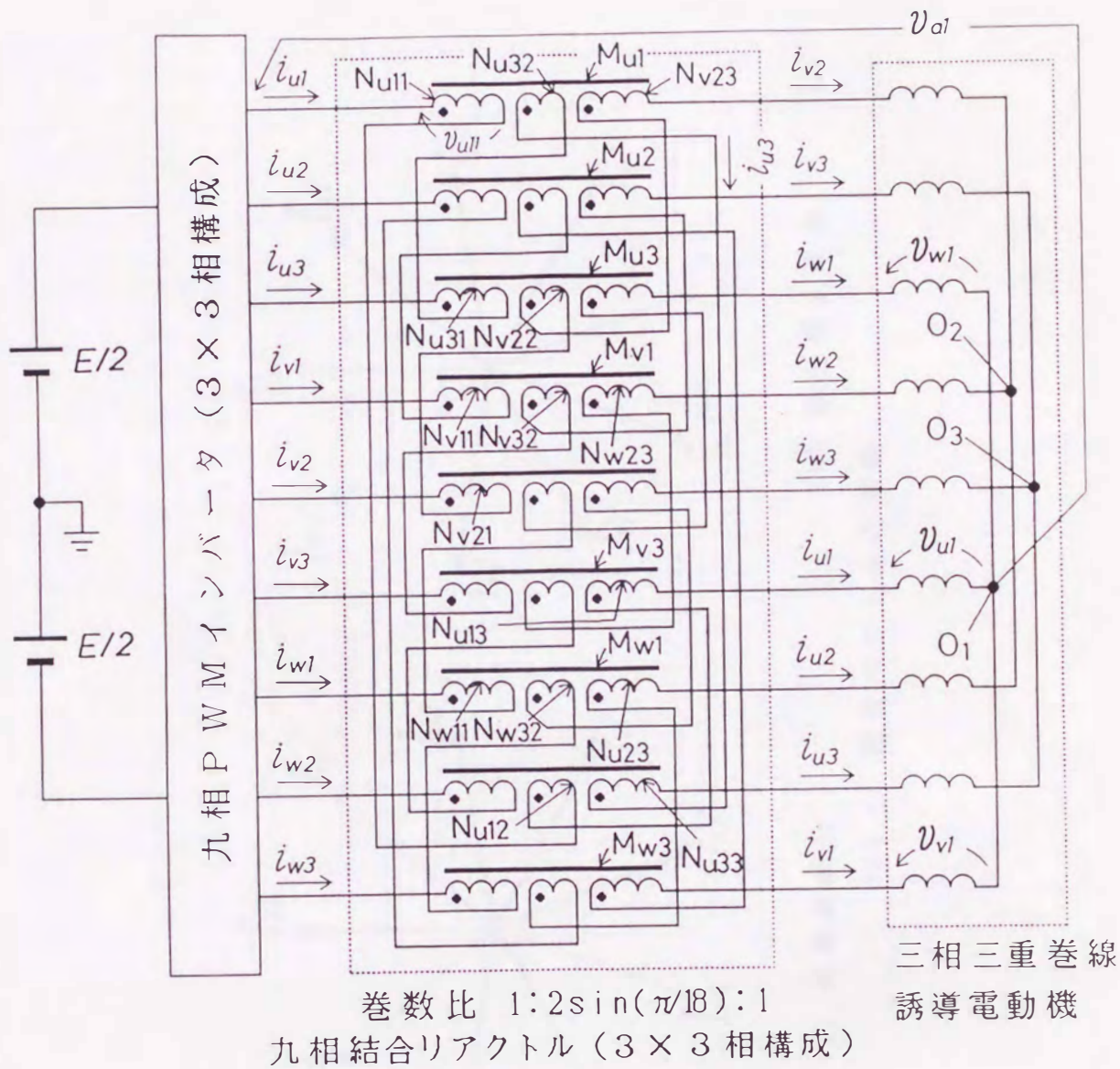
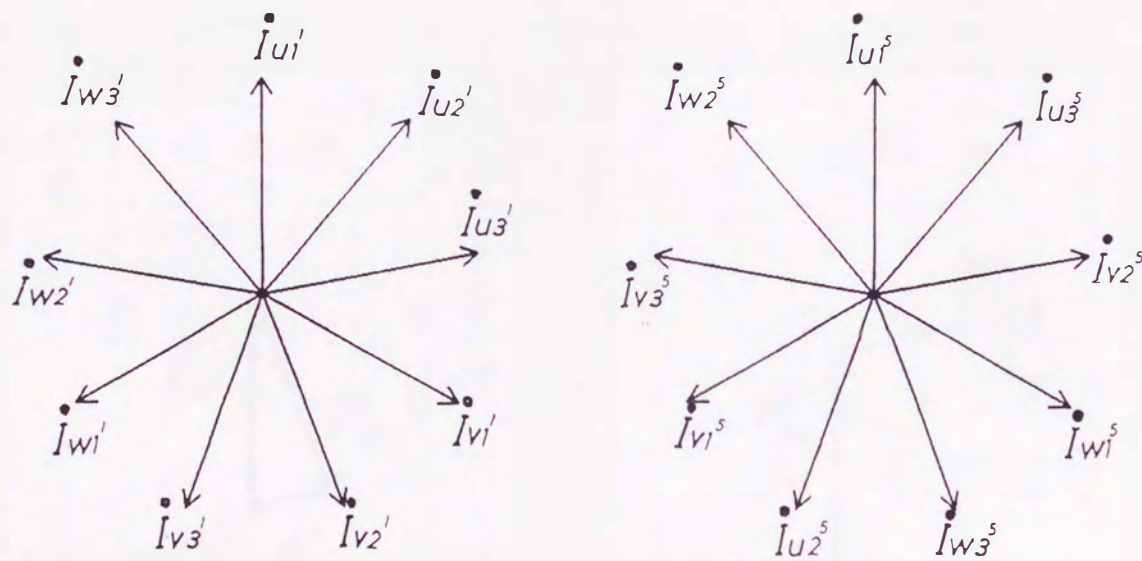


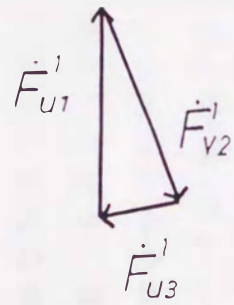
図5.1 主回路構成



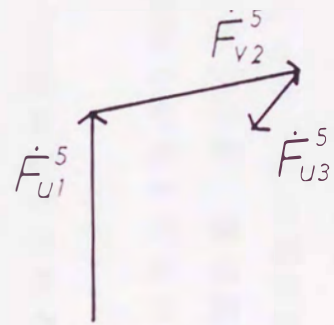
(a) 基本波成分

(b) 第五調波成分

図5.2 電流ベクトルの相順



(a) 基本波成分



(b) 第五調波成分

図5.3 結合リアクトルの一脚 M_{u1} の起磁力

和が零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 i_{u3}^1 だけが大きくなると、 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 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（変流器）構成を仮定すると、基本波合成起磁力が零となるので、図5.3(a)の三角形は必ず閉じることになる。

i_{u1}^5 、 i_{u3}^5 および i_{v2}^5 の起磁力をそれぞれ F_{u1}^5 、 F_{u3}^5 および 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図5.3(b)に示すように、起磁力が相殺されないので、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5.4に示すような三相結合リアクトルを3個用いた。図5.4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巻線は完全結合と見なしている。

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持たせ、更に余弦項の発生しないように奇対称性を持たせている。

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。

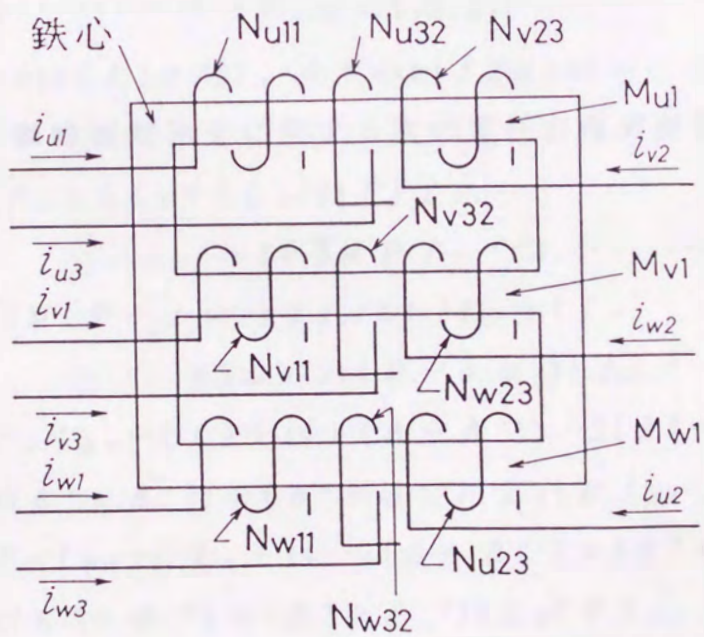


図5.4 結合リアクトルの具体的構成

5.2 特性解析

<5.2.1> 電圧方程式と解

図5.1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 $[A_\beta]$ および $[A_\alpha]$ を用いて変換を施す⁽⁷³⁾。

$$\left. \begin{aligned} [A_\beta] &= (1/3) [b_{\lambda\xi}] \\ b_{\lambda\xi} &= \beta^{(\lambda-1)(\xi-1)} \quad (\lambda, \xi = 1, 2, \dots, 9) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5.1)$$

$$\left. \begin{aligned} [A_\alpha] &= (1/\sqrt{3}) [a_{\zeta\eta}] \\ a_{\zeta\eta} &= \alpha^{(\zeta-1)(\eta-1)} \quad (\zeta, \eta = 1, 2, 3) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5.2)$$

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

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⁽⁷³⁾。

$$\begin{aligned} \dot{V}_{s1} &= \{R_s + (\ell_s + 9L_s/2)P\} I_{s1} \\ &\quad + 3\sqrt{3}MP I_{r1}'/2 \dots\dots\dots (5.3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 0 &= 3\sqrt{3}M(P - j\omega_r) I_{s1}/2 + \{R_r + (\ell_r \\ &\quad + 3L_r/2)(P - j\omega_r)\} I_{r1}' \dots\dots\dots (5.4) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_{s2} &= R_s I_{s2} + [\ell_s + \{4 + (\beta + \beta^{-1}) - 2(\beta^2 + \beta^{-2}) \\ &\quad - 2(\beta^3 + \beta^{-3}) + (\beta^4 + \beta^{-4})\} L_c] P I_{s2} \dots\dots\dots (5.5) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_{s4} &= R_s I_{s4} + [\ell_s + \{4 - 2(\beta + \beta^{-1}) + (\beta^2 + \beta^{-2}) \\ &\quad - 2(\beta^3 + \beta^{-3}) + (\beta^4 + \beta^{-4})\} L_c] P I_{s4} \dots\dots\dots (5.6) \end{aligned}$$

$$\dot{V}_{s0}, \dot{V}_{s3}, \dot{V}_{s6}; I_{s0}, I_{s3}, I_{s6}, I_{r0}' = 0 \dots\dots\dots (5.7)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{s8} &= \dot{V}_{s1}^*, \dot{V}_{s7} = \dot{V}_{s2}^*, \dot{V}_{s5} = \dot{V}_{s4}^* \\ I_{s8} &= I_{s1}^*, I_{s7} = I_{s2}^*, I_{s5} = I_{s4}^* \\ I_{r2}' &= I_{r1}'^* \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5.8)$$

ここで，*印は共役複素数を示す。 \dot{V}_{s1} ， I_{s1} 等は，次式に示すように， v_{a1} ， v_{a2} 等および i_{u1} ， i_{u2} 等空間的に $2\pi/9$ 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。

$$\begin{aligned}
 & [\dot{V}_{s0}, \dot{V}_{s1}, \dot{V}_{s2}, \dot{V}_{s3}, \dot{V}_{s4}, \dot{V}_{s5}, \dot{V}_{s6}, \dot{V}_{s7}, \dot{V}_{s8}]^T \\
 & = [A_\beta] [v_{a1}, v_{a2}, v_{a3}, \\
 & \quad v_{b1}, v_{b2}, v_{b3}, v_{c1}, v_{c2}, v_{c3}]^T \dots\dots\dots (5.9)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & [I_{s0}, I_{s1}, I_{s2}, I_{s3}, I_{s4}, I_{s5}, I_{s6}, I_{s7}, I_{s8}]^T \\
 & = [A_\beta] [i_{u1}, i_{u2}, i_{u3}, \\
 & \quad i_{v1}, i_{v2}, i_{v3}, i_{w1}, i_{w2}, i_{w3}]^T \dots\dots\dots (5.10)
 \end{aligned}$$

ここで、

$[]^T$: 行列の転置記号

$I_{r0'}, I_{r1'}, I_{r2'}$: 回転子三相電流を $[A_\alpha]$ で変換し、さら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, r_r : 固定子および回転子の1相分の抵抗

l_s, l_r : 固定子および回転子の1相分の漏れインダクタンス

L_s, L_r : 固定子および回転子の1相分の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方の巻線の自己インダクタンス(図5.1, 図5.4参照)

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5.3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。

(5.5), (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。

$$\dot{V}_{s2} \doteq 4.958 L_c P I_{s2} \dots\dots\dots (5.5')$$

$$\dot{V}_{s4} \doteq 1.404 L_c P I_{s4} \dots\dots\dots (5.6')$$

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、 v_{u11} は次式となる。

$$v_{u11} = L_c P (i_{u1} + i_{v2}) - (\beta^2 + \beta^{-2}) L_c P i_{u3} \dots (5.11)$$

(5.10)式と(5.7), (5.8)式より

$$\left. \begin{aligned} i_{u1} &= (2/3)\text{Re}[I_{s1} + I_{s2} + I_{s4}] \\ i_{u2} &= (2/3)\text{Re}[\beta^5 I_{s1} + \beta I_{s2} + \beta^2 I_{s4}] \\ i_{u3} &= (2/3)\text{Re}[\beta^7 I_{s1} + \beta^5 I_{s2} + \beta I_{s4}] \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5.12)$$

(5.11)式に(5.12)式を代入すると v_{u11} より I_{s1} の項が消去され、更に(5.5'), (5.6')式を代入すると次式が得られる。

$$\begin{aligned} v_{u11} &= 1.3949 L_c P I_{s2} + 0.6051 L_c P I_{s4} \\ &= 0.2813 \dot{V}_{s2} + 0.4310 \dot{V}_{s4} \dots\dots\dots (5.13) \end{aligned}$$

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

$$\left. \begin{aligned} v_{a1} &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n\omega t \\ v_{a2} &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n(\omega t - 2\pi/9) \\ \dots\dots\dots \\ v_{c3} &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n(\omega t - 16\pi/9) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5.14)$$

で表すと、(5.9)式と(5.13)式を用いて、 v_{u11} が次式のように計算される。

$$\begin{aligned} v_{u11} &= \sum_{m=0}^{\infty} [0.5425 A_{18m+5} \cos(18m+5)\omega t \\ &\quad - 0.6466 A_{18m+5} \sin(18m+5)\omega t \\ &\quad + 0.1538 A_{18m+7} \cos(18m+7)\omega t \\ &\quad - 0.4225 A_{18m+7} \sin(18m+7)\omega t \\ &\quad + 0.1538 A_{18m+11} \cos(18m+11)\omega t \\ &\quad + 0.4225 A_{18m+11} \sin(18m+11)\omega t \\ &\quad + 0.5425 A_{18m+13} \cos(18m+13)\omega t \\ &\quad + 0.6466 A_{18m+13} \sin(18m+13)\omega t] \dots\dots\dots (5.15) \end{aligned}$$

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。

$$\begin{aligned} v_{u1} &= A_1 \sin \omega t + \sum_{p=1}^{\infty} [A_{18p-1} \sin(18p-1)\omega t \\ &\quad + A_{18p+1} \sin(18p+1)\omega t] \dots\dots\dots (5.16) \end{aligned}$$

<5.2.2> 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わされる。

$$\psi_1 = \left| \int \sqrt{2} V_1 \sin \omega t dt \right|_{\max} = \sqrt{2} V_1 / \omega \quad \dots\dots\dots (5.17)$$

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、

$$P_{mv} = 9\sqrt{2} V_1 / \omega \quad \dots\dots\dots (5.18)$$

となる。

一方、 v_{u11} の加わる巻線の鎖交磁束の振幅 ψ_c は、(5.15)式より、次式で表される。

$$\psi_c = \left| \int v_{u11} dt \right|_{\max} \quad \dots\dots\dots (5.19)$$

結合リアクトルには図5.1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。

$$P_{cv} = [9\{2 + 2\sin(18/\pi)\}/2] \psi_c \quad \dots\dots\dots (5.20)$$

5.3 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持たせ、更に余弦項の発生しないように奇対称性を持たせた。

PWMのパルスパターンを図5.5に示す。ここで、図中の N は、信号波1サイクル中の三角波のサイクル数である(第4章4.2節参照)。

図5.5において、ノッチ角のベクトル $\vec{\alpha}$ を次式で定義する。

$$\vec{\alpha} = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{(N-1)/2}]^T \quad \dots\dots\dots (5.21)$$

(5.16)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

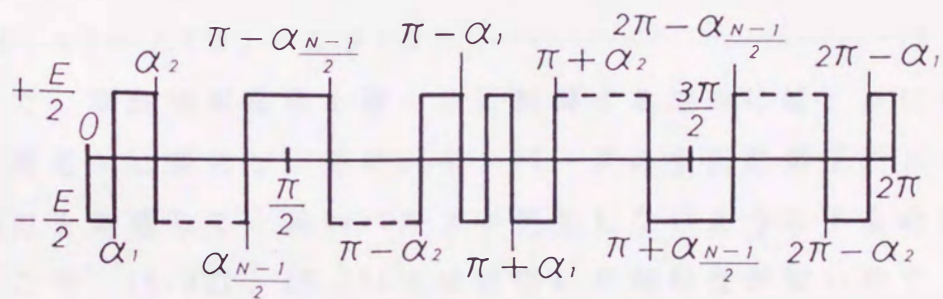


図5.5 PWMのパルスパターン

式の拘束条件を用いた。

$$F(\bar{\alpha}) = A_1 / (E/2) - \mu \dots\dots\dots (5.22)$$

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。

$$L(\bar{\alpha}) = (1/A_1) \left[\sum_{p=1}^q \left\{ (A_{18p-1}/\sqrt{18p-1})^2 + (A_{18p+1}/\sqrt{18p+1})^2 \right\} \right]^{1/2} \dots\dots\dots (5.23)$$

また、この式は、出力電圧波形のひずみ率を表すとともに、高調波損失の最小化にも適している⁽⁶⁾。この式において、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、ハミルトン関数を次の様に定義し、この関数の極小値を求める⁽⁷⁵⁾。

$$H(\bar{\alpha}, \lambda) = L(\bar{\alpha}) + \lambda F(\bar{\alpha}) \dots\dots\dots (5.24)$$

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 $\bar{\alpha}$ 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、細いパルスが発生しないようにする必要がある。そこで、(5.22)、(5.23)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、 $\bar{\alpha}$ が滑らかに変化し細いパルスの発生しない解を最適解とした。この場合(5.23)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、 $q = 6$ は充分な値と考えられる。

5.4 解析結果

<5.4.1> 最適解と高調波成分

図5.6は、5.3節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 $\bar{\alpha}$ 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(5.22)式の拘束条件

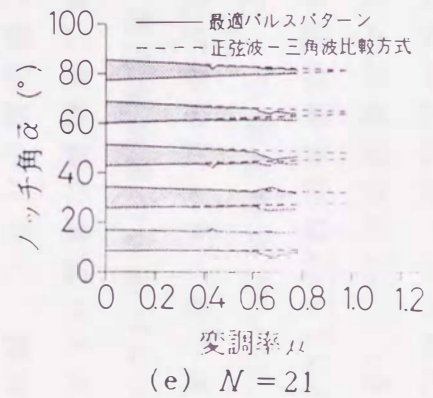
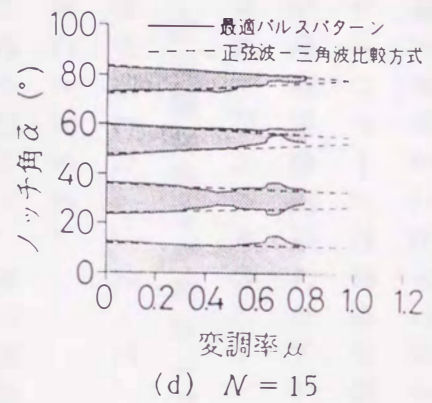
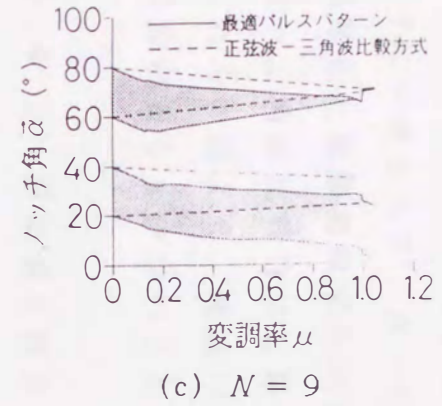
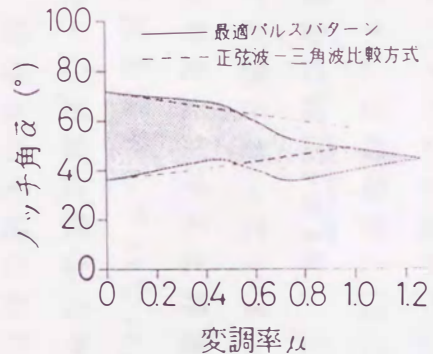
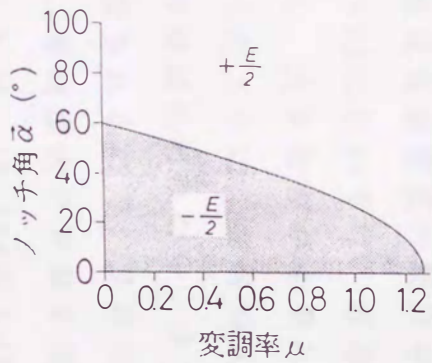


図 5.6 変調率とノッチ角の関係

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、(5.22)、(5.23)式 of 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。

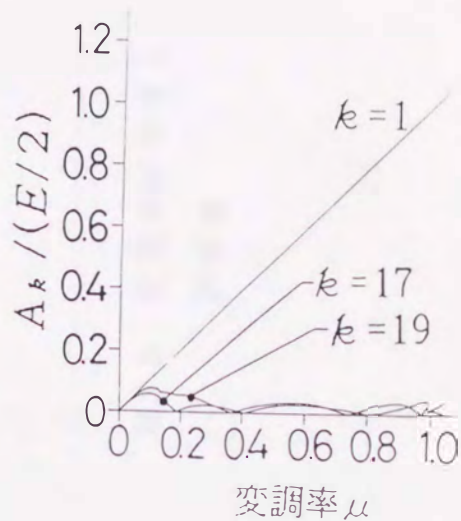
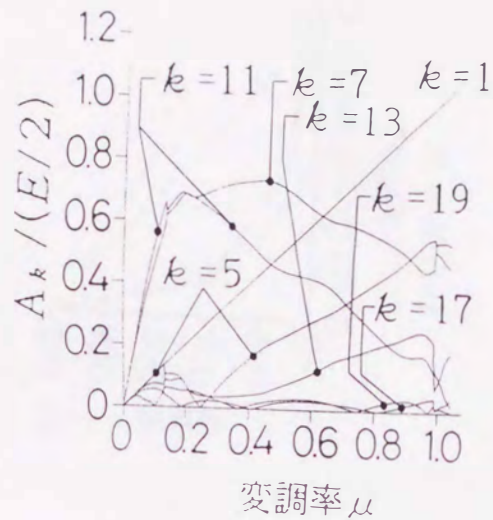
図5.7に一例として、 $N=9$ の場合の変調率 μ に対するインバータ出力相電圧と電動機相電圧の k 次調波成分の振幅 A_k の主なものを、正弦波-三角波比較方式と最適パルスパターンの両者を比較して示す。これらの図より、最適パルスパターンの電動機相電圧には、高調波成分が著しく少ないことがわかる。

<5.4.2> 評価値と結合リアクトル容量

図5.8は、(5.23)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、第4章で示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、(5.23)式の評価関数の $\overline{18p \pm 1}$ を、三相二重結線の場合には $\overline{12p \pm 1}$ に、三相結線の場合には $\overline{6p \pm 1}$ 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。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、第4章でも述べたように、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。

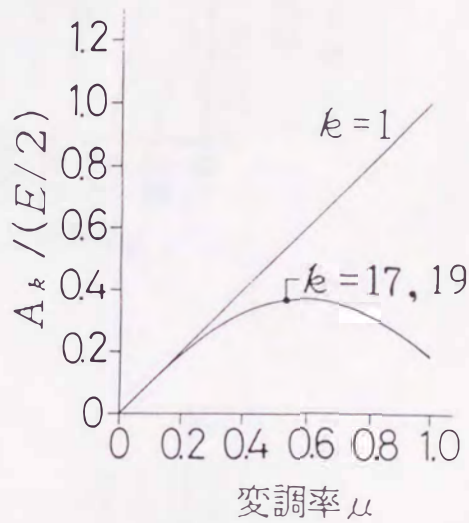
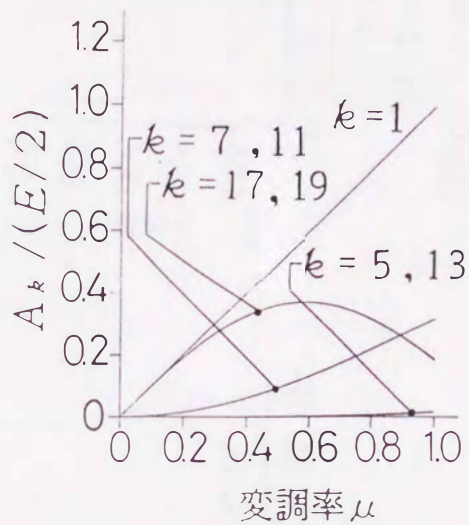
図5.9は、(5.18)式と(5.20)式を用いて、変圧器容量に換算した



(a) インバータ出力電圧

(b) 電動機相電圧

(最適パルスパターン)

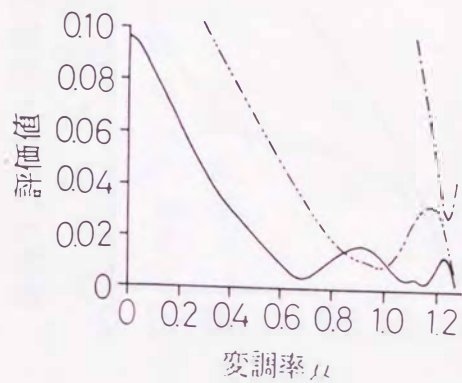


(c) インバータ出力電圧

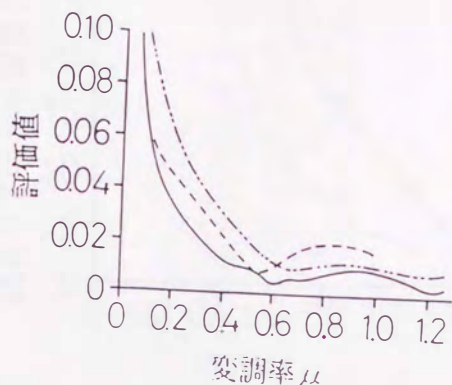
(d) 電動機相電圧

(正弦波 - 三角波比較方式)

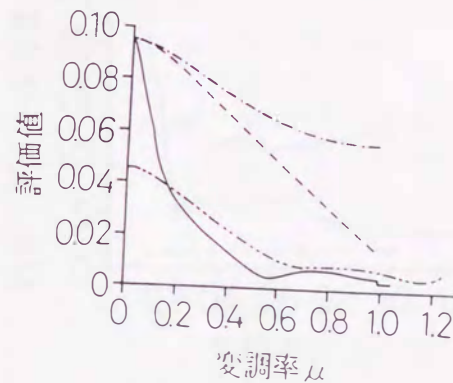
図5.7 相電圧の調波成分の大きさ ($N=9$)



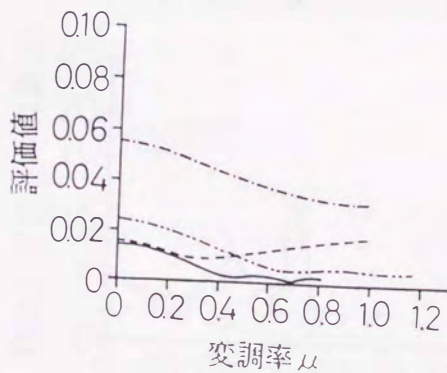
(a) $N = 3$



(b) $N = 5$



(c) $N = 9$

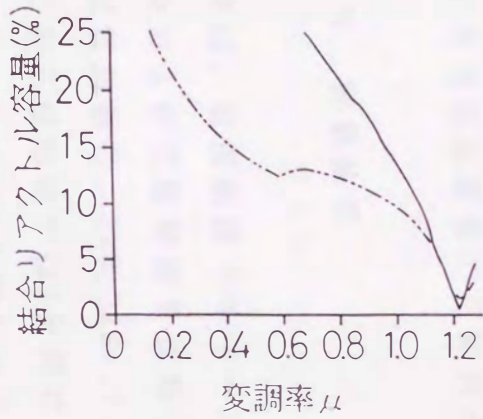


(d) $N = 15$

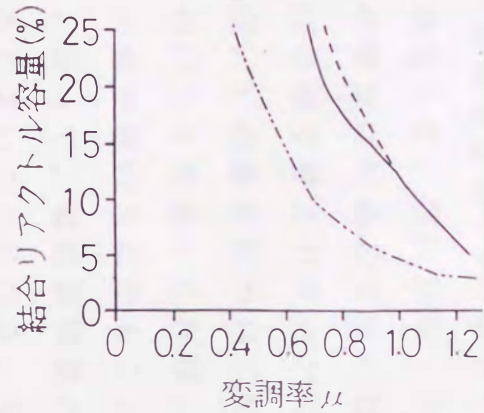


(e) $N = 21$

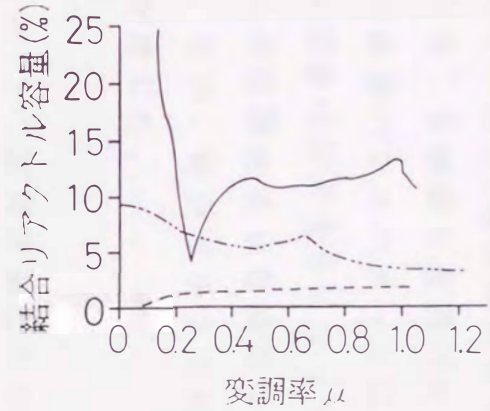
図5.8 変調率に対する
評価値



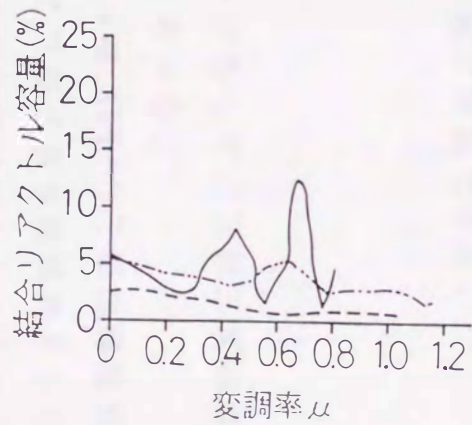
(a) $N = 3$



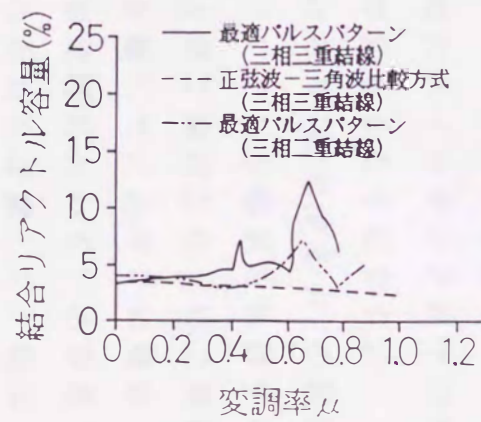
(b) $N = 5$



(c) $N = 9$



(d) $N = 15$



(e) $N = 21$

図5.9 変調率と結合
リアクトル容量
($100 P_{cv} / P_{mv}$)
の関係

結合リアクトル容量の電動機容量に対する比率($100 P_{c0}/P_{m0}$)を計算したものである(電流は両者等しい)。比較のために、第4章で検討した三相二重結線の最適パルスパターンの計算値も示す。三相三重結線の最適パルスパターンは、三相二重結線のそれよりも結合リアクトル容量は若干大きくなっている。これは、前者が後者よりも、より多くの高調波成分を結合リアクトルが吸収しているためと考えられる。なお、結合リアクトル容量の計算には、第103次調波成分までを考慮した。

<5.4.3> 加減速運転のためのパターン切り替え

図5.10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5.8の評価値と図5.9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5.10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。

図5.10の切り替えパターンにおける N に対する μ の範囲を考慮して、図5.9の各 N について結合リアクトル容量を検討すると、最大値は約17%となる。これは、第4章で検討した三相二重結線の場合に最大値が約12%になることと比較して、わずかに増加するのみである。従って、電動機駆動の実用範囲において、小容量の結合リアクトルでよいことになる。若干の余裕を考慮して、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。

5.5 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、2kW, 220V, 7.4A, 4極, 60Hz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。

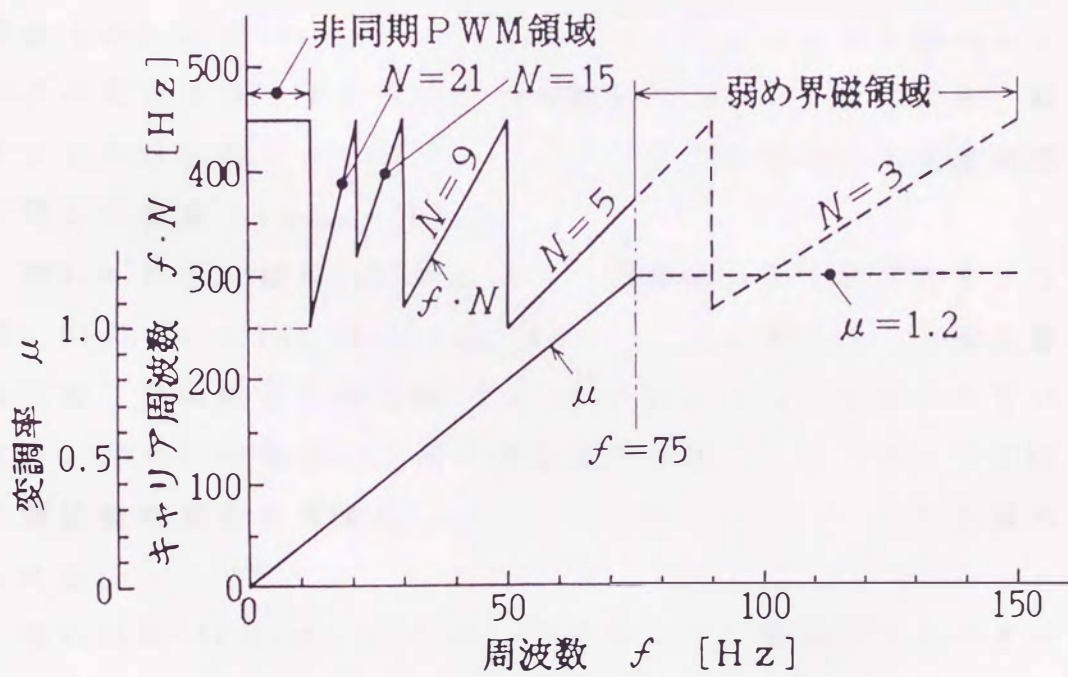


図5.10 周波数 f とキャリア周波数 $f \cdot N$ の関係の一例

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5.11は、代表的な数点について、電流リッ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60Vに、三相二重結線の場合には90Vに、そして三相結線の場合には180V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。

図5.11の(a)～(f)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。

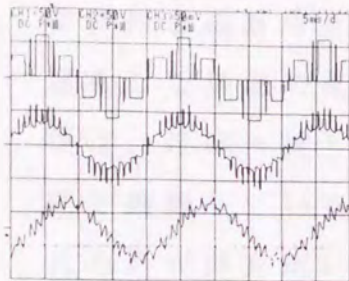
図5.11の(g)、(h)は、三相三重結線で正弦波－三角波比較方式を用いた場合の電圧電流波形である。

図5.11の(i)は、比較のために、三相結線で N を三相三重結線の場合 [図5.11の(e)、(h)] 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 ($v_{u1} = v_{a1}$)。

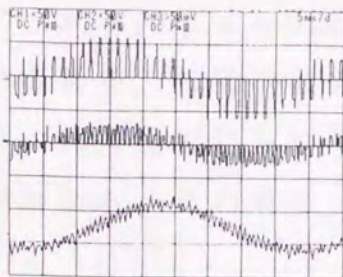
図5.8 に示した(5.23)式に基づく評価値より予想されるように、図5.11の(a)と(d)、(b)と(e)、(c)と(f)を比較して、三相三重結線は三相二重結線より相電流(i_{u1})の波形が著しく改善されている。また、 $N = 5$ の場合、三相三重結線の最適パルスパターンでは三相二重結線の場合と同様に、 $\mu > 1$ でも解が存在し、良好な波形が得られる。

図5.11の(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ップルが減少することがわかる。

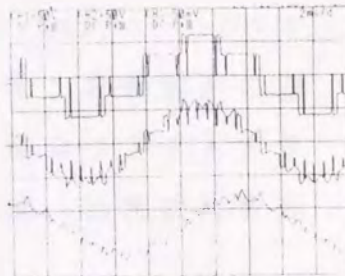
図5.11の(b)、(e)、(i)において、(b)の三相二重結線の電流リップルは、(i)の三相結線で N を3倍にした場合のそれとほぼ同じであり、(e)の三相三重結線のそれは更に少なく良好な波形となっている。また、インバータの上下アーム短絡防止のためのデッドタイム(本実験では $26 \mu s$ に設定)によって生じる低次の調波成分によるひずみも、三相二重結線および三相三重結線では結合リアクトルによっ



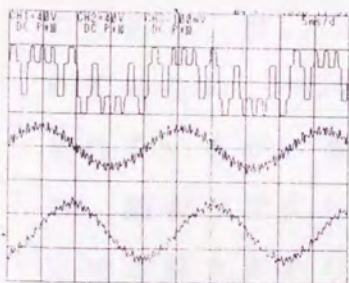
(a) 三相二重結線
(最適パルスパターン)
 $N=5, \mu=0.8, f=48\text{Hz}$
 $V_{u1}=26.0\text{V}, I_{u1}=1.51\text{A}$



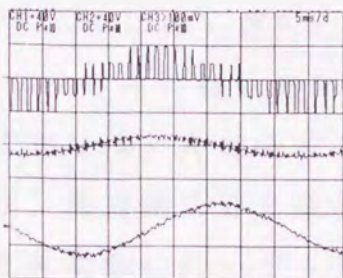
(b) 三相二重結線
(最適パルスパターン)
 $N=15, \mu=0.4, f=24\text{Hz}$
 $V_{u1}=15.9\text{V}, I_{u1}=1.53\text{A}$



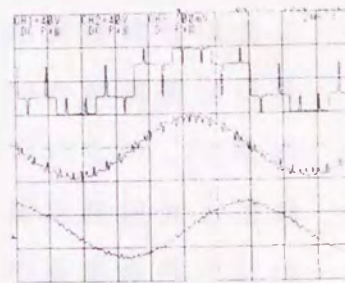
(c) 三相二重結線
(最適パルスパターン)
 $N=5, \mu=1.2, f=72\text{Hz}$
 $V_{u1}=37.7\text{V}, I_{u1}=1.71\text{A}$



(d) 三相三重結線
(最適パルスパターン)
 $N=5, \mu=0.8, f=48\text{Hz}$
 $V_{u1}=16.6\text{V}, I_{u1}=1.46\text{A}$



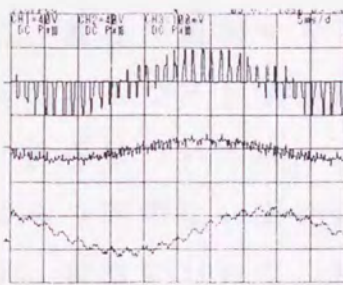
(e) 三相三重結線
(最適パルスパターン)
 $N=15, \mu=0.4, f=24\text{Hz}$
 $V_{u1}=8.6\text{V}, I_{u1}=1.43\text{A}$



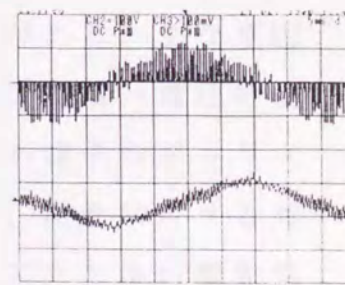
(f) 三相三重結線
(最適パルスパターン)
 $N=5, \mu=1.2, f=72\text{Hz}$
 $V_{u1}=24.5\text{V}, I_{u1}=1.46\text{A}$



(g) 三相三重結線
(正弦波-三角波比較方式)
 $N=5, \mu=0.8, f=48\text{Hz}$
 $V_{u1}=17.6\text{V}, I_{u1}=1.56\text{A}$



(h) 三相三重結線
(正弦波-三角波比較方式)
 $N=15, \mu=0.4, f=24\text{Hz}$
 $V_{u1}=8.8\text{V}, I_{u1}=1.44\text{A}$



(i) 三相結線 ($v_{u1}=v_{a1}$)
(正弦波-三角波比較方式)
 $N=45, \mu=0.4, f=24\text{Hz}$
 $V_{u1}=29.4\text{V}, I_{u1}=1.53\text{A}$

図5.11 無負荷における電圧・電流波形のオシログラム

上：インバータの出力電圧 v_{a1}

中：電動機相電圧 v_{u1}

下：電動機相電流 i_{u1}

て吸収されている。

図5.12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、結合リアクトルが充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を用いた。

図5.13は、 $N = 5$, $\mu = 0.8$, $f = 48 \text{ Hz}$, $E = 60 \text{ V}$ で、電機子電流実効値を7.23A(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ぼ完全結合と見なすことができ、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-電圧特性の違い等が考えられる。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、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。

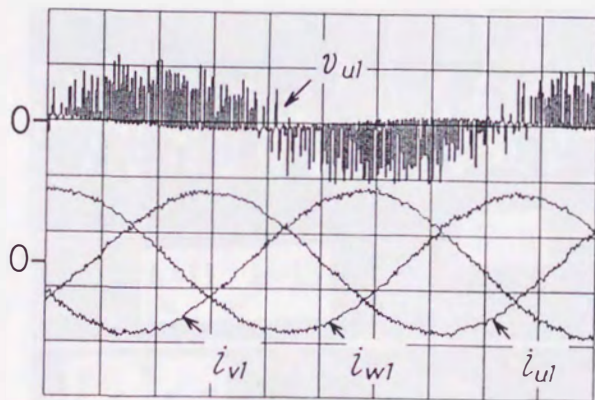
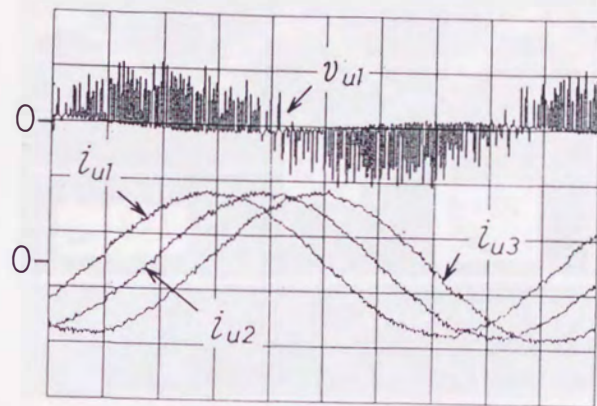


図5.12 低速における電圧電流波形
 (三相三重結線, 正弦波-三角波比較方式)

$$N = 150, \mu = 0.05, f = 3\text{Hz}$$

$$V_{u1} = 1.33\text{V}, I_{u1} = 1.88\text{A}, E = 120\text{V}$$

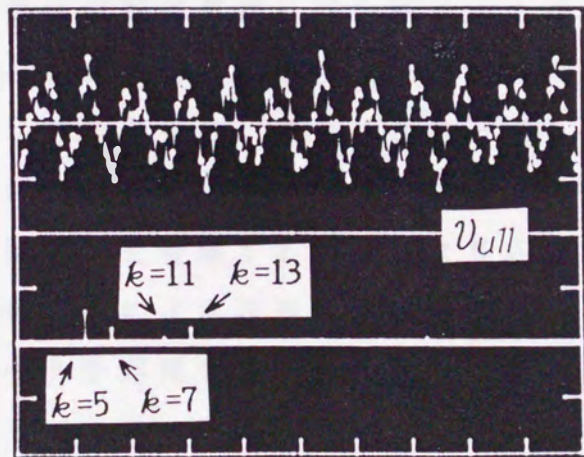
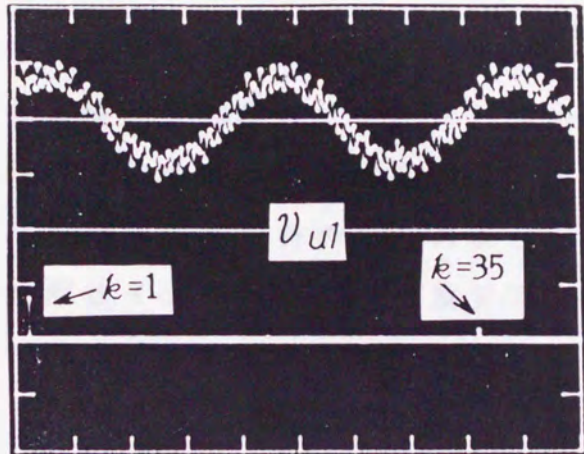


図5.13 全負荷運転における v_{u1} と v_{u11}

の波形と周波数スペクトル

(上：電圧波形，下：スペクトル)

$N = 5, \mu = 0.8, f = 48\text{Hz},$

$V_{u1} = 1.33\text{V}, I_{u1} = 1.88\text{A}, E = 120\text{V}$

第6章 結 論

本論文では、電圧形PWMインバータによる交流電動機の高性能制御について詳細に検討を行った。

第2章では、簡単なブラシレス構造で保守の容易なブラシレス自励形半速および全速同期電動機を、マイクロコンピュータ制御電圧形PWMインバータで駆動し、運転特性の検討ならびに全速同期電動機の低速運転における特性改善のための新しい手法を提案した。始めに、従来の方波インバータと正弦波PWMインバータにより駆動した場合の特性比較を行った。その結果、本電動機は、インバータの出力に含まれる高調波成分を励磁に有効に利用しており、高速および中速運転領域では従来の方波インバータによる駆動の方が良好であることが判明した。ところが、低速運転においては、方波インバータでは回転子界磁巻線に誘導する電圧が小さく十分な界磁電流が得られない。また、電圧波形の制御の刻みが粗くなるので低次のトルクリプルが生じ、速度の変動が激しくなる。

そこで、マイクロコンピュータを用いて、低周波の基本波電圧と高周波の高次調波電圧を合成することにより、基本波電圧による回転磁界に、高調波電圧による高速回転磁界を重畳して制御する電圧形PWMインバータを開発し、上述の電動機の低速域での特性改善を行った。

本システムで得られた特性は以下のようになった。

- (1) 低速運転において、高調波次数を充分高くすれば（基本波周波数5Hzにおいて回転子誘導電圧の周波数を110Hz）、低速運転において速度リプルもほとんどなくスムーズな回転が得られる。また、PWM制御によって、基本波回転磁界はなめらかに回転し、高調波磁界は、回転子電流の高調波成分でほとんど打ち消されるので、磁路の飽和の心配もなく、トルクの脈動も小さい。

- (2) 低速運転においても十分な同期化力が得られる。
- (3) 電動機の界磁電流は高調波変調率 β に比例しており，基本波変調率 α には無関係となる。従って， β によって界磁電流制御が可能である。
- (4) 従来方式と組合せることにより，停止から高速運転まで広範囲の速度領域で，速度制御が可能になる。

第3章では，始めに，電動機電圧の大きさと位相の急変を必要とする速応速度制御に適したインバータ方式として，瞬時値対称座標法による極座標表示に基づく電圧の空間ベクトルをリアルタイムで直接制御するPWMインバータについて検討した。この方式は，インバータの3アームのうち1アームは直流電源の正側または負側に常に接続されるので，従来の正弦波-三角波比較方式に比べ，得られる出力電圧の基本波成分の最大値が大きく，しかも主回路素子のスイッチング回数が約2/3となりスイッチング損失が減少するなどの特長を有する。そして，このPWM方式に適したデッドタイム誤差の補償を行い高精度に電圧を制御可能なPWMインバータを得た。次に，このPWMインバータを用いて，制御電圧源ベクトル制御に，電流制御ループを付加するだけで，抵抗変化の検出および補償制御を行うことなく，良好な補償作用が得られる電流制御ループ付制御電圧源ベクトル制御システムを構成した。そして，制御電流源ベクトル制御(CC)，制御電圧源ベクトル制御(CV)および電流制御ループ付制御電圧源ベクトル制御(CVC)の3方式について特性比較を行い，本方式の有用性を確認した。

本ベクトル制御システムの特長を要約すると

- (1) 極座標表示に基づく制御電圧源ベクトル制御は，制御回路において二相-三相変換が不要となり，物理的意味の把握しやすい簡明な制御回路を構成できる。また，電動機の電圧モデル演算により，制御遅れを生じない電動機電圧を直接制御するので，理論的にはトルクが指令値に対して遅れなく制御できる。

(2) CCは、二次抵抗の変動によって、二次鎖交磁束数および実際トルクが大きく変動する。CVは、二次鎖交磁束数はあまり変動しないが実際トルクの変動は大きい。CVCは、二次鎖交磁束数、実際トルクともに変動が小さく良好な特性となる。また、シミュレーションと実験波形との比較を行い、理論と実験が良く一致することも示した。

第4章では、大容量の電圧形PWMインバータを構成するために、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構成の小容量の三相結合リアクトルを用いて、電動機巻線とインバータとともに三相二重化する方式について述べた。そして、結合リアクトルが最もよく高調波電圧を吸収するPWMの最適パルスパターンを、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で求め、本システムに適用した。

本システムでは

- (1) インバータの大容量化が可能である。
- (2) 通常の三相PWMインバータで搬送波周波数を2倍にするよりも大幅な高調波成分の低減が達成される。
- (3) 変調率 $\mu > 1$ においても良好な出力電圧、電流波形が得られる。
- (4) 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良好な波形が得られる。
- (5) 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12%以下でよい。

という結果が得られ、これにより、インバータの大容量化を可能にするとともに、数Hzの低周波から数百Hzの高周波まで低トルクリプルで電動機の電磁騒音の少ない運転が達成された。

第5章では、第4章と同様の原理に基づいて、インバータシステムを更に大容量化した九相PWMインバータシステムについて述べた。これは、九相結合リアクトルを用いて、PWMインバータと電

動機の両者を三相三重化する方式であり、最適パルスパターンのPWMを適用することにより、六相PWMインバータよりも更にひずみの少ない出力波形が得られた。このシステムでは、20%程度以下の結合リアクトル容量が必要であり、六相PWMインバータシステムよりもわずかに増加するが、更に大容量で低周波から高周波までトルクリプルと電磁騒音の一層小さい電動機駆動が達成された。

以上のように、電圧形インバータを用いて種々のPWM手法を適用することにより、交流電動機の高性能制御が可能となった。

謝 辞

本論文は、筆者が九州大学大学院工学研究科（昭和58年4月～昭和60年3月）および山口大学工学部（昭和60年4月～平成3年10月）において行った研究成果をまとめたものであり、九州大学工学部野中作太郎教授には、昭和58年4月修士課程入学以来、今日まで終始懇切なる御指導、御鞭撻を賜わった。ここに、謹んで深く感謝の意を表します。

また、山口大学工学部松本久男教授には、昭和60年以来、適切なる御指導と御鞭撻を賜わった。謹んで感謝の意を表します。

本論文を作成するにあたり有益な御助言、御討論を頂いた九州大学工学部長田正教授、西哲生教授、二宮保教授に厚く御礼申し上げます。

本研究遂行にあたり、九州大学吉田欣二郎教授、袈裟丸勝巳助教授、藤井信男助教授、久留米高専藤井邦夫助教授、河口武実助教授、鹿児島大学篠原勝次助教授、新居浜高専稲見和生助教授、徳島大学鎌野琢也助教授、福岡大学根葉保彦助教授には有益な御助言、御討論を頂いた。九州大学光安誼生技官及び本田利雄（元技官）には、実験装置の製作、写真撮影などで御支援を頂いた。また、山口大学泉照之助教授及び池田隆技官には、実験などにおいて御協力を頂いた。

更に、九州大学大学院修士課程修了生劉瑞泉氏、工藤一司氏には、駆動システムの開発に御協力頂いた。山口大学大学院修士課程修了生下澤正行氏、高瀬隆一氏、正木良明氏、井上裕之氏、鳥越建次氏、森能隆氏、斉藤元伸氏、立畑哲也氏には、修士論文研究として御協力頂いた。

最後に、実験装置の製作などに御援助頂いた富士電機総合研究所（株）関係者各位に厚く感謝の意を表します。

文 献

- (1) 野中：「パワーエレクトロニクスの回顧と展望-総論」
昭和62年電気学会全大 S.8-1
- (2) W.McMurray & D.P.Shattuck:"A Silicon-Controlled Rectifier Inverter with Improved Commutation"
IEEE Trans. Commun. and Electronics, 57, 531(1961)
- (3) W.McMurray:"SCR Inverter Commutated by an Auxiliary Impulse" IEEE Trans. Commun. and Electronics, 83, 824 (1964)
- (4) 野中・岡田：「新転流方式による三相SCRインバータ」
電学誌 86, 1150(1966)
- (5) D.A.Bradley, D.Clarke, R.M.Davis & D.A.Jones:
"Adjustable-Frequency Inverter and their Application to Variable-Speed Drives" Proc. Inst. Elect. Engrs., 111, 1833(1964)
- (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」 第6章 (昭62)電気学会
- (7) 村井・細野・常広：「PWMインバータで駆動される誘導電動機の安定性について」 電学論B 105, 467(昭60-5)
- (8) Y.Murai T.Watanabe & H.Iwasaki:"Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverter with Switching Lag-Times" Conf. Record of 1985 IEEE IAS Annu. Meet., 436 (1985)
- (9) 杉本・玉井：「モデル規範適応システムを適用した誘導電動機の二次抵抗同定法とその特性」
電学論B 106, 97(昭61-2)
- (10) 酒井・武藤・植田・千葉・小林：「誘導機トルク制御の一方形式」 昭和61年電気学会全大 No.672
- (11) 原島・在原・辺・加登・篠原：「制御電圧源で駆動される誘

導機の一次抵抗および二次抵抗変動の補償」

昭和61年電気学会全大 No.690

- (12) 寺嶋・野村・足利・須田・中村：「制御電流源ベクトル制御と制御電圧源ベクトル制御の実用面からみた性能比較」
電学論D 107,183(昭62-2)
- (13) 柳・小貫・平山・関根：「可変速誘導機系の最適化および二次抵抗変化による制御性能低下の補償法」
電学論D 107,207(昭62-2)
- (14) 久米・沢・吉田・沢村：「ベクトル制御される誘導電動機における二次抵抗の温度補償」
昭和62年電気学会全大 No.644
- (15) 橋井・大沢：「電圧形PWMインバータによる誘導機の高精度トルク制御」
昭和62年電気学会産業応用部門全大 No.105
- (16) 多田隈・田中・内藤・三浦：「FF/FB制御を用いた誘導機のベクトル制御方式」
昭和63年電気学会全大 No.1492
- (17) 山田・松井：「電圧形インバータによる誘導機のトルク制御法における二次抵抗変動の影響とその補正法」
昭和63年電気学会全大 No.1529
- (18) 野中：電気機器(I) p.267,p.299 (1973)森北出版
- (19) 野中：「自励型三相同期電動機の一方式」
昭33電気関係学会関西支連大 No.84
- (20) 野中・岡田・田中：「インバータ駆動ブラシなし自励形三相同期電動機」 九大工学集報 38,4,368(昭41-2)
- (21) B.J.Chalmers, R.M.Magureanu & J.H.Hindmarsh:"General Principle for Brushless Synchronous Machines and its Application in an Inverter-Fed Drive" Proc.IEE 199, No.11,1641(1972)
- (22) 野中・藤井・川口：「トランジスタインバータ駆動ブラシレ

- ス自励形三相同期電動機」 九大工学集報 54,543(昭56-10)
- (23) 野中・鎌野・森：「電圧形GTOインバータ駆動ブラシレス自励形三相同期電動機」 九大工学集報 56,189(昭58-6)
- (24) 野中・藤井：「電圧形インバータ駆動ブラシレス自励形三相同期電動機」 電学論B 103,515(昭58-8)
- (25) 野中・藤井・川口：「トランジスタインバータ駆動ブラシレス突極自励形三相同期電動機の運転特性」 電学論B 104,281(昭59-5)
- (26) 野中・藤井・鎌野：「ブラシレス自励形無整流子電動機」 回転機研資 RM-82-15(昭57-2)
- (27) S.Nonaka & K.Fujii:"Performance Characteristics of Brushless Self-Excited Commutatorless Motor" Proc. of IPEC-Tokyo,2,948 (1983)
- (28) 野中・藤井・川口：「ブラシレス自励形無整流子電動機」 電学論B 105,555(昭60-6)
- (29) 野中・川口：「円筒形回転子ブラシレス自励形無整流子電動機の定常特性解析と可変速制御」 電学論D 108,314(昭63-3)
- (30) 野中・川口：「マイクロコンピュータ制御によるブラシレス自励形無整流子電動機」 電学論D 108,685(昭63-7)
- (31) C.Schenfer:"Der Synchron-Induktionsmotor mit Erregung im Stator" Elektrotechnik und Maschinenbau,44,19,345 (1926)
- (32) R.L.Russell & K.H.Norsworthy:"A Stator-Fed Half-Speed Synchronous Motor" Proc. IEE 104,A,77(1957)
- (33) 野中・小山：「サイリスタインバータによる自励形半速同期電動機の運転」 電学論B 92,175(昭47-2)
- (34) 野中：「電圧形インバータによるブラシレス半速同期電動機の運転特性」 第32回パワーエレクトロニクス研資(昭53-12)
- (35) 野中・藤井・松本・鎌野：「ブラシレス自励形半速同期電動機の静止磁界重畳方式と運転特性」 九大工学集報 54,535

(昭56-10)

- (36) 野中・藤井・松本：「電圧形インバータ駆動ブラシレス自励形半速同期電動機の特性解析と運転特性」 電学論B 102, 297(昭57-5)
- (37) 野中・藤井・川口：「ブラシレス突極自励形半速同期電動機の特性」 電学論B 104, 841(昭59-12)
- (38) 野中・高見・劉：「高調波重畳方式PWMインバータによるブラシレス自励形同期電動機の低速運転について」 昭和60年電気学会全大 No.615
- (39) 野中・高見・劉・工藤：「高調波重畳方式PWMインバータ駆動ブラシレス自励形三相同期電動機の近似解析」 昭60電気関係学会九州支連大 No.1010
- (40) 野中・高見・劉・工藤：「高調波重畳方式PWMインバータ駆動ブラシレス自励形三相同期電動機の低速領域における運転特性」 昭60電気関係学会九州支連大 No.1011
- (41) 野中・高見・劉・工藤：「高調波重畳方式PWMインバータによるブラシレス自励形三相同期電動機の可変速運転について」 昭60電気関係学会九州支連大 No.1012
- (42) 野中・高見・劉：「マイコン制御GTOインバータによるブラシレス自励形半速および全速同期電動機の運転特性」 九大工学集報 58, 3, 233(昭60-6)
- (43) S.Nonaka & H.Takami: "Low Speed Drive of PWM-VSI Fed Brushless Self-Excited Synchronous Motor" Conf. Record of 1985 IEEE IAS Annu. Meet., 726 (1985)
- (44) S.Nonaka & H.Takami: "Low Speed Drive of PWM-VSI Fed Brushless Self-Excited Synchronous Motor" IEEE Trans. Ind. Appl., IA-22, 847 (1986)
- (45) 野中・高見・川口・工藤・佐々木：「高調波重畳方式PWMインバータ駆動ブラシレス自励形三相同期電動機の正転，停止，逆転動作について」

- 昭61電気関係学会九州支連大 No.560
- (46) 野中・高見・川口・工藤・佐々木：「高調波重畳励磁方式ブラシレス同期電動機の可変速運転の安定化について」
昭61電気関係学会九州支連大 No.561
- (47) 野中・高見・劉・工藤：「高調波重畳方式P W Mインバータ駆動ブラシレス自励形三相同期電動機のシステムと近似解析」
昭和61年電気学会全大 No.650
- (48) 野中・高見・工藤・佐々木：「高調波重畳方式P W Mインバータ駆動ブラシレス自励形同期電動機の空間ベクトル図」
昭61電気関係学会九州支連大 No.562
- (49) Mosad M.EL Missiry: "Excitation Control of a Brushless Synchronous Motor" IEEE Trans. Ind. Appl., IA-20, 1285 (1984)
- (50) 難波江：「ベクトル制御の最近の動向 1. 総論」
平成元年電気学会全大 S.8-1
- (51) 松本・高見・古城・池田：「交流電動機の極座標電圧ベクトルの高速制御用電圧形P W Mインバータ」
昭60電気四学会中国支連大 No.010520
- (52) 松本・高見・清水・池田：「極座標電圧ベクトル制御P W Mインバータ駆動誘導機ベクトル制御」
昭和61年電気学会全大 No.667
- (53) 松本・高見・池田：「極座標空間ベクトル制御P W Mインバータ その1 最適パルスパターン」
昭61電気四学会中国支連大 No.040508
- (54) 松本・高見・池田：「極座標空間ベクトル制御P W Mインバータ その2 デッドタイム補償」
昭61電気四学会中国支連大 No.040509
- (55) 松本・高見・池田：「極座標空間ベクトル制御P W Mインバータ その3 I Mのベクトル制御」
昭61電気四学会中国支連大 No.040510

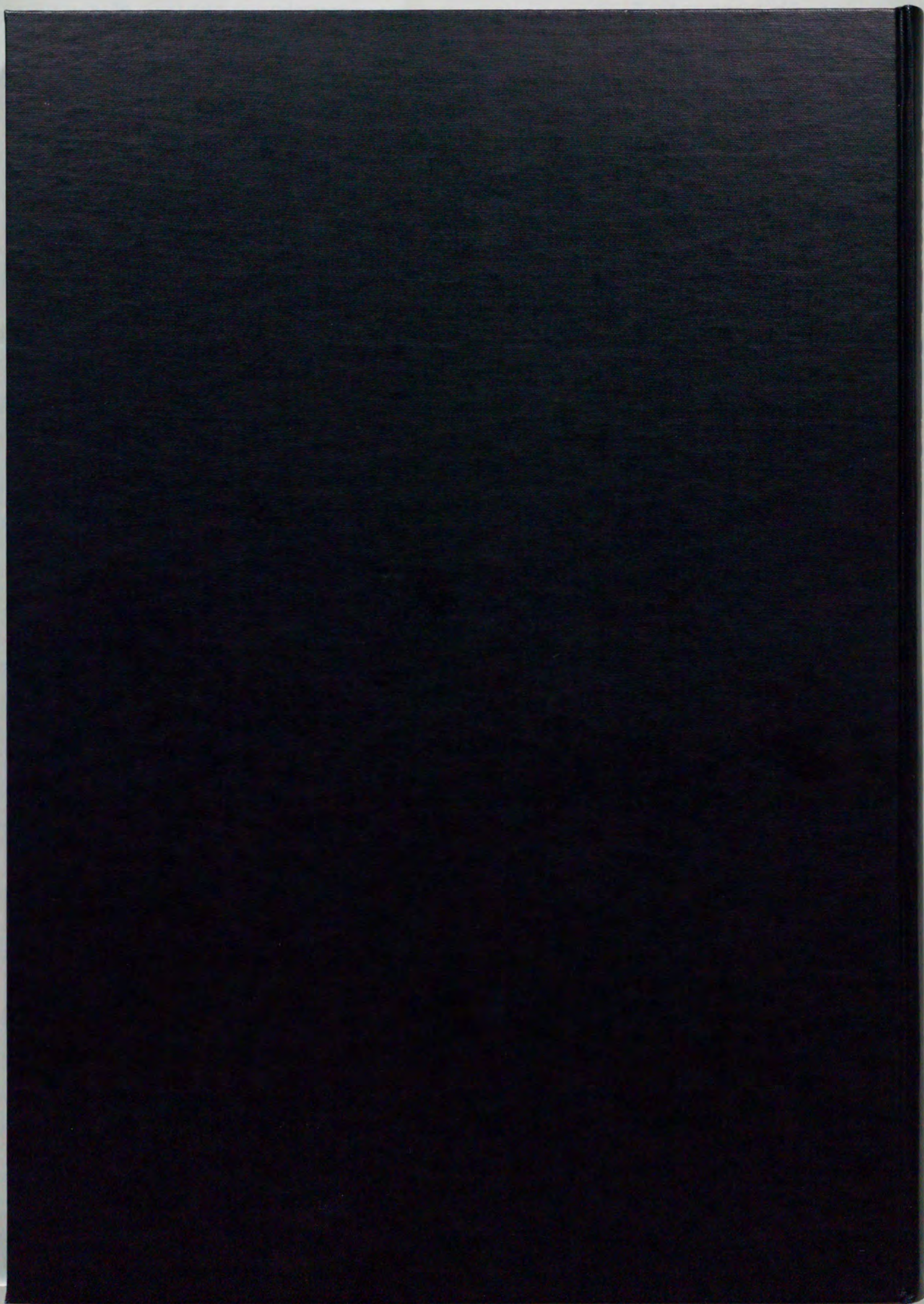
- (56) 松本・高見：「極座標電圧空間ベクトル制御用P W Mインバータ」 電学論B 106,928(昭61-10)
- (57) 松本・高見・清水・池田：「交流電動機の極座標空間ベクトル制御に適した新方式電圧形P W Mインバータ」
山口大学工学部研究報告 37,1,121(昭61-10)
- (58) 松本・高見・池田：「交流機の極座標電圧空間ベクトル制御P W Mインバータのシステム構成について」
昭和62年電気学会全大 No.605
- (59) 松本・高見・池田：「極座標電圧空間ベクトル制御P W Mインバータによる誘導機の駆動」
昭和62年電気学会全大 No.606
- (60) 松本・高見・下澤：「極座標電圧空間ベクトル制御P W Mインバータの出力電圧誤差の実測補正について」
昭62電気四学会中国支連大 No.010509
- (61) 松本・高見・高瀬：「極座標電圧モデルに基づくベクトル制御のシミュレーション（電流マイナーループ有，無）」
第79回パワーエレクトロニクス研資(昭63-8)
- (62) 松本・高見・森：「極座標電圧モデルに基づくベクトル制御のシミュレーション その1 - 静特性」
昭63電気関係学会中国支連大 No.010502
- (63) 松本・高見・池田：「極座標電圧モデルに基づくベクトル制御のシミュレーション その2. 動特性」
昭63電気関係学会中国支連大 No.010503
- (64) 松本・高見・高瀬：「抵抗変化を自動補償する電流制御ループ付制御電圧源ベクトル制御」
電気学会半導体電力変換研資 SPC-89-7(平元-1)
- (65) 松本・高見・高瀬：「電流制御ループ有りと無しの電圧モデル演算による誘導電動機のベクトル制御の解析」
山口大学工学部研究報告 39,2,449(平元-3)
- (66) 松本・高見・高瀬・森・柳瀬：「電流制御ループ付の電圧モ

- デル演算による誘導電動機のベクトル制御」
平成元年電気学会全大 No.1658
- (67) 松本・高見・森・立畑・柳瀬：「電流制御ループ付の誘導電動機の制御電圧源ベクトル制御における電圧制御誤差の影響」
平元電気関係学会中国支連大 No.020505
- (68) H.Matsumoto & H.Takami:"Vector Control Scheme for an Induction Motor Controlled by a Voltage Model Operation with Current Control Loop" Conf. Record of 1989 IEEE IAS Annu. Meet.,368 (1989)
- (69) S.Kamiya, M.Hashii, T.Uemura & T.Toda:"Fully Digital Vector-Controlled GTO PWM Inverter for Induction Motor Drives" Proc. of IPEC-Tokyo,54 (1990)
- (70) 神谷・橋井・上原：「プラント用GTO PWMインバータ装置」 平成3年電気学会全大 No.575
- (71) 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)
- (72) 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)
- (73) 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)
- (74) 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)
- (75) H.S.Patel & R.G.Hoft:"Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters : Part II - Voltage Control Techniques"
IEEE Trans. Ind. Appl.,IA-10,666(1974)
- (76) 野中：「自励形単相同期電動機」 電学誌 78,1430(昭33-11)
- (77) 野中：「自励型三相同期電動機」
特許 第272321号 (特公 昭35-11263)

- (78) Görge H.: "Über Drehstrommotoren mit vermindert
Tourenzahl" Elektrotech. Z., 17, 517 (1896)
- (79) Bimal K. Bose & Hunt A. Sutherland: "A High-Performance
Pulsewidth Modulator for an Inverter-Fed Drive System
Using a Microcomputer"
IEEE Trans. Ind. Appl., IA-19, 235 (1984)
- (80) 野中・高見・劉: 「マイコン制御PWMインバータによるブ
ラシレス半速同期電動機の駆動」
昭59電気関係学会九州支連大 No.449
- (81) 野中・高見・劉: 「マイコン制御PWMインバータによるブ
ラシレス三相同期電動機の運転特性について」
昭59電気関係学会九州支連大 No.450
- (82) 野中・高見・劉: 「電圧形GTOインバータによるブラシレ
ス自励形半速および全速同期電動機の駆動」
昭和60年電気学会全大 No.804
- (83) 加藤編: 「制御工学の実際」 第3章 (1976) 昭晃堂
- (84) 松本・高見・高瀬: 「極座標電圧空間ベクトル制御用PWM
インバータ駆動三相誘導電動機のシミュレーション」
昭63電気関係学会中国支連大 No.010501
- (85) 松本・高見・森・立畑: 「誘導電動機の電流制御ループ付電
圧モデル演算によるベクトル制御の電圧誤差の影響」
平成2年電気学会全大 No.585
- (86) 高見・立畑・松本: 「誘導電動機の電圧, 電流制御ループ付
制御電圧源ベクトル制御」
平2電気関係学会中国支連大 No.020511
- (87) 松本・高見・高瀬: 「電流だけの検出による無定位演算制御
方式誘導電動機のベクトル制御」
昭62電気四学会中国支連大 No.010506
- (88) 松本・高見・高瀬・下澤: 「電流だけの検出による誘導電動
機の速度センサレス極座標電圧空間ベクトル制御」

- 昭和63年電気学会全大 No.1524
- (89) 松本・高見・高瀬・森：「電流制御ループ付の電圧モデル演算による誘導電動機の速度センサレスベクトル制御」
平成元年電気学会全大 No.1640
- (90) 高見・立畑・松本：「誘導電動機の電圧制御ループ付速度センサレスベクトル制御」
平成3年電気学会全大 No.585
- (91) 高見・松本・池田・高橋：「誘導電動機の電圧制御ループ付速度センサレスベクトル制御の高精度特性測定結果」
平3電気・情報関連学会中国支連大 No.030508
- (92) 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)
- (93) 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プルの低減策」
電気学会半導体電力変換研資 SPC-86-7(昭61-2)
- (94) 松本・高見・正木：「三相二重巻線交流電動機駆動用電圧形六相PWMインバータの高調波消去について」
昭62電気四学会中国支連大 No.010507
- (95) 松本・高見・正木・池田：「三相二重巻線交流電動機駆動用電圧形三相二重PWMインバータ」
昭和63年電気学会全大 No.1487
- (96) 松本・高見・正木・井上：「三相二重巻線交流電動機駆動用PWMインバータのパルスパターン」
昭63電気関係学会中国支連大 No.010505
- (97) 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」
平成元年電気学会全大 No.1666
- (98) 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)

- (99) 松本・高見・井上・池田・柳瀬：「三相二重巻線電動機用 P W M インバータの最適パルスパターンについて」
平元電気関係学会中国支連大 No.020507
- (100) 松本・高見・井上：「三相二重 P W M インバータの低速域における非同期変調方式について」
平成2年電気学会全大 No.536
- (101) 松本・高見：「三相二重巻線交流電動機用電圧形六相 P W M インバータの最適パルスパターン」
電学論D 110,966(平2-9)
- (102) 松本・高見・清水：「結合リアクトルと特定高調波消去 P W M による正弦波九相 V V V F インバータ」
昭61電気四学会中国支連大 No.040514
- (103) 松本・高見・清水：「特定高調波消去 P W M 方式三相三重正弦波 V V V F インバータ」 昭和62年電気学会全大 No.607
- (104) 松本・高見・清水：「三相多重巻線交流電動機駆動用電圧形多相 P W M インバータ」
昭和62年電気学会産業応用部門全大 No.95
- (105) 高見・松本・池田：「三相三重巻線 A C 電動機駆動用九相 P W M インバータの最適パルスパターン」
平2電気関係学会中国支連大 No.020510
- (106) 高見・松本：「三相三重巻線誘導電動機駆動用九相 P W M インバータの最適パルスパターン」
平成3年電気学会全大 No.602



inches 1 2 3 4 5 6 7 8
cm 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19

Kodak Color Control Patches

© Kodak, 2007 TM: Kodak



Kodak Gray Scale



© Kodak, 2007 TM: Kodak

A 1 2 3 4 5 6 **M** 8 9 10 11 12 13 14 15 **B** 17 18 19

