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３章　極座標空間ベクトル制御用電圧形ＰＷＭインバータによる誘導電動機のベクトル制御

本章では，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述べる。次に，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について検討を行う。

３．１　極座標空間ベクトル制御用電圧形ＰＷＭインバータ

＜３．１．１＞　ＰＷＭインバータの原理

図3.1にＰＷＭインバータの主回路，図3.2にこれによる電動機の相電圧の空間ベクトルを示す。ここで，Eは直流電源の電圧，G1～G6はＧＴＯサイリスタ(以下ＧＴＯと略す)，v_a, v_b, v_c は直流電源の仮想中性点Ｏから見たインバータの出力端子の電圧，i_a, i_b, i_cは電動機の相電流，v_{an}, v_{bn}, v_{cn}は電動機の相電圧を表す。

図3.2の空間ベクトル$\dot{V}$は次式のように与えられる。

$$\dot{V} = (1/\sqrt{3})(v_{an} + \dot{\alpha} v_{bn} + \dot{\alpha}^2 v_{cn})$$
$$= (1/\sqrt{3})(v_a + \dot{\alpha} v_b + \dot{\alpha}^2 v_c) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (3.1)$$

ここで，$\dot{\alpha} = \exp(j2\pi/3)$である。

例えば，図3.1のG1,G2,G6がオン，すなわち$v_a = E/2$，$v_b, v_c = -E/2$のとき図3.2の空間ベクトルは大きさが$E/\sqrt{3}$のA^+ベクトルとなる。また，G1,G2,G3がオン，すなわち$v_a, v_b = E/2$，$v_c = -E/2$のときC^-ベクトルとなる。$v_a, v_b, v_c = E/2$のときは零ベクトル(51)となる。空間ベクトル$\dot{V}$はこれら3つのベクトルを適当な時間比率で合成することにより実現することができる(52)。

ここで，ベクトル$\dot{V}$のモードをその方向に応じてⅠからⅥまでの

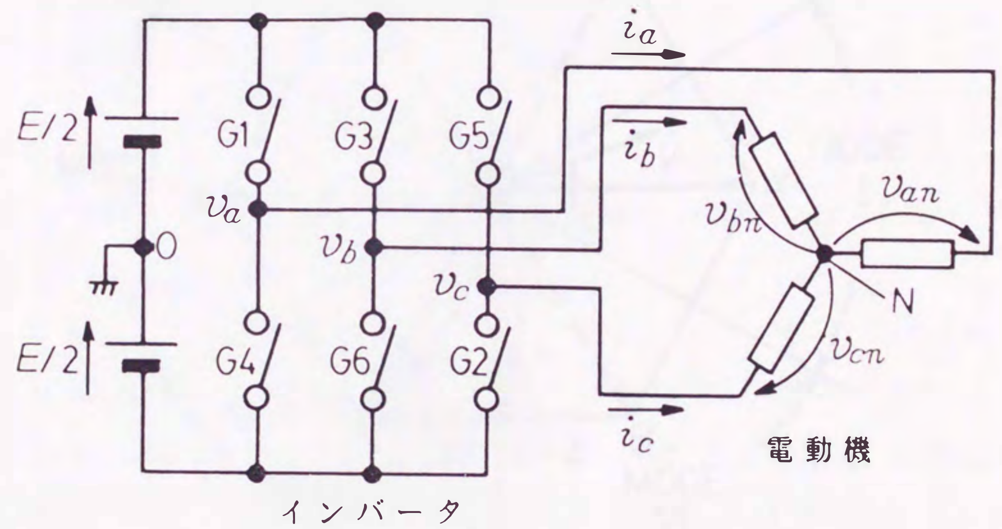


図3.1　極座標空間ベクトル制御用ＰＷＭインバータの主回路

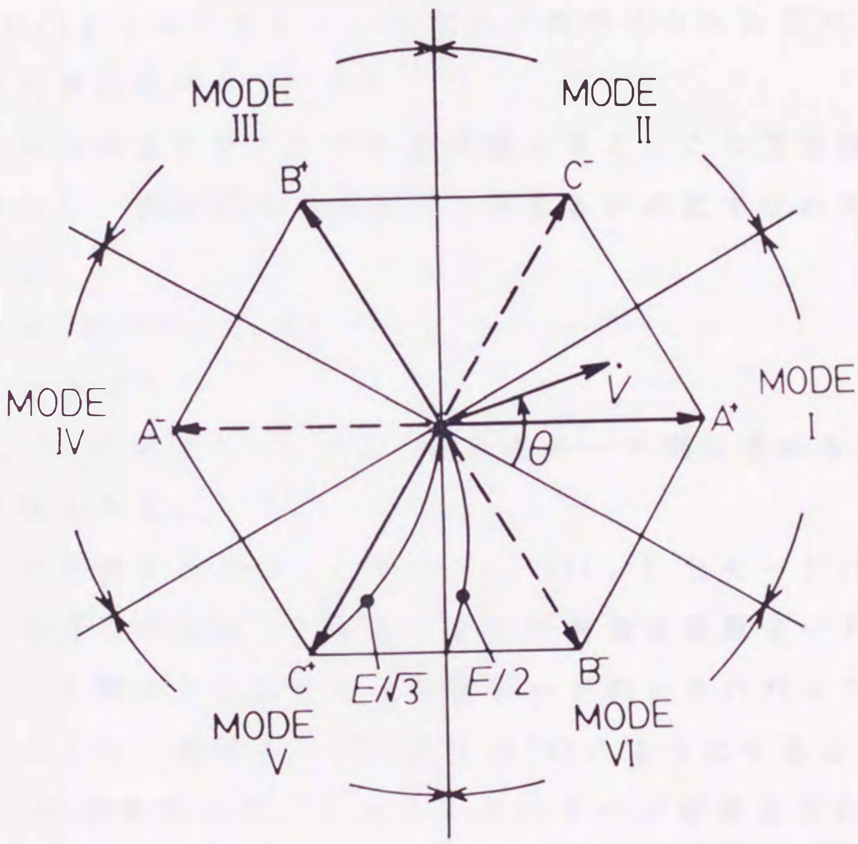


図3.2　極座標空間ベクトル制御用ＰＷＭ
インバータの空間ベクトル図

6つの領域に分け，モードIではG1，モードIIではG2を常にオンとし，残りの2アームのGTOでPWM変調を行う。すると，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ているので，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が大きく，しかもGTO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。なお，ベクトル$\dot{V}$の大きさVが $E/2$より小であれば，任意の方向のベクトルを実現できる（図3.2の内接円内のベクトル）。

各モードの始まりをそれぞれ基準軸と考え，この基準軸と$\dot{V}$のなす角をθとし，内接円の半径$E/2$に対するVの比すなわち変調率をμとすると

$$\dot{V} = \mu(E/2)\exp(j\theta) \quad \cdots\cdots (3.2)$$

と表すことができる。

(3.1)，(3.2)式よりv_a, v_b, v_cを各モード別に求めると表3.1に示す解が得られる。

表3.1 からわかるように，モードI，III，V とモードII，IV，VIでは電圧の符号が反転している。そこで前者を奇数モード，後者を偶数モードと呼ぶことにする。奇数モードのときのパルス形状は図3.3(a)のように，偶数モードのときは(b)のようにすると，$\mu\lambda_1$および$\mu\lambda_2$の演算のみでスイッチングパターンが決定されことになり，PWM制御演算は非常に簡単になる。なお，TはPWMインバータの繰り返し時間である。

<3.1.2> デッドタイム補償

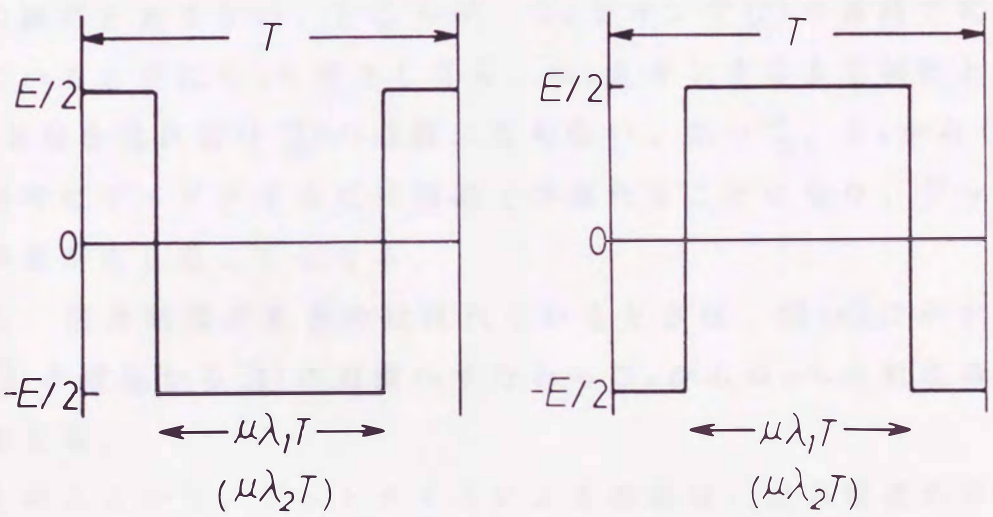
電圧形PWMインバータでは，アーム電圧を$E/2$から$-E/2$または$-E/2$から$E/2$へ切換える際，主回路素子のターンオフタイムを考慮して数十μs程度のデッドタイムを設ける必要がある。デッドタイムは極く短いものであるが，高調波のPWMを行う場合，これを補償しないとインバータの出力電圧波形にひずみが生じて高周波PWMの効果がなくなる。誘導電動機の駆動において，デッドタイ

表3.1　相電圧演算の選択表

モード	I	II	III	IV	V	VI
v_a	$E/2$	$-f_1(\mu,\theta)$	$f_2(\mu,\theta)$	$-E/2$	$f_1(\mu,\theta)$	$-f_2(\mu,\theta)$
v_b	$f_1(\mu,\theta)$	$-f_2(\mu,\theta)$	$E/2$	$-f_1(\mu,\theta)$	$f_2(\mu,\theta)$	$-E/2$
v_c	$f_2(\mu,\theta)$	$-E/2$	$f_1(\mu,\theta)$	$-f_2(\mu,\theta)$	$E/2$	$-f_1(\mu,\theta)$

$f_1(\mu,\theta)=E/2-\mu\lambda_1 E,\ \lambda_1=\cos\theta$

$f_2(\mu,\theta)=E/2-\mu\lambda_2 E,\ \lambda_2=\sin(\theta+\pi/6)$



(a) 奇数モード　　　(b) 偶数モード

図3.3　スイッチングパターン

ムが制御系の安定性に与える影響の理論的解析[7]がなされ，これによるPWM波形のひずみを改善する方法[8]も提案されている。

本節では本PWM方式に適したデッドタイムの補償法について述べる。

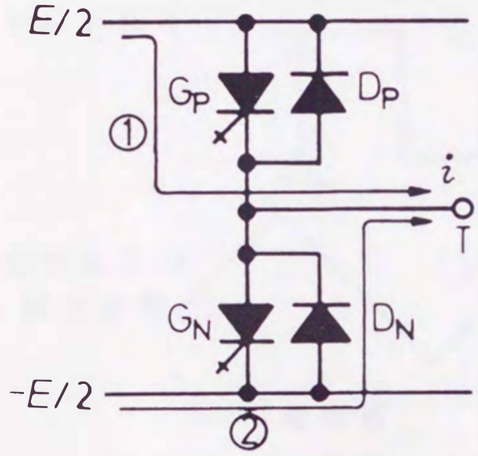
PWMの周期($T=512\mu s$)は非常に短いので，インバータの出力電流の方向はPWM区間内では変化しないものとする。

図3.4(a)に示すように，G_Pがオンで出力電流が正方向に①の通路で流れているとき，G_PをオフするとG_Nをオンしなくても電流は②の通路を通って流れる。従って，端子Tの電圧はG_Pをオフすると同時に$E/2$から$-E/2$へ切換り，デッドタイムが存在しても出力電圧に誤差を含まない。ところが，G_Nがオンで②の通路で電流が流れているときにG_Nをオフしても，G_Pをオンするまで依然として②の通路を流れ続け①の通路にならない。従って，G_NからG_Pへの転流時にデッドタイムだけ切換えが遅れることになり，デッドタイム誤差が生じることになる。

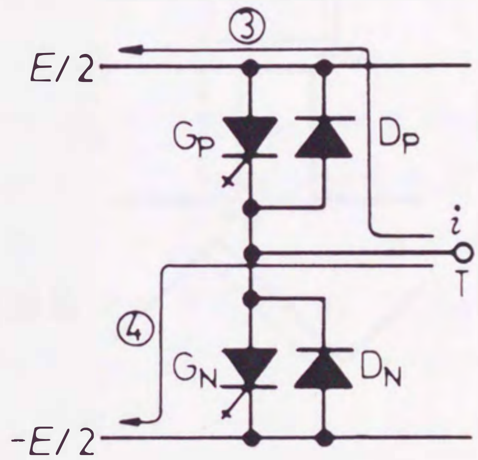
また，出力電流が負方向に流れているときは，図(b)に示すように，③の通路から④の通路へすなわちG_PからG_Nへの転流時に誤差が生じる。

以上のことから，デットタイムによる誤差は，出力電流の方向によって決定されることがわかる。また，この誤差は累積してインバータの出力電圧波形をひずませることになる。

本節で提案するPWMインバータは，図3.3に示したように奇数モードと偶数モードでPWMパルスが反転するので，これを考慮に入れて補償回路を設計する。例えば，奇数モードで出力電流が正のとき，補償回路がない場合図3.5(a)の破線で示される理想的波形に対し実際の波形は実線となるので，(b)に示すように$\mu\lambda_1(\mu\lambda_2)$のパルスをデッドタイム$t_d$だけ減算して補償し $\mu\lambda_1'(\mu\lambda_2')$とすれば，各PWM区間の終りに出力電圧の誤差が生じないので，これを補償することができる。また偶数モードのときは，PWMパルスが反転するので$\mu\lambda_1(\mu\lambda_2)$に加算して補償すればよい。



(a) $i>0$のとき



(b) $i<0$のとき

図3.4　デッドタイム誤差の説明図

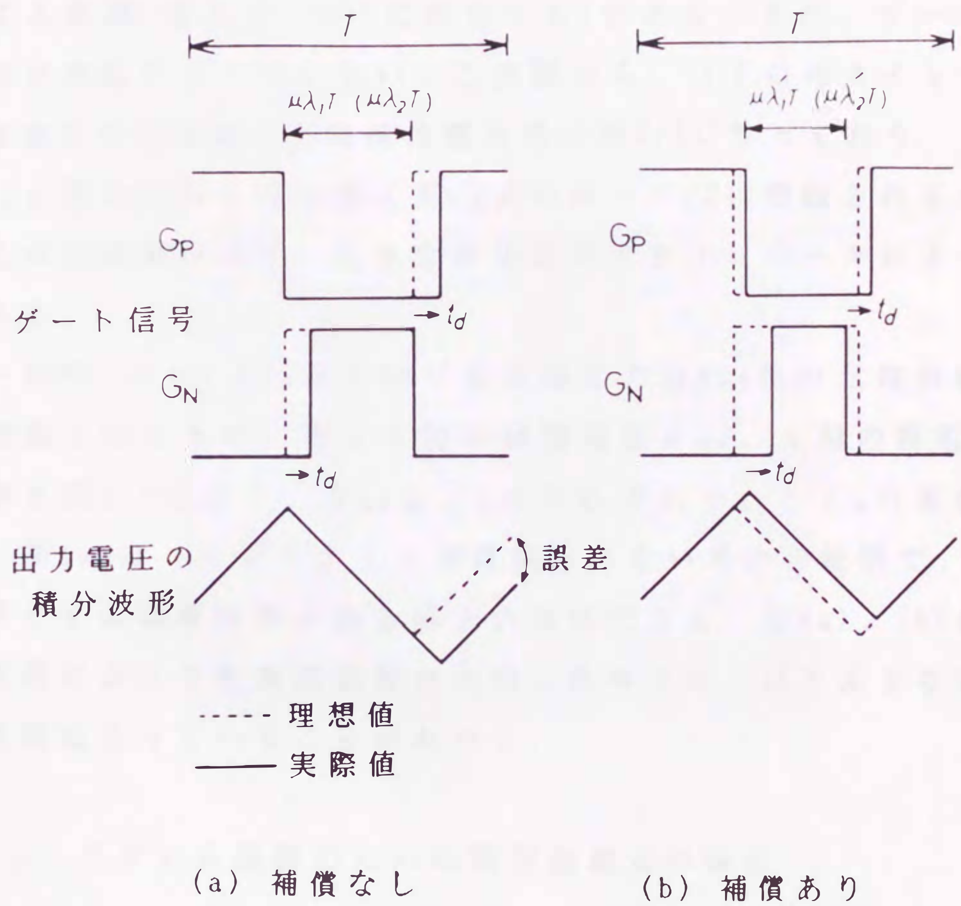


図3.5 デッドタイム補償の原理

<3.1.3> 実験による検討

実験において，PWMの繰り返し時間$T=512\mu s$とし，デッドタイムを$34\mu s$に設定している。

図3.6は基本波周波数$f=30$Hz，変調率$\mu=0.6$のときの，各相のP側のゲート信号である。このゲート信号には連続的にオンまたはオフする期間(電気角で60°に相当する)がある。また，ゲート信号自身は正弦波になっていない。この図から，GTOのスイッチング回数は従来の正弦波－三角波比較方式の約2/3になっており，また，a，b，c相のうち1相は常に$E/2$または$-E/2$に接続されるので直流電圧の利用率が良く，大きな基本波成分をインバータによって出力できる。

$f=30$Hz，$\mu=0.93$，$E=60$Vで定格出力2kW，4極の三相誘導電動機を駆動したときのa相とb相の線間電圧e_{ab}，a相の相電流i_aの波形を図3.7に示す。E_{ab}とI_aはそれぞれe_{ab}とi_aの実効値を表す。図(a)は，デッドタイム補償回路のない場合の波形で，(b)はデッドタイム補償回路のある場合の波形である。図(a)，(b)から，補償回路によって相電流波形が大幅に改善され，ほとんどなめらかな正弦波になっていることがわかる。

3.2 ベクトル制御のための制御基礎式の導出

三相誘導電動機の解析に，絶対変換の瞬時値対称座標法を適用すると，極座標形式の次の基礎方程式が得られる(基礎方程式の導出は，3.7節の付録を参照)。

$$\dot{V}_{s1}=(r_s+lp)\dot{I}_{s1}+(M/L_r)p\psi_{r1} \quad \cdots\cdots (3.3)$$

$$\mathbf{0}=(p-\dot{a}_r)\psi_{r1}-(M/L_r)r_r\dot{I}_{s1} \quad \cdots\cdots (3.4)$$

但し，$l=L_s-L_o$，$L_o=M^2/L_r$，$\dot{a}_r=-r_r/L_r+j\omega_r$であり，

$$\psi_{r1}=M\dot{I}_{s1}+L_r\dot{I}_{r1}' \quad \cdots\cdots (3.5)$$

ここで，添字$_s$は固定子系量，添字$_r$は回転子系量を意味し，これらの式の各記号は次に示す通りである。

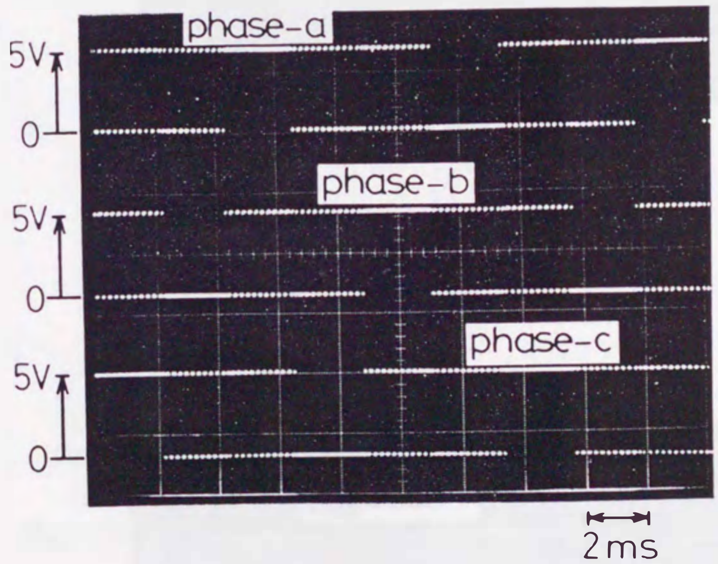
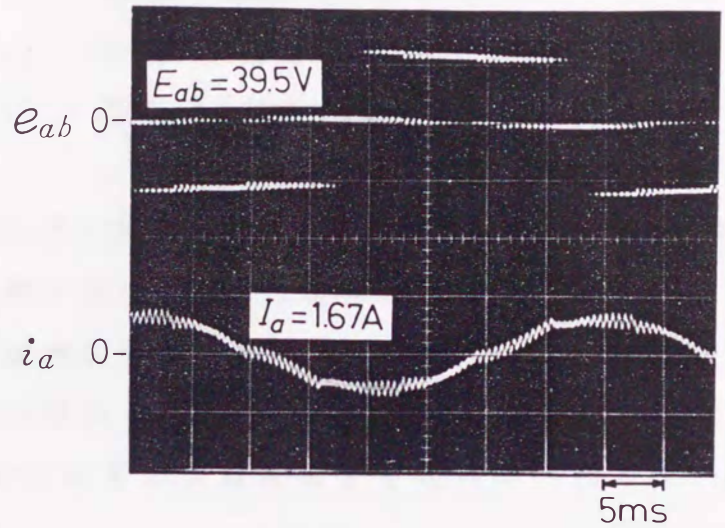
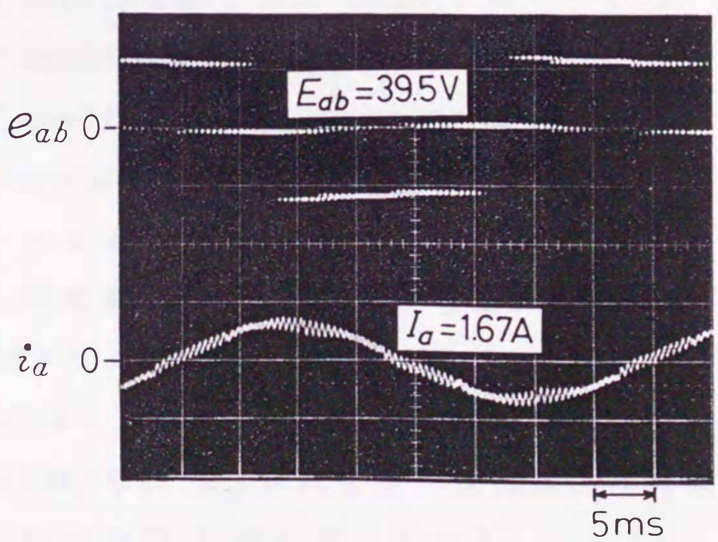


図3.6　P側GTOのゲート信号



(a) デッドタイム補償なし



(a) デッドタイム補償あり

図3.7　極座標空間ベクトル制御用ＰＷＭ
インバータの電圧電流波形

$\dot{V}_{s1}$, $\dot{I}_{s1}$ ： 固定子相電圧と相電流の空間ベクトル

$\dot{\psi}_{r1}$, $\dot{I}_{r1}'$： 固定子座標系で表した回転子鎖交磁束と回転子電流の空間ベクトル

r_s, r_r ： 固定子1相と回転子1相の巻線抵抗

L_s, L_r ： 固定子1相と回転子1相の自己インダクタンス（三相定数）

M ： 固定子1相と回転子1相の相互インダクタンス（三相定数）

l ： 固定子側から見た1相分の等価漏れインダクタンス

ω_r： 電気角に換算した回転子角速度

p ： 微分演算子

なお，以下において，周波数に f を用いて，例えば $f_r=\omega_r/2\pi$ のように表す。

本章で検討するベクトル制御は回転子鎖交磁束を一定に保つ制御であり，このときの $\dot{\psi}_{r1}$，$\dot{V}_{s1}$，$\dot{I}_{s1}$を，固定子 a 相巻線軸を実軸にとって，次のように表す。

$$\dot{\psi}_{r1}=\Psi_0\exp(j\theta_\psi),\quad \Psi_0=\mathrm{const.} \qquad (3.6)$$

$$\left.\begin{aligned}\dot{V}_{s1}&=V\exp\{j(\theta_\psi+\phi)\}\\ \dot{I}_{s1}&=I\exp\{j(\theta_\psi+\delta)\}\end{aligned}\right\} \qquad (3.7)$$

ここで，$p\theta_\psi=\omega_\psi$，$\theta=\theta_\psi+\phi$，$p\theta=\omega$とし，$\dot{\psi}_{r1}$のすべり角速度をω_s とする。

(3.6)，(3.7)式を(3.4)式に代入すると，次式が得られる。

$$I\exp(j\delta)=I\cos\delta+jI\sin\delta=I_0+jI_\tau \qquad (3.8)$$

$$I_0=\Psi_0/M,\quad I_\tau=(L_0/r_r')I_0\omega_s \qquad (3.9)$$

但し，$r_r'=(M/L_r)^2 r_r$であり，一次換算二次抵抗を表す。

(3.6)～(3.9)式を(3.3)式に代入すると，

$$V_x=V\cos\phi=r_sI_0-\omega_\psi lI_\tau \qquad (3.10)$$

$$V_y=V\sin\phi=\omega_\psi L_sI_0+(r_s+lp)I_\tau \qquad (3.11)$$

$$V=(V_x^2+V_y^2)^{1/2} \qquad (3.12)$$

$$\phi=\tan^{-1}(V_y/V_x) \qquad (3.13)$$

トルクτは，極数をp_0とすると，次式で与えられる（３．７節の付

録を参照)。

$$\tau = p_0 \mathrm{Imag}[\dot{\Psi}_{r1} \cdot \mathrm{conj}(\dot{I}_{r1}')] = p_0 L_0 I_0 I_\tau$$
$$- p_0 (L_0^2 I_0^2 / r_r') \omega_s \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (3.14)$$

(3.9)式と(3.14)式よりわかるように，I_0は励磁電流，I_τはトルク電流である。また，(3.8)，(3.9)式と(3.14)式は回転子鎖交磁束一定の条件における誘導電動機の電流モデル演算を，(3.8)〜(3.14)式は電圧モデル演算を表す。

3.3　制御電圧源ベクトル制御のシステム構成

<3.3.1> 電流制御ループなしの基本的なシステム構成

(3.8)〜(3.14)式に基づき構成した制御電圧源ベクトル制御の基本的なシステム構成を図3.8に示す。このシステムでは，速度フィードバック制御のみを行っており，電流制御ループは存在しない。以下，この方式を記号CVで表す。

図において，＊印を付した諸量は指令値を，μはPWMの変調率を示す[58]。電圧モデル演算部は，励磁電流I_0を一定に保ち，指令トルク電流$I_\tau^{*\prime}$に対して電動機内の実際トルク電流I_τを遅れなく実現する指令電圧(空間ベクトル)の大きさV^*と位相θ^*を演算して出力する。

電圧モデル演算部の前に付加した一次遅れ要素G_dは，PWMの繰り返し周期が有限で，I_τ^*の変化時点に対するPWMのスイッチング時点がばらつくので，これを平均化するために挿入したものである。PWMの繰り返し区間の周期は512μsとしている。PWMコントローラ部の演算時間も考慮にいれて，指令値V^*，θ^*の変化に対して実際値V，θが，最小約0.5ms，最大約1.0ms，平均0.75msのむだ時間T_dを持つので，T_2=0.75msとした。従って，図3.8の$I_\tau^{*\prime}$から実際値I_τまでの伝達関数はT_d=0.75msのむだ時間要素で，I_τ^*から実際値I_τまでの伝達関数は$T_{12}=T_2+T_d$=1.5msの一次遅れ要素で近似できる。また，このG_dを設けることにより，

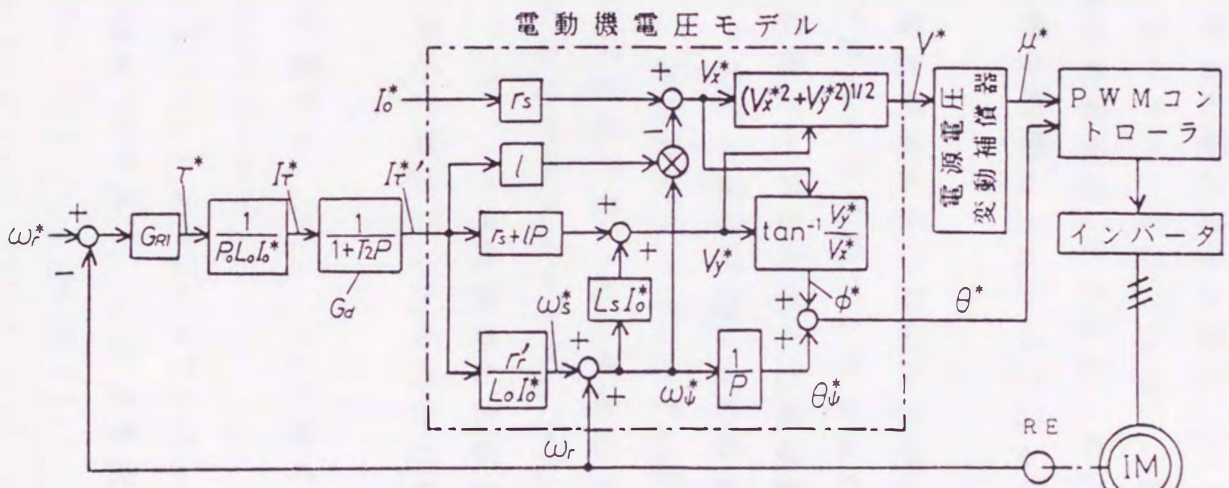


図3.8　制御電圧源ベクトル制御(CV)のシステム構成

電圧モデル演算部の微分演算pが容易に実行できる。

電源電圧変動補償器(58)は，直流電源電圧の変動に伴なう指令値V^*に対する実際値Vの誤差を補正するものであり，μが極端に小さい低電圧の場合を除き$V^*=V$と見なすことができる。

速度調節器G_{R1}は，比例積分動作(ＰＩ調節器)とし，負荷トルクの変動に対して最適の応答をする設定(83)とした。この場合，電動機と負荷の慣性モーメントをJ [kg-m^2]，回転制動係数をD [N-m/rad/s]，電動機の極数をp_0とすると，G_{R1}の比例ゲインは$k_{p1}=J/(p_0 T_{I2})$，積分時間は$T_{I1}=4T_{I2}$となる(83)。

<３．３．２> 電流制御ループ付のシステム構成

前節の図3.8で述べた基本的なシステムに電動機電圧モデル演算を乱さない電流制御ループを付加した電流制御ループ付制御電圧源ベクトル制御のシステム構成を図3.9に示す。以下，この方式を記号ＣＶＣで表す。図において，$\hat{I}_0$と$\hat{I}_\tau$は，励磁電流I_0とトルク電流I_τの厳密には正確でない検出値を示す。 図3.8と比較して，I_0とI_τを制御するためのフィードバックループと電流調節器G_{R2}，G_{R3}，そして，$\hat{I}_0$と$\hat{I}_\tau$の検出演算およびＰＷＭインバータの制御遅れによる検出誤差を補償するためのむだ時間要素G_{td}が付加されている。

固定子の各相電流をi_a，i_b，i_cとおくと

$$\dot{I}_{S1}=I\exp\{j(\theta_\psi+\delta)\}$$
$$=(1/\sqrt{3})(i_a+\dot{\alpha}\, i_b+\dot{\alpha}^2 i_c) \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (3.15)$$

但し，$\dot{\alpha}=\exp(j2\pi/3)$であり，これより次式が得られる。

$$\theta_\psi+\delta=\sin^{-1}\{(i_b-i_c)/(2I)\} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (3.16)$$

$$I=(i_b{}^2+i_b i_c+i_c{}^2)^{1/2} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (3.17)$$

一方，実際値θ_ψの指令値$\theta_\psi{}^*$に対する遅れは平均 $T_d=0.75$ms のむだ時間遅れを持つから，$\theta_\psi{}^*$の後にむだ時間遅れ要素G_{td}を設けて得た$\theta_\psi{}'$をほぼθ_ψに等しいと見なすことができる。よって，

$$\hat{\delta}\fallingdotseq\theta_\psi+\delta-\theta_\psi{}' \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (3.18)$$

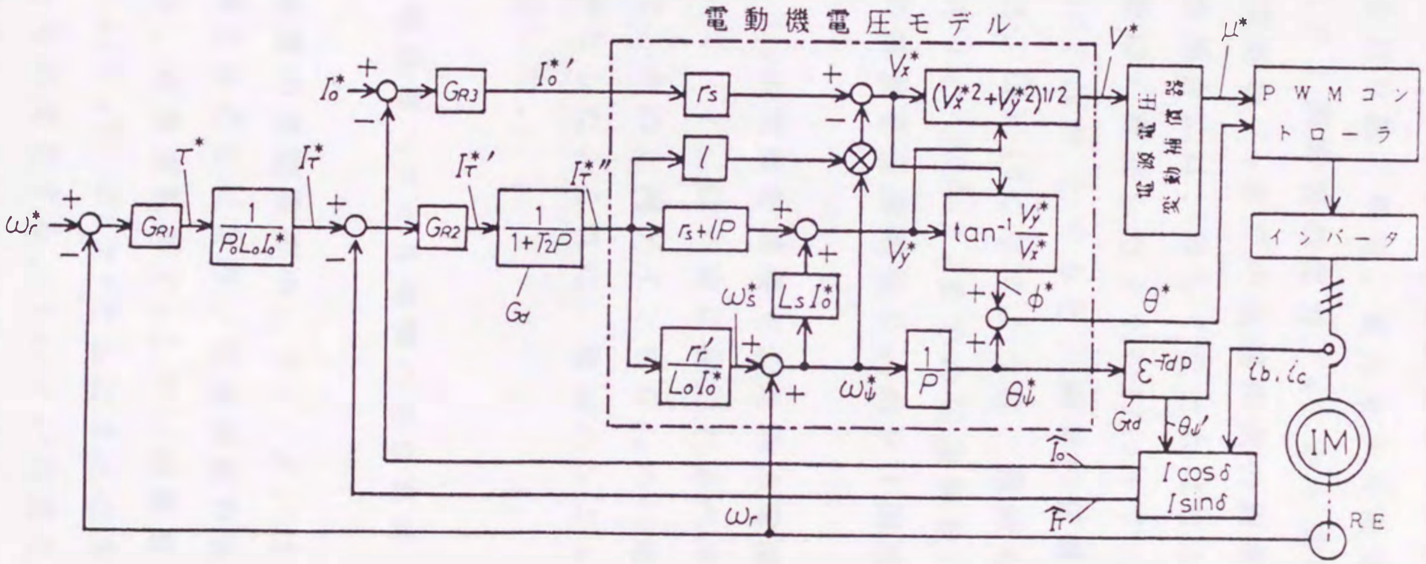


図3.9　電流制御ループ付制御電圧源ベクトル制御(CVC)のシステム構成

(3.16)～(3.18)式より，$\hat{I}_0 = I\cos\hat{\delta}$ と $\hat{I}_\tau = I\sin\hat{\delta}$ の演算を行い，検出値 $\hat{I}_0$ と $\hat{I}_\tau$ が得られる。

トルク電流 I_τ に対して，電流制御ループを設けてＰＩ調節器により定常偏差を取り除く場合，電圧モデル演算を変化させないためには，図3.9のＰＩ調節器の出力 $I_\tau^{*\prime}$ から実際値 I_τ までの伝達関数と I_τ^* から実際値 I_τ までの伝達関数の両者が，少なくとも電圧モデルが正確な場合には，等しくなければならない。$I_\tau^{*\prime}$ から I_τ までの伝達関数は，前述したように $1/(1+T_{I2}p)$ であるから，$G_{R2} = (1+T_{I2}p)/T_{I2}p$ とすると，両者の伝達関数が等しくなる。この伝達関数は，図3.10に示すように，規範モデル G_M（電圧モデルが正確な場合の $I_\tau^{*\prime}$ から I_τ までの伝達関数）の出力 I_τ' と $\hat{I}_\tau$ を突合せて，この偏差を伝達関数 G_{R2} のＰＩ調節器で補償制御するのと等しい。

電圧降下 $r_s I_0$ の変動を補償するための電流制御ループのＰＩ調節器 G_{R3} において，I_0 は一定に保たれるべきものであって過渡変動が小さいので，その比例ゲインを G_{R2} の10倍とし，$G_{R2} = 10(1+T_{I2}p)/T_{I2}p$ とした。これは，後述のシミュレーションによりその妥当性を確認した。

３．４　制御電圧源ベクトル制御の特性算式

電圧モデル演算の諸定数の中，r_s，r_r' は電動機の温度変化により実際値と異なることになり，定常運転時および過渡時の制御特性を悪化させる。定常運転時 r_s と r_r' が電動機の実際値と一致する場合には，I_0/I_0^*，τ/τ^* ともに１となるが，これが一致しなくなると両者ともに変化する。I_0/I_0^* の変化は電動機の二次鎖交磁束の変化を意味し，これが大きい場合にはインバータ容量を増加させる必要が生じる。τ/τ^* の変化はトルク制御の精度の悪化を意味し，これが大きい場合にはトルク制御の用途には適用できなくなる。また，r_s，r_r' の変化により，過渡時の I_0 の変動が増加し，

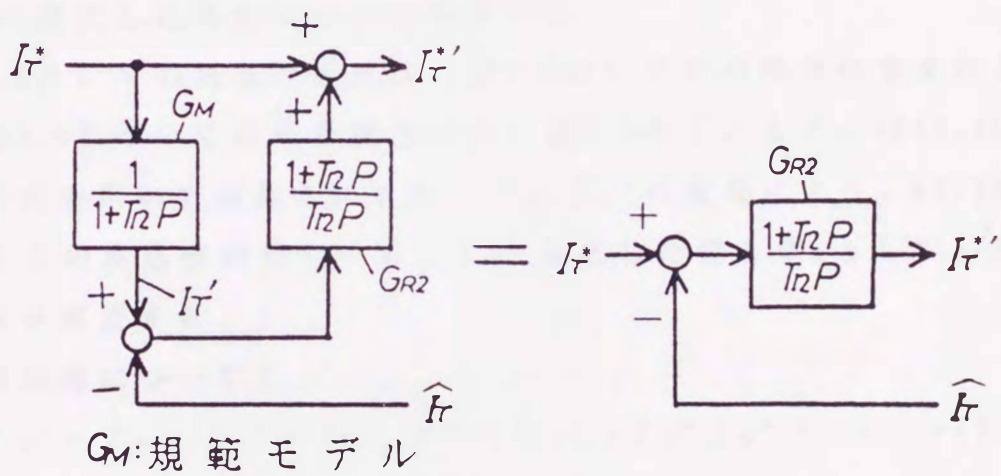


図3.10　電流調節器G_{R2}の伝達関数の説明

τ^* に対する τ の応答が変化して，トルクおよび速度応答特性が劣化する。以下に，これらの諸特性を検討するための特性算式を導く。

なお，すべての特性計算において，ＰＷＭインバータのデッドタイムによるインバータ出力電圧の制御誤差は無視する。

＜３．４．１＞ 定常特性算式

定常運転時には，$\omega = \omega_\psi = \omega^* = \omega_\psi^*$ であるから $\omega_S = \omega_S^*$ となる。また，$I_\tau^* = \hat{I}_\tau$ であり，$T_2 P$，$l P = 0$ であるから $I_\tau^{*\prime} = I_\tau^{*\prime\prime}$ となる。さらに，$V = V^*$ と見なせる。以下に，電動機巻線の温度変化によって，抵抗値が制御回路の設計値 r_s, r_r' から r_{sx}, r_{rx}' に変化した場合について検討する。

図3.8のＣＶの場合の算式は，図3.9のＣＶＣの場合に含まれるので，図3.9について算式を導出する。図3.9の $\hat{I}_o$ と $\hat{I}_\tau$ は(3.16)～(3.18)式を用いて演算されるが，r_s, r_r' の変化により，(3.18)式による δ の検出値が変化する。この変化した値を δ_x として，次の関係式が成立する。

（制御回路について）

$$I_o^* = \hat{I}_o,\quad I_\tau^* = \hat{I}_\tau,\quad \tau^* = P_o L_o I_o^* I_\tau^* \qquad \cdots\cdots(3.19)$$

$$\omega_S^* = r_r' I_\tau^{*\prime} / (L_o I_o^*),\quad I_\tau^{*\prime} = I_\tau^{*\prime\prime} \qquad \cdots\cdots(3.20)$$

$$V_x^* = r_s I_o^{*\prime} - (\omega_r + \omega_S^*)\, l\, I_\tau^{*\prime\prime} \qquad \cdots\cdots(3.21)$$

$$V_y^* = r_s I_\tau^{*\prime\prime} + (\omega_r + \omega_S^*) L_s I_o^* \qquad \cdots\cdots(3.22)$$

（主回路について）

$$\omega_S = r_{rx}' I_\tau / (L_o I_o) \qquad \cdots\cdots(3.23)$$

$$V_x = r_{sx} I_o - (\omega_r + \omega_S)\, l\, I_\tau \qquad \cdots\cdots(3.24)$$

$$V_y = r_{sx} I_\tau + (\omega_r + \omega_S) L_s I_o \qquad \cdots\cdots(3.25)$$

$$\tau = P_o L_o I_o I_\tau \qquad \cdots\cdots(3.26)$$

（主回路と制御回路の関係について）

$$\omega_S = \omega_S^* \qquad \cdots\cdots(3.27)$$

$$V^2 = V_x^2 + V_y^2 = V^{*2} = V_x^{*2} + V_y^{*2} \qquad \cdots\cdots(3.28)$$

$$\hat{I}_o = I \cos\delta_x,\quad \hat{I}_\tau = I \sin\delta_x \qquad \cdots\cdots(3.29)$$

但し，

$$\left.\begin{aligned} & I=(I_o^2+I_\tau^2)^{1/2}, \quad \delta_x=\phi^*-\phi+\delta \\ & \phi^*=\tan^{-1}(V_y^*/V_x^*), \quad \phi=\tan^{-1}(V_y/V_x) \\ & \delta=\tan^{-1}(I_\tau/I_o) \end{aligned}\right\} \cdots\cdots\cdots(3.30)$$

上式より，r_sとr_r'の変化に対するI_o/I_o^*とτ/τ^*の変動を算出できる。

＜3．4．2＞ 過渡特性算式

過渡時には，電動機の回転子鎖交磁束の空間ベクトルの大きさΨ_oを一定と見なすことができないので，3．2節の基礎式(3.8)～(3.14)式は，一部次のように変更される。

$$I_{ot}=(L_o/r_r')\,p\,I_o+I_o,\quad I_o=\Psi_o/M \cdots\cdots\cdots\cdots(3.31)$$

$$I_\tau=(L_o/r_r')\,I_o\,\omega_s \cdots\cdots\cdots\cdots(3.32)$$

$$V_x=(r_s+r_r'+l\,p)\,I_{ot}-\omega_\psi\,l\,I_\tau-r_r'\,I_o \cdots\cdots(3.33)$$

$$V_y=(r_s+l\,p)\,I_\tau+\omega_\psi\,l\,I_{ot}+\omega_\psi\,L_o\,I_o \cdots\cdots\cdots(3.34)$$

$$\tau=(2/p_o)(J\,p\,\omega_r+D\,\omega_r)+\tau_L \cdots\cdots\cdots\cdots(3.35)$$

但し，(3.35)式は機械系の運動方程式であり，τ_Lは負荷トルクを表す。

これらの式より，$[V,\ \theta,\ \tau_L]$を入力とするシミュレーションのための次の状態方程式が得られる。

$$p[I_o,\ I_{ot},\ I_\tau,\ \theta_\psi,\ \omega_r]^T$$

$$=\begin{bmatrix} r_r'(I_{ot}-I_o)/L_o \\ (V/l)\cos(\theta-\theta_\psi)+r_r'I_o/l-(r_s+r_r')I_{ot}/l \\ \qquad +r_r'I_\tau^2/(L_oI_o)+\omega_rI_\tau \\ (V/l)\sin(\theta-\theta_\psi)-(r_s+r_r')I_\tau/l \\ \qquad -r_r'I_{ot}I_\tau/(L_oI_o)-\omega_rL_oI_o/l-\omega_rI_{ot} \\ r_r'I_\tau/(L_oI_o)+\omega_r \\ p_o^2L_oI_oI_\tau/(2J)-(D/J)\omega_r-p_o\tau_L/(2J) \end{bmatrix}$$

・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・(3.36)

ここで，^{T} は，行列の転置記号である。

図3.8または図3.9の制御回路と本式を連立させて，過渡特性を算出することができる。

(3.31)式より，固定子電流の空間ベクトルの関係は，過渡時も含めて，図3.11のようになる。ここで，$\boldsymbol{I}$は実電流，$\boldsymbol{I}_0$は励磁電流，$\boldsymbol{I}_{0t}$は実電流の2次鎖交磁束方向成分，$\boldsymbol{I}_\tau$はトルク電流成分の空間ベクトルを表す。

3.5　制御電流源ベクトル制御のシステム構成と特性算式

<3.5.1> システム構成

本節では，制御電流源ベクトル制御について検討を行う。ＣＶおよびＣＶＣと区別するために，この方式を記号ＣＣで表す。

図3.12に前述の電流モデル演算を用いたＣＣのシステム構成を示す。ＣＶおよびＣＶＣと同様に，i_u^*，i_v^*，i_w^*に対して，i_u，i_v，i_wは$T_d=0.75$msのむだ時間遅れと，$T_2=0.75$msの一次遅れを有し，I_τ^*からI_τまでの伝達関数は，$T_{I2}=1.5$msの一次遅れで近似できるものと見なす。そうすると，速度調節器G_{R1}はＣＶおよびＣＶＣと同じ伝達関数に設計できる。

<3.5.2> 定常特性算式

定常運転時の$\boldsymbol{I}_{s1}$の指令値を

$$\boldsymbol{I}_{s1}^* = I^*\exp\{j(\theta_\psi^* + \delta^*)\},\quad \theta_\psi^* = (\omega_r^* + \omega_s^*)\,t$$

・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・(3.37)

とすると，$\boldsymbol{I}_{s1}$は次式で表される。

$$\boldsymbol{I}_{s1} = [\,I^*/\{1+(\omega_r^* + \omega_s^*)^2 T_2^2\}^{1/2}]$$
$$\times\exp\{j(\theta_\psi^* + \delta^* - \rho)\}\qquad\cdots\cdots\cdots(3.38)$$

$$\rho = (\omega_r^* + \omega_s^*)\,T_d + \tan^{-1}(\omega_r^* + \omega_s^*)\,T_2$$

(3.37)，(3.38)の両式を用いて，ＣＶＣの場合と同様に定常特性が

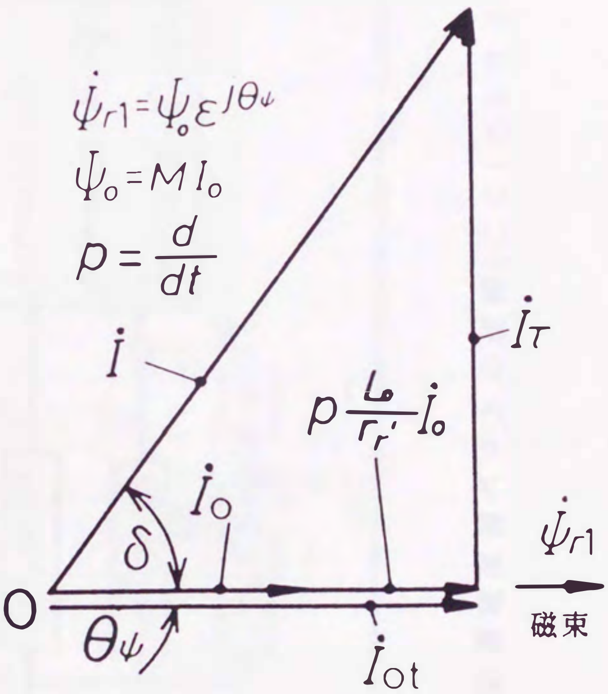


図3.11　過渡時における電流の空間ベクトル図

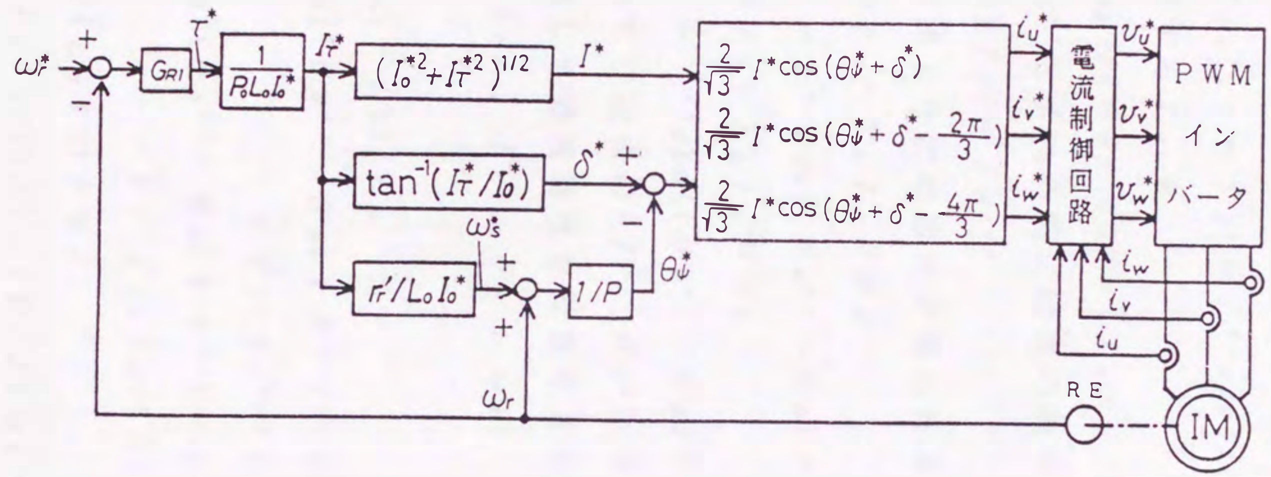


図3.12　制御電流源ベクトル制御（ＣＣ）のシステム構成

計算できる。

<3.5.3> 過渡特性算式

過渡時には，$\dot{I}_{s1}^{*}$ に対して T_d のむだ時間遅れを持つ指令値を

$$\dot{I}_{s1}^{*\prime} = \dot{I}_{s1}^{*}(t - T_d) = I^{*\prime}\exp\{j(\theta_\psi^{*\prime} + \delta^{*\prime})\} \quad \cdots(3.39)$$

とし，これに対する $\dot{I}_{s1}$ を

$$\dot{I}_{s1} = I\exp\{j(\theta_\psi + \delta)\} = (I_0 + jI_\tau)\exp(j\theta_\psi) \quad \cdots(3.40)$$

とすると，$\dot{I}_{s1}^{*\prime}$ と $\dot{I}_{s1}$ の間には次の関係が成立する。

$$(1 + T_2 p)\dot{I}_{s1} = \dot{I}_{s1}^{*\prime} \quad \cdots(3.41)$$

(3.39)～(3.41)式より次の諸式が得られる。

$$I_0 + T_2 p I_0 - T_2 I_\tau p\theta_\psi = I^{*\prime}\cos\{(\theta_\psi^{*\prime} - \theta_\psi) + \delta^{*\prime}\} \quad \cdots(3.42)$$

$$I_\tau + T_2 p I_\tau + T_2 I_0 p\theta_\psi = I^{*\prime}\sin\{(\theta_\psi^{*\prime} - \theta_\psi) + \delta^{*\prime}\} \quad \cdots(3.43)$$

この両式を用いて，次式の $[\dot{I}^{*\prime}, \theta_\psi^{*\prime}, \delta^{*\prime}, \tau_L]$ を入力とする状態方程式を構成して過渡特性を計算することができる。

$$p[I_0,\ I_{0t},\ I_\tau,\ \theta_\psi,\ \omega_r]^T$$

$$= \begin{bmatrix} r_r'(I_{0t} - I_0)/L_0 \\ [I^{*\prime}\cos\{(\theta_\psi^{*\prime} - \theta_\psi) + \delta^{*\prime}\} - I_{0t}]/T_2 \\ \qquad + r_r' I_\tau^2/(L_0 I_0) + \omega_r I_\tau \\ [I^{*\prime}\sin\{(\theta_\psi^{*\prime} - \theta_\psi) + \delta^{*\prime}\} - I_\tau]/T_2 \\ \qquad - r_r' I_{0t} I_\tau/(L_0 I_0) - \omega_r I_{0t} \\ r_r' I_\tau/(L_0 I_0) + \omega_r \\ p_0^2 L_0 I_0 I_\tau/(2J) - (D/J)\omega_r - p_0\tau_L/(2J) \end{bmatrix} \quad \cdots(3.44)$$

なお，この場合，電動機電圧は，(3.33)式および(3.34)式より計算できる。

3.6 解析結果

<3.6.1> 供試電動機の諸定数とPWMインバータ駆動誘導電動機の電圧電流波形のシミュレーション

前述の諸式に基づき，r_sとr_r'が制御回路の設計値と異なる場合の諸特性の変化を検討する。r_sとr_r'の温度変化およびこれに伴う抵抗変化は，電動機がF種絶縁で回転子導体はアルミであるとして，図3.13のABCで表す三角形の内部にあると想定した。O点は電動機モデルの定数の設定点を示す。表3.2は供算電動機の定数を示し，この中のr_sとr_r'の値は図3.13のO点を示す。

図3.14は，3.1節で述べたPWMインバータで上記の誘導電動機をO点で駆動した場合の線間電圧v_{ab}と相電流i_aを，(3.36)式に基づいてシミュレーションした計算波形を(a)に，そして，同じ条件で電動機を駆動した場合の実測波形を(b)に示す。両者とも良く一致しており，特性計算が妥当であることが証明されている。

<3.6.2> 定常特性

前述の特性算式により，図3.13のA，B，C点について計算したI_o/I_o^*とτ/τ^*の特性を図3.15～図3.17 に示す。例えば，図のCC(A)の記号は図3.12の回路で，図3.13のA点における値であることを示す。

これらの図より，CVは高，低速ともにτ/τ^*の変動が大きいのでトルク制御の用途には不適当であることがわかる。しかし，高速ではI_o/I_o^*の変動が小さいので速度制御の用途には適する。低速では，通常のPWMインバータの指令電圧に対する出力電圧の誤差が増大することも考慮して検討を必要とする。CCは全般的にI_o/I_o^*，τ/τ^*ともに変動が大きく，このことを考慮してインバータおよび電動機の定格を検討し，トルク制御の精度についても検討を必要とすることがわかる。

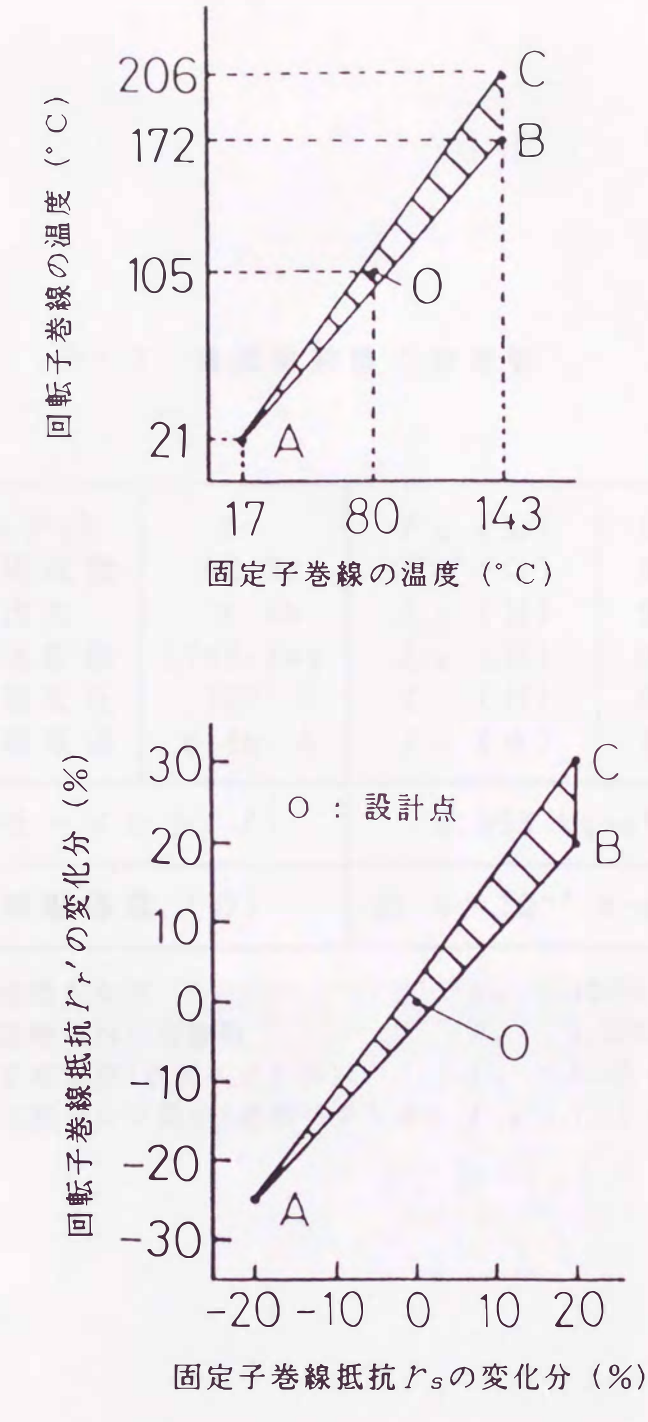
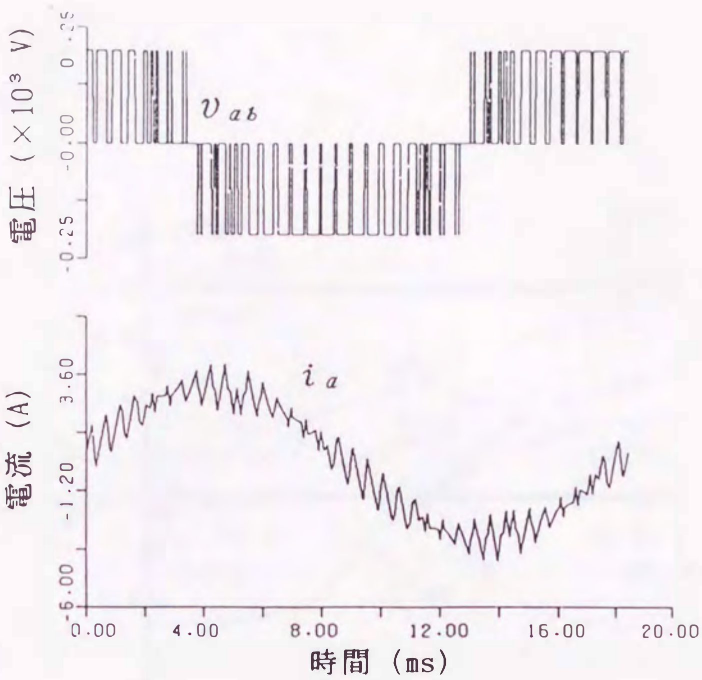


図3.13　想定した電動機巻線温度と抵抗の変化範囲

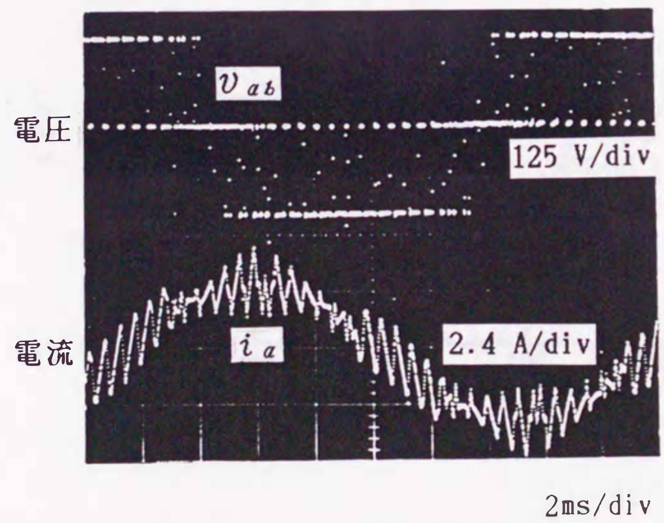
表3.2　供試電動機の諸定数

極数(P_0)	4	r_s (Ω)	0.822
定格周波数	60 Hz	r_r' (Ω)	0.612
定格出力	2 kW	L_s (H)	0.0941
定格回転数	1745 rpm	L_0 (H)	0.0869
定格相電圧	127 V	l (H)	0.0072
定格相電流	6.86 A	I_0 (A)	4.40
慣性モーメント(J)		0.053 kg-m²	
回転制動係数 (D)		約 4×10^{-3} N-m/rad/s	

注) 定格トルク　τ_n : 10.95 N-m
定格すべり周波数　f_n : 1.82Hz (3.03%)
定格電流(空間ベクトル)　I_n : 8.40 A
定格トルク電流(空間ベクトル)　$I_{\tau n}$: 7.16 A

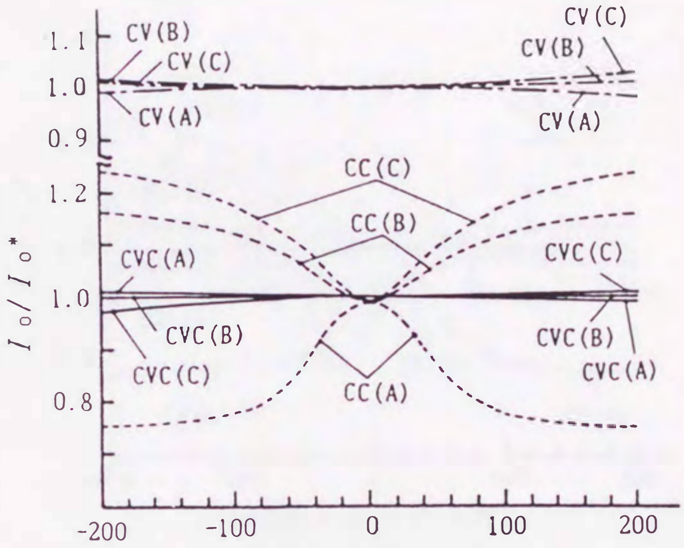


（a） 計算波形



（b） 実測波形

図3.14　電動機の電圧電流の計算波形
と実測波形の比較
（直流電源電圧：200V，変調率：0.85，基本波周波数：54.25Hz）



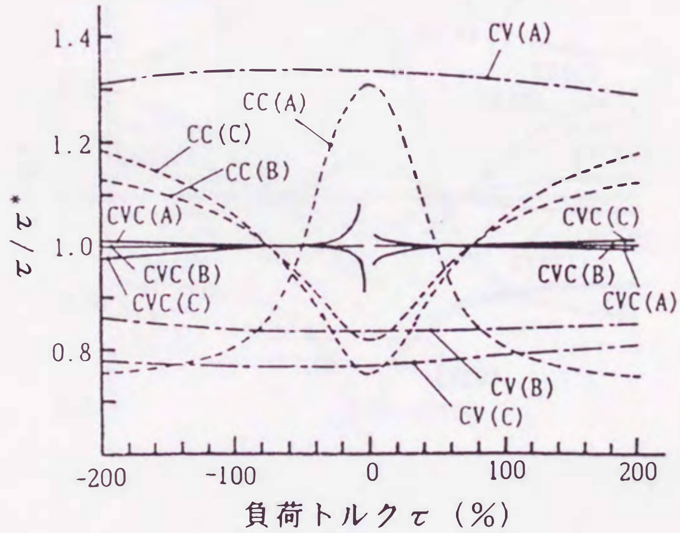
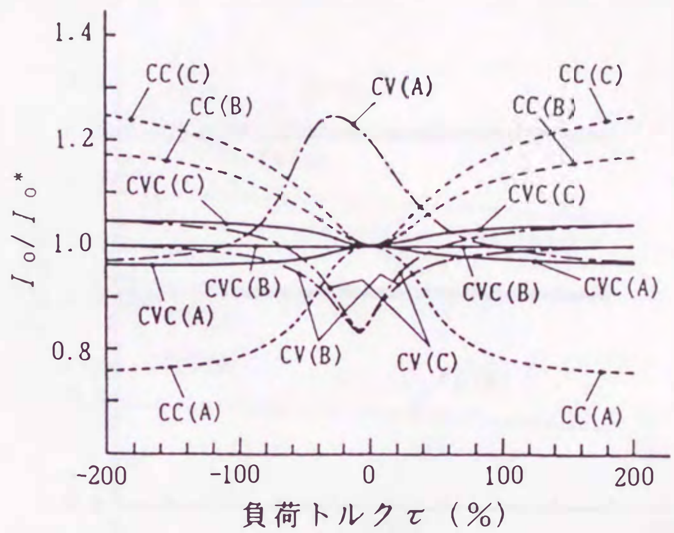


図3.15　図3.13の各点における負荷トルクに対する

I_o/I_o^*とI_τ/I_τ^*の1からの偏差

（回転数：900rpm）



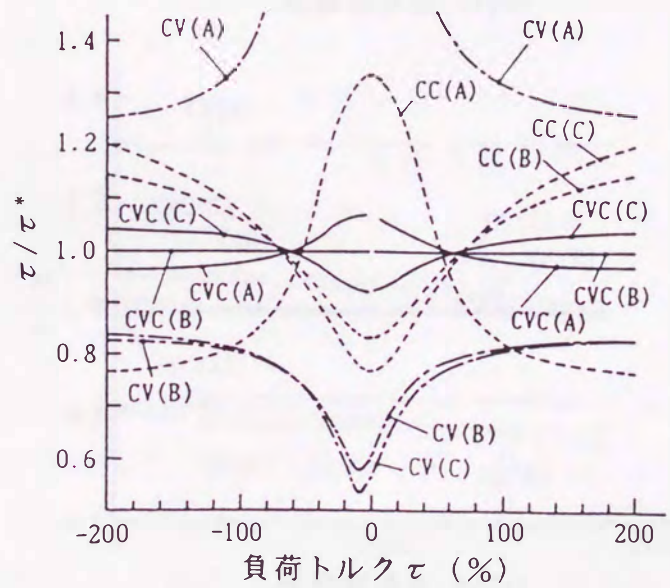


図3.16　図3.13の各点における負荷トルクに対する
I_0/I_0^*とI_τ/I_τ^*の1からの偏差
(回転数 : 18rpm)

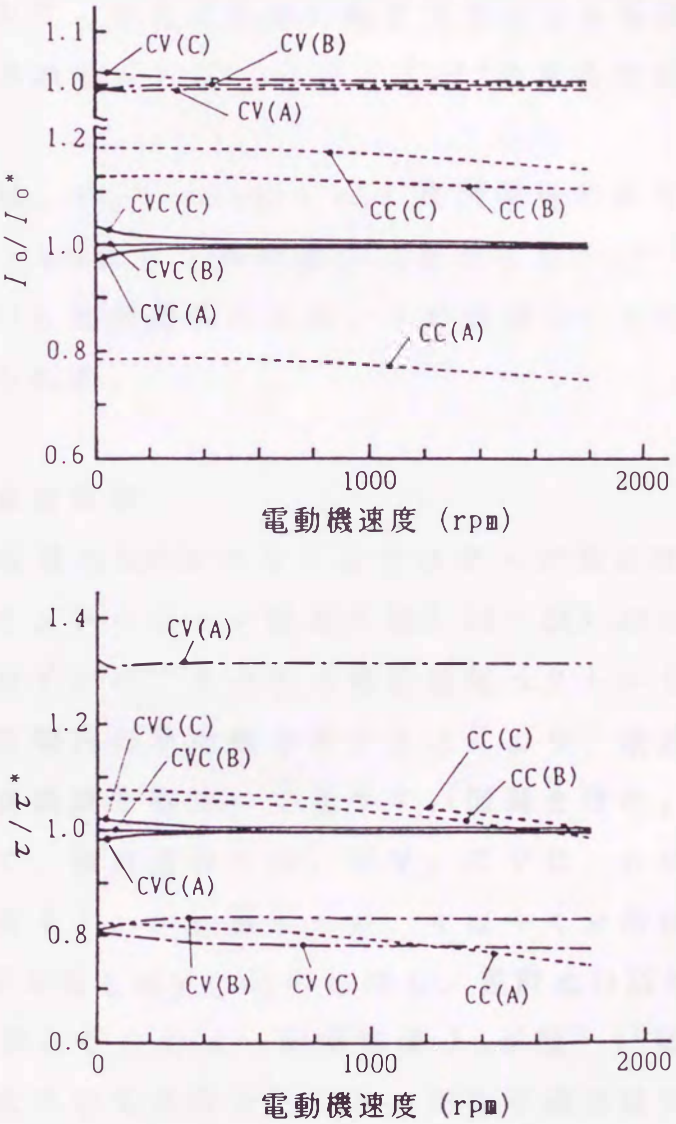


図3.17　図3.13の各点における電動機速度に対する
I_o/I_o^*とI_τ/I_τ^*の1からの偏差
（定格トルク負荷）

ＣＶＣは全般的にI_0/I_0^*，τ/τ^*ともに変動が小さく，低，高速において速度制御，トルク制御の両者に適することがわかる。特に，r_sとr_r'の両者の変化率の等しいＢ点においては，全く変動を生じない完全補償が達成されている。これは，このとき図3.9の電動機電圧モデルで，定常運転時の抵抗変化による電流変化に対して補償制御がなされないのは，$\omega_\psi^* l I_\tau^{*\prime\prime}$の演算項のみになることによる。

ＣＣにおいては，$\omega_s^*=\omega_s$はI_τ^*と比例関係にあるが，ＣＶＣにおいて，$\omega_s^*=\omega_s$はＰＩ調節器G_{R2}を介した$I_\tau^{*\prime}$（定常運転時は$I_\tau^{*\prime\prime}$に等しい）と比例関係にある。この点がＣＣとＣＶＣの本質的な相異と考えられる。

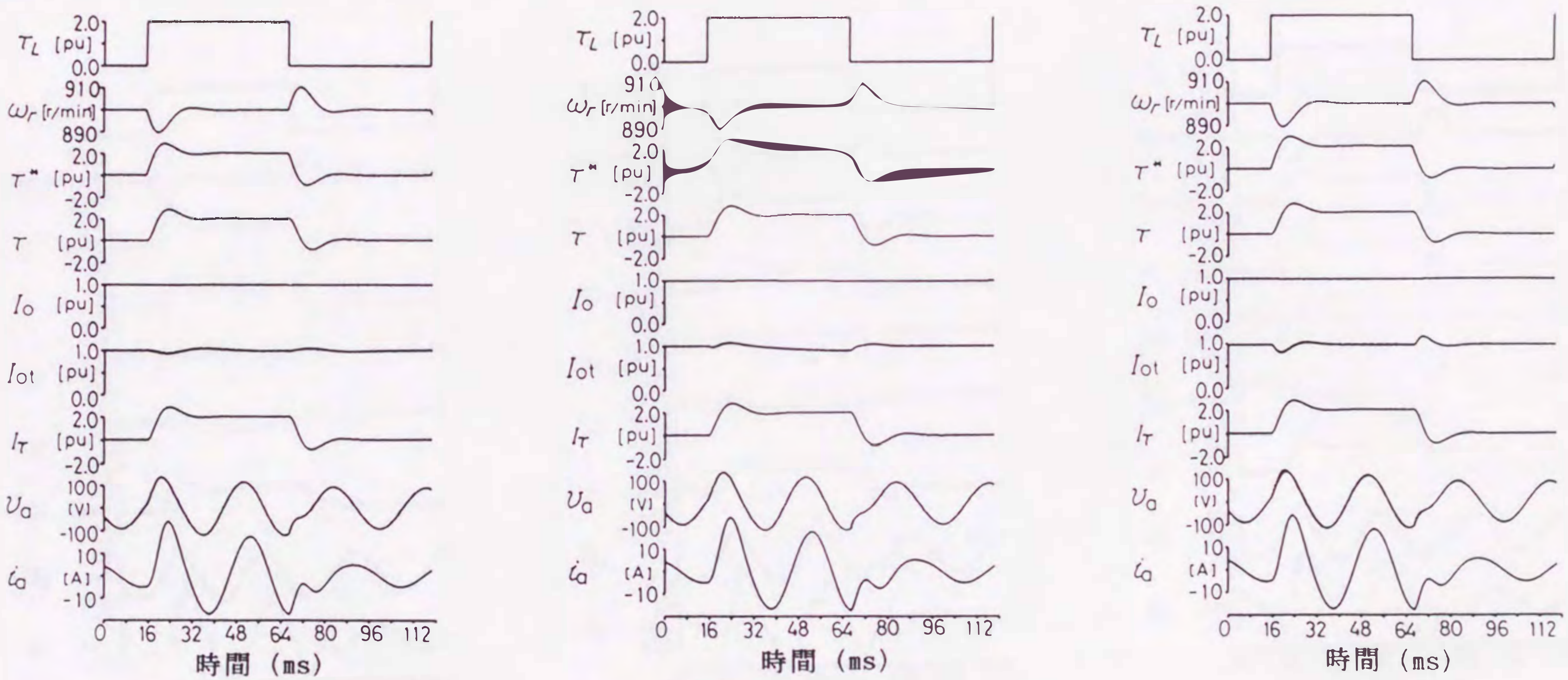
<3.6.3> 過渡特性

負荷トルクが定格の200％の大きさでステップ状に変化した場合の応答特性のシミュレーション結果を図3.18～図3.20に示す。計算にあたり，ＰＷＭインバータの出力電圧空間ベクトルをＰＷＭの繰り返し周期の各区間内の平均値で表すことにより，搬送波の側帯波として出現する高調波を取除いて見やすい図面を得た。

図3.18において，設計点Ｏでは，ＣＶ，ＣＶＣ，ＣＣのどのシステムも過渡時に若干I_{0t}が変動するが，すばやく定常値に移行しており，定常偏差が存在しない。これに対し，設計点Ｏ以外の図3.19，3.20において，特にＣＣでは，励磁電流I_0が図3.15に対応する遅い変化を示し，大きな定常偏差となり，回転子鎖交磁束の変動が非常に大きいことがわかる。ＣＶでは，I_0の変動は小さいが，前節で述べたようにトルクの制御誤差が大きくなる。これらの図より，ＣＶＣは，図3.13の各点において，安定で良好な応答を示すことがわかる。

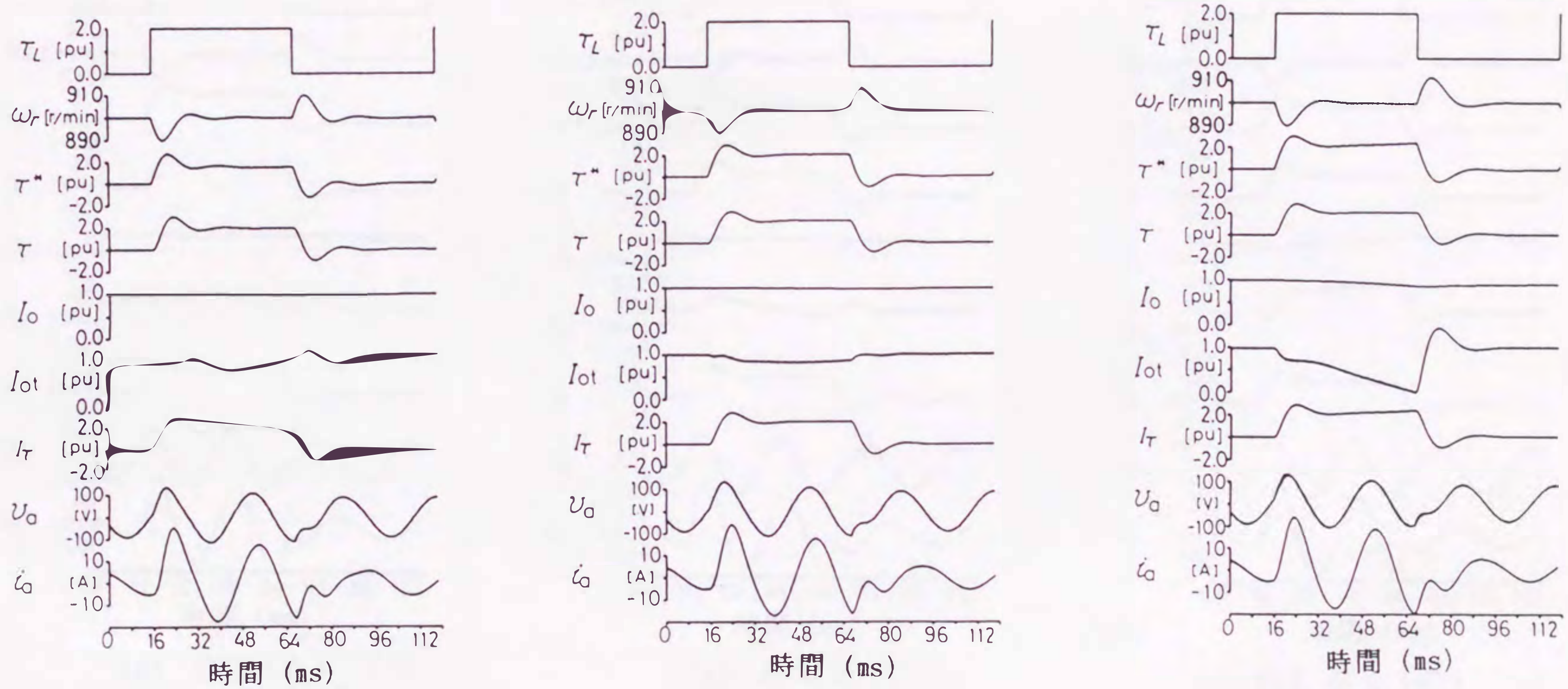
図3.21は，図3.13のＡ点において，速度を895rpmから905rpmに変化させた場合の応答波形である。これからも，I_0またはI_{0t}の変動が小さく，ＣＶＣが良好であることがわかる。図3.21とほぼ同じ

条件で実際に電動機を駆動した場合の応答波形を図3.22に示す。実験結果は，図3.21のシミュレーション波形と良く一致している。



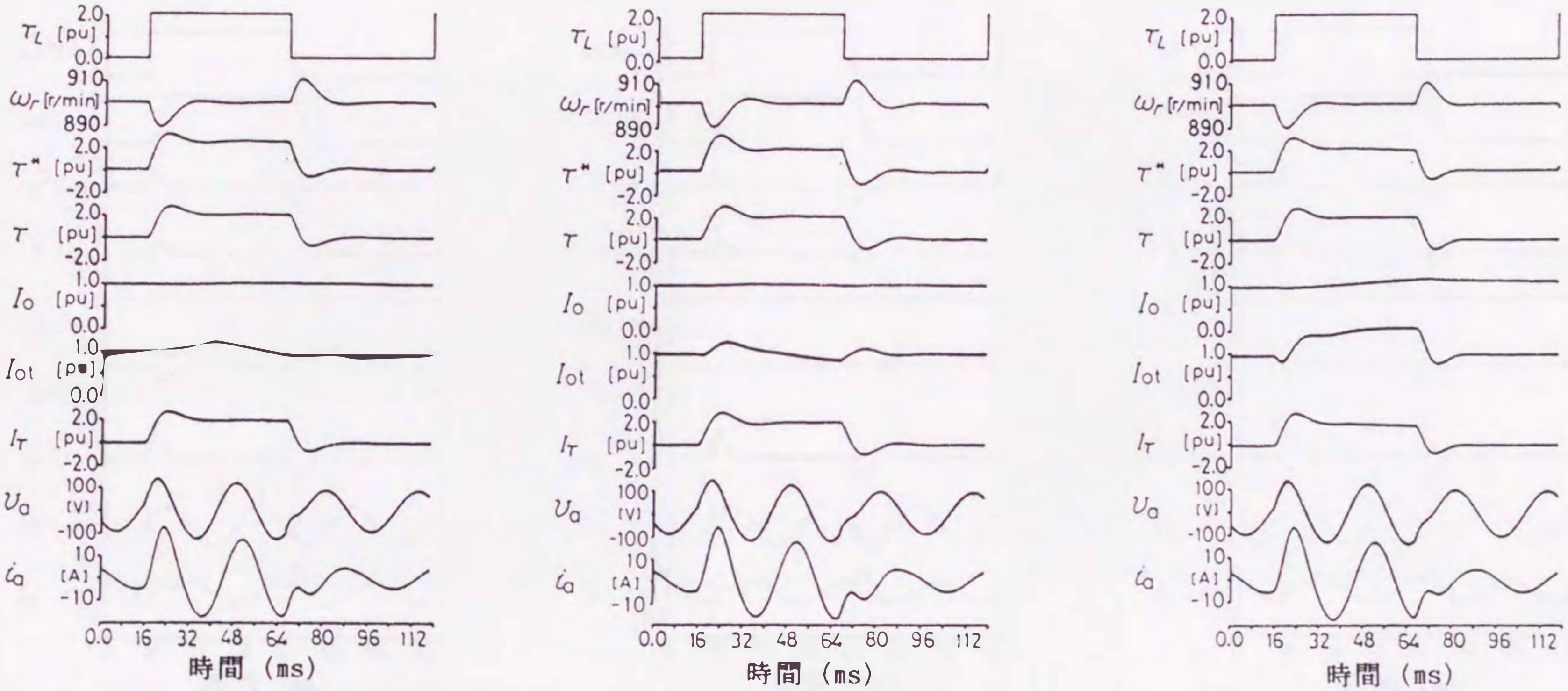
(a) C V (O)　　　(b) C V C (O)　　　(c) C C (O)

図3.18　負荷トルクのステップ応答の計算結果（図3.13のＯ点）
（定格の200％負荷）



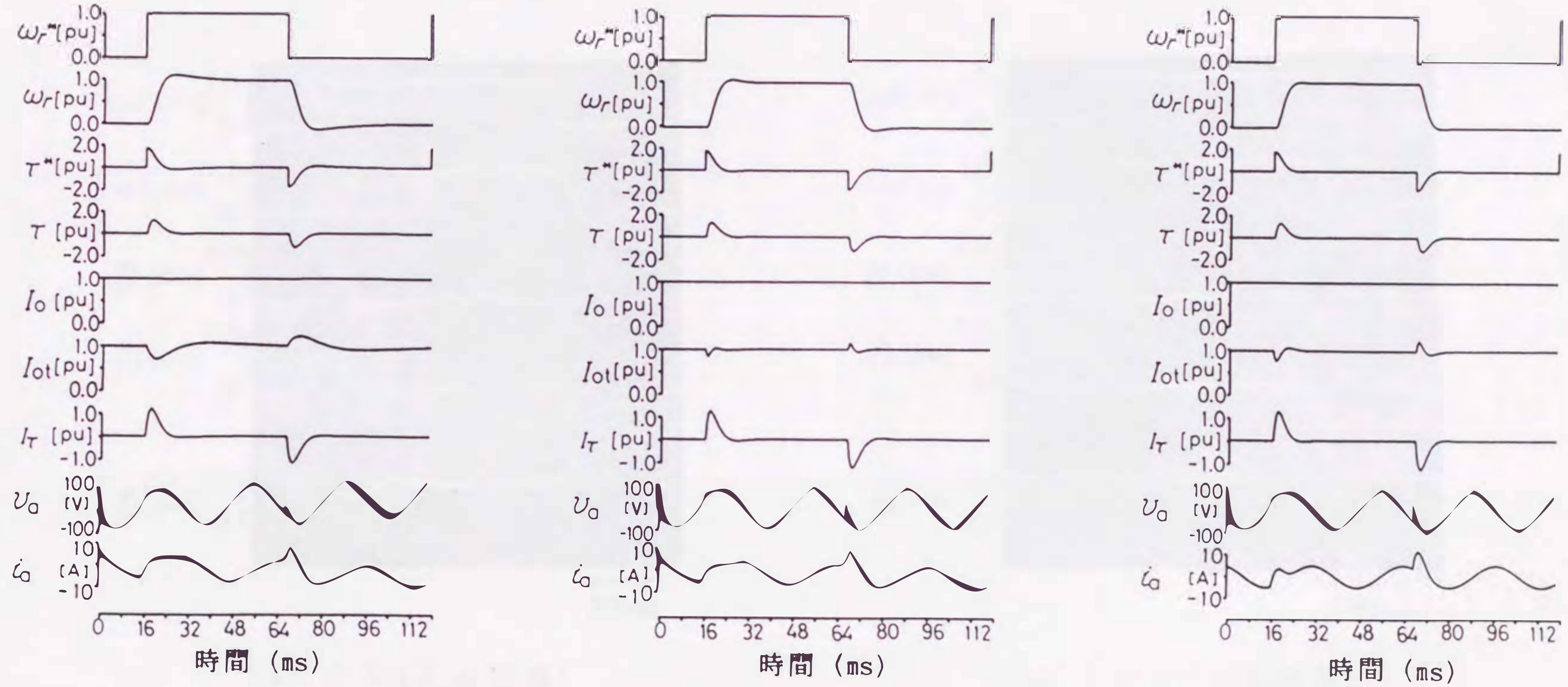
(a) ＣＶ(Ａ)　　(b) ＣＶＣ(Ａ)　　(c) ＣＣ(Ａ)

図3.19　負荷トルクのステップ応答の計算結果（図3.13のＡ点）
（定格の200％負荷）



(a) CV(C)　　(b) CVC(C)　　(c) CC(C)

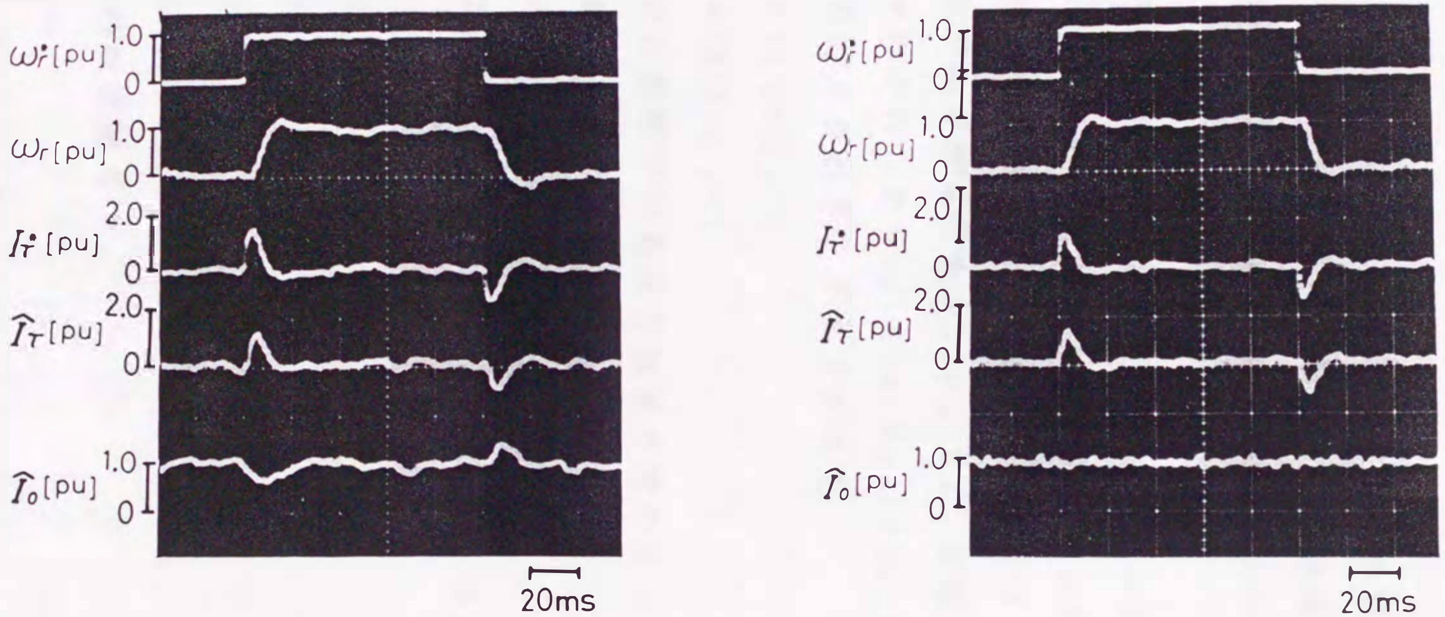
図3.20　負荷トルクのステップ応答の計算結果（図3.13のC点）
（定格の200％負荷）



(a) CV(A)　　(b) CVC(A)　　(c) CC(A)

図3.21　電動機速度のステップ応答の計算結果（図3.13のA点）

（速度指令 ω_r : 895～905rpm）



(a) CV(A点近傍)　　　(b) CVC(A点近傍)

図3.22　電動機速度のステップ応答の実験波形

(速度指令ω_r : 895～905rpm)

3.7　付録

［瞬時値対称座標法による三相誘導電機の基礎方程式の導出］

回転子導体を三相巻線に等価変換した三相誘導電動機について，基礎方程式の導出を行う。電動機の各定数を次の記号で表す。

r_s, r_r　：固定子と回転子の巻線抵抗

L_s', L_r'：固定子と回転子の巻線自己インダクタンス

l_s, l_r　：固定子と回転子の巻線漏れインダクタンス

M'：固定子巻線と回転子巻線の相互インダクタンスの最大値

電動機の固定子の各相電圧を v_a, v_b, v_c，相電流を i_a, i_b, i_c，そして，回転子のそれらを v_{2a}, v_{2b}, v_{2c}; i_{2a}, i_{2b}, i_{2c} で表す。固定子と回転子の主自己インダクタンスを

$$\left.\begin{aligned} L_s &= l_s + (3/2)L_s' \\ L_r &= l_r + (3/2)L_r' \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (付3.1)$$

とおき，固定子と回転子の電圧方程式を求めると，(付3.2)，(付3.3)式が得られる。

$$[V_s] = [Z_s][I_s] + M'p[D_{sr}][I_r] \cdots\cdots (付3.2)$$

$$[V_r] = [Z_r][I_r] + M'p[D_{rs}][I_s] = [0] \cdots\cdots (付3.3)$$

ここで，

$$\left.\begin{aligned} [V_s] &= [v_a, v_b, v_c]^T \\ [I_s] &= [i_a, i_b, i_c]^T \\ [V_r] &= [v_{2a}, v_{2b}, v_{2c}]^T \\ [I_r] &= [i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}]^T \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (付3.4)$$

^{T}：行列の転置記号

$$[Z_s] = \begin{bmatrix} r_s + L_s p & 0 & 0 \\ 0 & r_s + L_s p & 0 \\ 0 & 0 & r_s + L_s p \end{bmatrix} \cdots\cdots (付3.5)$$

$$[Z_r] = \begin{bmatrix} r_r + L_r p & 0 & 0 \\ 0 & r_r + L_r p & 0 \\ 0 & 0 & r_r + L_r p \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots (\text{付}3.6)$$

$$[D_{sr}] = \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (\text{付}3.7)$$

$$[D_{rs}] = [D_{sr}]^T \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (\text{付}3.8)$$

ここで，絶対変換の瞬時値対称座標法による(付3.9)式で表される変換行列を用いて，(付3.2)，(付3.3)式に変換を施すと(付3.10)，(付3.11)式が得られる。但し，$\dot{\alpha} = \exp(j2\pi/3)$である。

$$[C] = (1/\sqrt{3}) \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \dot{\alpha}^2 & \dot{\alpha} \\ 1 & \dot{\alpha} & \dot{\alpha}^2 \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (\text{付}3.9)$$

$$[V_{ss}] = [Z_{ss}][I_{ss}] + [Z_{sr}][I_{rr}] \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (\text{付}3.10)$$

$$[0] = [Z_{rr}][I_{rr}] + [Z_{rs}][I_{ss}] \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (\text{付}3.11)$$

この式において，$[V_{ss}]$，$[I_{ss}]$，$[I_{rr}]$は，座標変換された電圧と電流を表し，次式で与えられる。

$$\left.\begin{aligned} [V_{ss}] &= [C]^{-1}[V_s] = [\dot{V}_{s0}, \dot{V}_{s1}, \dot{V}_{s2}]^T \\ [I_{ss}] &= [C]^{-1}[I_s] = [\dot{I}_{s0}, \dot{I}_{s1}, \dot{I}_{s2}]^T \\ [I_{rr}] &= [C]^{-1}[I_r] = [\dot{I}_{r0}, \dot{I}_{r1}, \dot{I}_{r2}]^T \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (\text{付}3.12)$$

ここで，"・"は複素量であることを表す。

また，(付3.10)，(付3.11)式のインピーダンス行列は

$$\left.\begin{aligned} [Z_{ss}] &= [C]^{-1}[Z_s][C] \\ [Z_{sr}] &= M'p[C]^{-1}[D_{sr}][C] \\ [Z_{rr}] &= [C]^{-1}[Z_r][C] \\ [Z_{rs}] &= M'p[C]^{-1}[D_{rs}][C] \end{aligned}\right\} \cdots\cdots\cdots\cdots (付3.13)$$

となる。

従って，電圧方程式は，それぞれ零相分，正相分，逆相分の瞬時値対称成分で表示されることがわかる。

(付3.13)式より次式が得られる。

$$[Z_{ss}] = [Z_s] \cdots\cdots\cdots\cdots (付3.14)$$

$$[Z_{rr}] = [Z_r] \cdots\cdots\cdots\cdots (付3.15)$$

$$[Z_{sr}] = Mp\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \exp(j\theta) & 0 \\ 0 & 0 & \exp(-j\theta) \end{bmatrix} \cdots\cdots\cdots (付3.16)$$

$$[Z_{rs}] = Mp\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \exp(-j\theta) & 0 \\ 0 & 0 & \exp(j\theta) \end{bmatrix} \cdots\cdots\cdots (付3.17)$$

ここで，θは固定子に対する回転子回転電気角を表し，$M=(3/2)\times M'$である。

(付3.16)，(付3.17)式には，θが残り，解を得るのは困難である。誘導電動機は本来θには無関係に表現できるはずである。そこで，次式を用いて，回転子座標系表現された$[I_{rr}]$を更に固定子座標系表現の$[I_r']$に変換する。

$$[I_{rr}] = [C_{rs}][I_r'] \cdots\cdots\cdots\cdots (付3.18)$$

ここで，

$$[C_{rs}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \exp(-j\theta) & 0 \\ 0 & 0 & \exp(j\theta) \end{bmatrix} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (付3.19)$$

電気角に換算した回転子角速度をω_rで表し，$p\theta = \omega_r$なる関係を用いて式を整理すると，次式の三相誘導電動機の基礎式が得られる。

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{s0} \\ \dot{V}_{s1} \\ \dot{V}_{s2} \end{bmatrix} = (r_s + L_s p) \begin{bmatrix} \dot{I}_{s0} \\ \dot{I}_{s1} \\ \dot{I}_{s2} \end{bmatrix} + Mp \begin{bmatrix} \dot{I}_{r0}' \\ \dot{I}_{r1}' \\ \dot{I}_{r2}' \end{bmatrix} \cdots (付3.20)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = r_r \begin{bmatrix} \dot{I}_{r0}' \\ \dot{I}_{r1}' \\ \dot{I}_{r2}' \end{bmatrix} + L_r \begin{bmatrix} p & 0 & 0 \\ 0 & p-j\omega_r & 0 \\ 0 & 0 & p+j\omega_r \end{bmatrix}$$

$$\times \begin{bmatrix} \dot{I}_{r0}' \\ \dot{I}_{r1}' \\ \dot{I}_{r2}' \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & p-j\omega_r & 0 \\ 0 & 0 & p+j\omega_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{s0} \\ \dot{I}_{s1} \\ \dot{I}_{s2} \end{bmatrix}$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (付3.21)$$

これらの式の零相分，正相分，逆相分について考察する。中性点非接地の誘導電動機では，$\dot{I}_{s0} = \dot{I}_{r0}' = 0$となるので，零相分は常に零となる。また，正相分$\dot{V}_{s1}$，$\dot{I}_{s1}$は固定子相電圧と相電流の空間ベクトルを表し，$\dot{I}_{r1}'$は固定子座標系で表した回転子相電流の空間ベクトルを表している。逆相分$\dot{V}_{s2}$，$\dot{I}_{s2}$，$\dot{I}_{r2}'$はそれぞれ正相分$\dot{V}_{s1}$，$\dot{I}_{s1}$，$\dot{I}_{r1}'$の複素共役となり，逆相分の情報はす

べて正相分に含まれることになる。従って，(付3.20)，(付3.21)式の正相分を用いて，誘導電動機の特性計算を行うことができる。

固定子座標系で表した回転子鎖交磁束の空間ベクトル$\dot{\psi}_{r1}$は，

$$\dot{\psi}_{r1} = M\dot{I}_{s1} + L_r\dot{I}_{r1}' \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (\text{付}3.22)$$

で表される。この式は，３．２節の(3.5)式である。

固定子側からみた一相ごとの等価漏れインダクタンスlとし，$l = L_s - L_0$，$L_0 = M^2/L_r$，$\dot{a}_r = -r_r/L_r + j\omega_r$とおいて，（付3.22)式を(付3.20)と(付3.21)式の正相分の方程式に代入すると，次式となり，３．２節の三相誘導電動機の基礎方程式(3.3)，(3.4)式が得られる。

$$\dot{V}_{s1} = (r_s + l\,p)\dot{I}_{s1} + (M/L_r)\,p\,\dot{\psi}_{r1} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (\text{付}3.23)$$

$$0 = (p - \dot{a}_r)\dot{\psi}_{r1} - (M/L_r)\,r_r\dot{I}_{s1} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (\text{付}3.24)$$

次に，三相誘導電動機の電力P_Mを求める。

$$\begin{aligned} P_M &= \dot{V}_{s2}\dot{I}_{s1} + \dot{V}_{s1}\dot{I}_{s2} \\ &= \mathrm{conj}(\dot{V}_{s1})\cdot\dot{I}_{s1} + \dot{V}_{s1}\cdot\mathrm{conj}(\dot{I}_{s1}) \\ &= 2r_s\dot{I}_{s1}\cdot\mathrm{conj}(\dot{I}_{s1}) + L_s\,p\,\dot{I}_{s1}\cdot\mathrm{conj}(\dot{I}_{s1}) \\ &\quad + M\,p\{\dot{I}_{s1}\cdot\mathrm{conj}(\dot{I}_{r1}') + \mathrm{conj}(\dot{I}_{s1})\cdot\mathrm{conj}(\dot{I}_{r1}')\} \\ &\quad - \mathrm{conj}(\dot{I}_{r1}')\cdot M\,p\,\dot{I}_{s1} - \dot{I}_{r1}'M\,p\cdot\mathrm{conj}(\dot{I}_{s1}) \\ &\quad \cdots\cdots\cdots\cdots (\text{付}3.25) \end{aligned}$$

ここで，$\mathrm{conj}(\dot{V}_{s1})$は，$\dot{V}_{s1}$に複素共役を施すことを意味する。この式に(付3.22)，(付3.24)式を代入して整理すると次式が得られる。

$$\begin{aligned} P_M &= 2r_sI_{s1}^2 + 2r_rI_{r1}'^2 + l\,p\,I_{s1}^2 + (1/L_r)\,p\,\Psi_{r1}^2 \\ &\quad + 2\omega_r\mathrm{Imag}[\dot{\psi}_{r1}\cdot\mathrm{conj}(\dot{I}_{r1}')] \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (\text{付}3.26) \end{aligned}$$

この式において，第1,2項はそれぞれ一次，二次抵抗損を，第3,第4項はそれぞれ漏れインダクタンス，励磁インダクタンスによるパワーを示す。第5項はω_rに比例しているので，機械的パワーを示す。

電動機の機械角速度をω_mとし，極数をp_0とすると，$\omega_m = 2\omega_r/p_0$と表すことができるので，トルクτは次のようになる。

$$\tau = p_0\mathrm{Imag}[\dot{\psi}_{r1}\cdot\mathrm{conj}(\dot{I}_{r1}')] \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (\text{付}3.27)$$

この式は，３．２節の(3.14)式である。

第4章　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

本章では，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方式について述べる。

4.1　主回路構成と原理

図4.1 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}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ザ表示を$\dot{I}_{u1}^{1}$，第五調波成分のそれを$\dot{I}_{u1}^{5}$のように表すと，各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4.2 のようになる。

三相変圧器構成の結合リアクトルの一脚，例えば，図4.1の鉄心Muの巻線は図4.3のように構成されている。これらの巻線を流れる電流の基本波成分$\dot{I}_{u1}^{1}$, $\dot{I}_{v2}^{1}$および$\dot{I}_{u2}^{1}$による起磁力を$\dot{F}_{u1}^{1}$, $\dot{F}_{v2}^{1}$および$\dot{F}_{u2}^{1}$で表す。そして，図4.4 (a)に示すように，基本波起磁力$\dot{F}_{u1}^{1}$, $\dot{F}_{v2}^{1}$および$\dot{F}_{u2}^{1}$の和が零になるように巻数比を$1:1/\sqrt{3}:1/\sqrt{3}$に選ぶ。すると，鉄心Muにおける起磁力は基本波成分に対して相殺されることになるので，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隙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。次に，電流の第五調波成分$\dot{I}_{u1}^{5}$, $\dot{I}_{v2}^{5}$および$\dot{I}_{u2}^{5}$による起磁力を$\dot{F}_{u1}^{5}$,

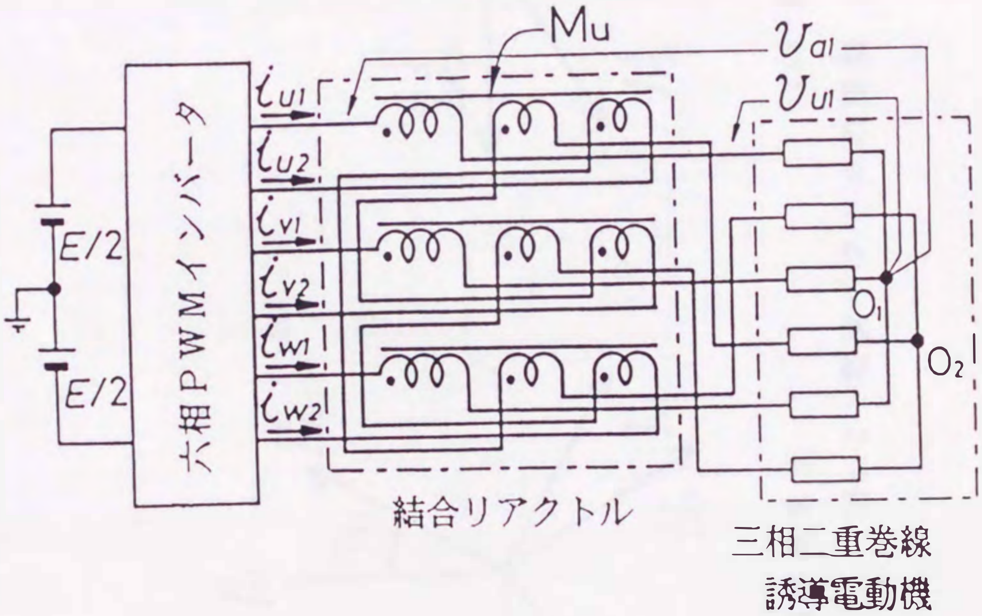
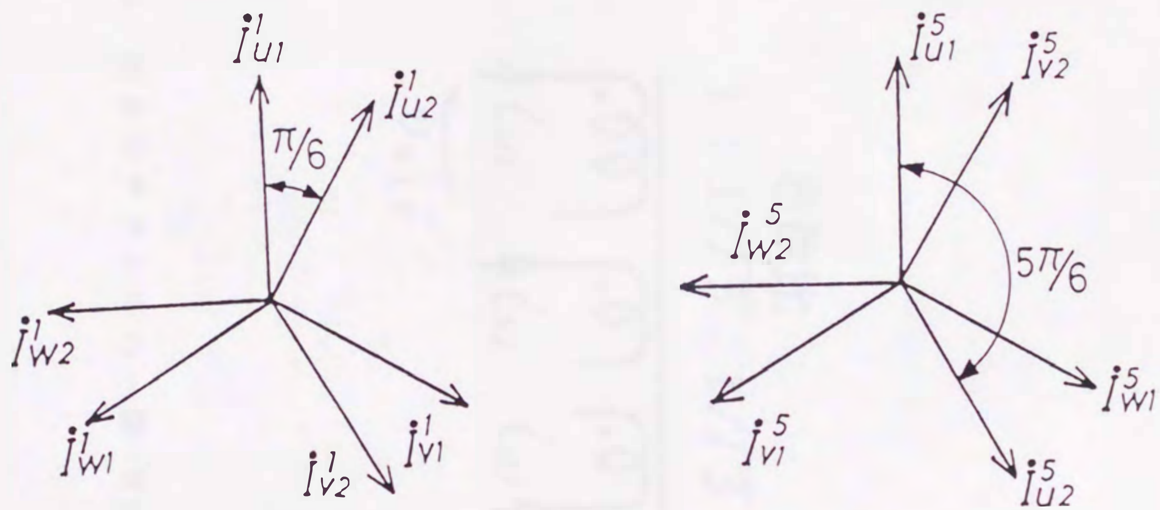

Mu
v_{a1}
v_{u1}
i_{u1}
i_{u2}
i_{v1}
i_{v2}
i_{w1}
i_{w2}
E/2
E/2
六相PWMインバータ
O_1
O_2
結合リアクトル
三相二重巻線
誘導電動機

図4.1　主回路構成



(a) 基本波成分　　　　(b) 第五調波成分

図4.2　電流ベクトルの相順

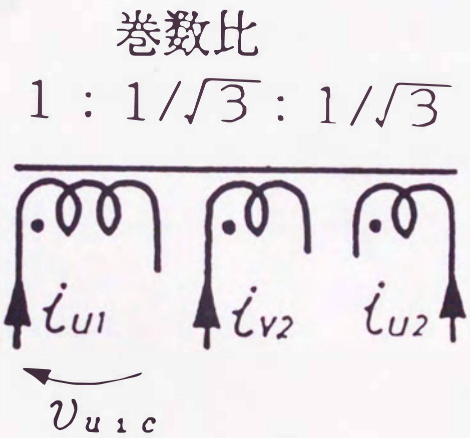
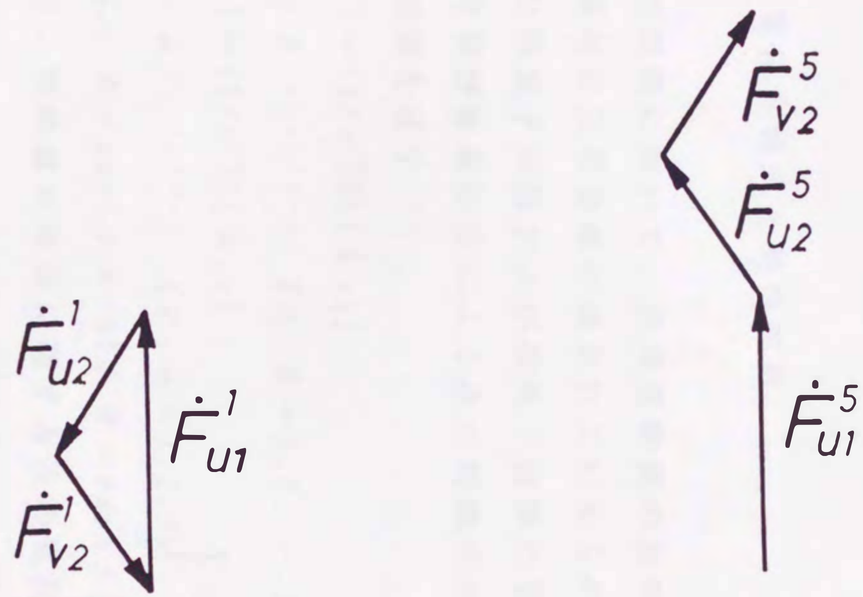


図4.3　結合リアクトルの一脚 Mu の巻線



(a) 基本波成分　　　　　(b) 第五調波成分

図4.4　結合リアクトル Mu の起磁力

$\dot{F}_{v2}{}^5$および$\dot{F}_{u2}{}^5$で表す。前述の基本波成分の場合と同様に検討を行うと，第五調波成分に対しては，図4.4（b)に示すように起磁力は相殺されないので，結合リアクトルは大きなリアクトルとして作用し，第五調波成分の電圧を吸収することになる。

以上の考察に基づき検討を行うと，$12p\pm1$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，$12p\pm2$，$12p\pm4$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がわかる。この証明は次節に示す。

4.2　電圧方程式と特性解析

図4.1 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変換行列$[\dot{A}_\beta]$および$[\dot{A}_\alpha]$を用いて，変換を施す(74)。

$$\left.\begin{aligned}[\dot{A}_\beta] &= (1/\sqrt{12})[\dot{b}_{\lambda\xi}] \\ \dot{b}_{\lambda\xi} &= \dot{\beta}^{(\lambda-1)(\xi-1)}\quad(\lambda,\xi=1,2,\cdots,12)\end{aligned}\right\}\quad\cdots\cdots\cdots\cdots(4.1)$$

$$\left.\begin{aligned}[\dot{A}_\alpha] &= (1/\sqrt{3})[\dot{a}_{\zeta\eta}] \\ \dot{a}_{\zeta\eta} &= \dot{\alpha}^{(\zeta-1)(\eta-1)}\quad(\zeta,\eta=1,2,3)\end{aligned}\right\}\quad\cdots\cdots\cdots\cdots(4.2)$$

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

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。

$$\dot{V}_{s1}=\{r_s+(l_s+3L_s)P\}\dot{I}_{s1}+3MP\dot{I}_{r1}{}'\quad\cdots\cdots\cdots(4.3)$$

$$0=(3/2)M(P-j\omega_r)\dot{I}_{s1}+[r_r+\{l_r+(3/2)L_r\}(P-j\omega_r)]\dot{I}_{r1}{}'\quad\cdots\cdots\cdots(4.4)$$

$$\dot{V}_{s5}=(r_s+l_sP)\dot{I}_{s5}+2L_cP\dot{I}_{s5}\quad\cdots\cdots\cdots(4.5)$$

$$\begin{aligned}&\dot{V}_{s7}=\dot{V}_{s5}{}^*,\ \dot{V}_{s11}=\dot{V}_{s1}{}^*;\ \dot{I}_{s7}=\dot{I}_{s5}{}^*,\ \dot{I}_{s11}=\dot{I}_{s1}{}^*;\\ &\dot{V}_{si},\ \dot{I}_{si}=0\quad(i=0,2,3,4,6,8,9,10)\end{aligned}\quad\cdots\cdots\cdots(4.6)$$

ここで，＊印は共役複素数を示す。$\dot{V}_{s1}$，$\dot{I}_{s1}$等は，次式に示すように，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。

$$[\dot{V}_{S0}, \dot{V}_{S1}, \cdots, \dot{V}_{S11}]^T$$
$$= [\dot{A}_\beta][v_{a1}, v_{a2}, -v_{c1}, -v_{c2}, v_{b1}, v_{b2}, -v_{a1}, -v_{a2}, v_{c1}, v_{c2}, -v_{b1}, -v_{b2}]^T \cdots\cdots(4.7)$$

$$[\dot{I}_{S0}, \dot{I}_{S1}, \cdots, \dot{I}_{S11}]^T$$
$$= [\dot{A}_\beta][i_{u1}, i_{u2}, -i_{w1}, -i_{w2}, i_{v1}, i_{v2}, -i_{u1}, -i_{u2}, i_{w1}, i_{w2}, -i_{v1}, -i_{v2}]^T \cdots\cdots(4.8)$$

ここで，

$[\ \ ]^T$ ：行列の転置記号

$\dot{I}_{r1}'$ ：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正相分

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4.1および図4.3参照)

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4.3 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と見なせるので，$L_C/\sqrt{3}$となる。また，(4.5)式において，$L_C P >> r_S$, $l_S P$となるので，次式が成立する。

$$\dot{V}_{S5} \fallingdotseq 2 L_C P \dot{I}_{S5} \cdots\cdots(4.9)$$

i_{u1}の流れる巻線の電圧v_{u1c}は次式で表される。

$$v_{u1c} = P(L_C i_{u1} + L_C i_{v2}/\sqrt{3} - L_C i_{u2}/\sqrt{3}) \cdots\cdots(4.10)$$

本式のi_{u1}等を(4.8)式を用いて$\dot{I}_{S1}$と$\dot{I}_{S5}$で表し，(4.9)式を代入すると，次式が得られる。

$$v_{u1c} = (1/\sqrt{3})\,\mathrm{Re}[\dot{V}_{S5}] \quad \cdots\cdots (4.11)$$

また，電動機相電圧v_{u1}は次式で表される。

$$v_{u1} = v_{a1} - v_{u1c} = (1/\sqrt{3})\{\mathrm{Re}(\dot{V}_{S1} + \dot{V}_{S5}) - \mathrm{Re}(\dot{V}_{S5})\}$$
$$= (1/\sqrt{3})\,\mathrm{Re}(\dot{V}_{S1}) \quad \cdots\cdots (4.12)$$

いま，6相の相電圧波形が同一形状になる定常運転時において，インバータ出力相電圧は，次式のように表すことができる。

$$\left.\begin{aligned} v_{a1} &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n(\omega t + \phi_n) \\ v_{a2} &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n(\omega t + \phi_n - \pi/6) \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots \\ v_{c2} &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n(\omega t + \phi_n - 7\pi/6) \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (4.13)$$

ここで，

A_n：n次調波成分の振幅

ω　：基本波の角周波数

ϕ_n：n次調波成分の位相

(4.7)式と(4.11)〜(4.13)式より，v_{u1c}とv_{u1}は次式のように計算される。

$$\begin{aligned} v_{u1c} = \sum_{m=0}^{\infty} [\, & A_{12m+5} \sin\{(12m+5)(\omega t + \phi_{12m+5})\} \\ & + A_{12m+7} \sin\{(12m+7)(\omega t + \phi_{12m+7})\} \\ & + (1/\sqrt{2}) A_{12m+2} \sin\{(12m+2)(\omega t + \phi_{12m+2}) + \pi/4\} \\ & + (1/\sqrt{2}) A_{12m+4} \sin\{(12m+4)(\omega t + \phi_{12m+4}) + \pi/4\} \\ & + (1/\sqrt{2}) A_{12m+8} \sin\{(12m+8)(\omega t + \phi_{12m+8}) - \pi/4\} \\ & + (1/\sqrt{2}) A_{12m+10} \sin\{(12m+10)(\omega t + \phi_{12m+10}) - \pi/4\}] \end{aligned}$$
$$\cdots\cdots (4.14)$$

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

$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (4.15)$$

(4.14)，(4.15)式より，結合リアクトルが$12p\pm1$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。

表4.1は，正弦波－三角波比較方式PWMで本インバータシステムを駆動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，$N=12n+3(n=0,1,2,\cdots)$に選ぶとPWMのスイッチングにより発生する主な高調波次数は，$N\pm2$，$2N\pm1$，$3N\pm2$，$3N\pm4$次であり，これらのうち$N+2$，$2N\pm1$，$3N-2$，$3N-4$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。この表より，偶数次調波成分は，結合リアクトルではほとんど吸収されないことがわかる。

4.3　PWMパルスパターンとフーリエ級数展開

前節で示したように，偶数次調波成分はその一部しか吸収されないので，PWMのパルスパターンには偶数次調波成分が含まれないように，Nを奇数に選定する。そして，表4.1において，$N=12n+3$，$12n+5$，$12n+7$，$12n+9$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ので，これらのパルスパターンを，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，ラグランジュの乗数法を用いて解を求める。

ところが，後述するように，基本波成分の振幅の小さい低変調率では，$N=12n+5$，$12n+7$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結合リアクトル容量が非常に大きくなる。

高変調率では，$N=12n+5$，$12n+7$としても結合リアクトル容量はさほど大きくならない。また，Nの小さい範囲において，Nの切替時のNの変化率を大きくしないために実用上$N=5,7$が必要とな

表4.1　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

	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。

る。

以上のことを考慮して，$N=3,5,7,9,15,21,27$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，同期または非同期式ＰＷＭのどちらの正弦波－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，ひずみの少ない出力波形が得られる[6]。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[6]，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。

図4.5 に，ＰＷＭのパルスパターンを示す。最適パルスパターンでは，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，さらに余弦項の発生しないように奇対称性を持ったパターンを採用する。そして，後述するように，電動機のトルクリプルを表わす評価関数を最小にするスイッチングパターンを求めて最適化を行う。

図4.5 において，ＰＷＭパルスパターンは1/4サイクル中の$(N-1)/2$個のノッチ角$\alpha_1, \alpha_2, \cdots, \alpha_{(N-1)/2}$で定められている。これらのノッチ角のベクトル$\vec{\alpha}$を次式で定義する。

$$\vec{\alpha}=[\alpha_1, \alpha_2, \cdots, \alpha_{(N-1)/2}]^T \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (4.16)$$

図4.5 のＰＷＭパルスパターンをフーリエ級数に展開して，(4.15)式のv_{u1}の基本波成分の振幅および高調波成分の振幅を求めると次式となる（この場合，偶数次調波成分は生じない）。

$$A_k=\{4E/(\sqrt{3}k\pi)\}\{-1+2\sum_{j=1}^{(N-1)/2}(-1)^{j+1}\cos(k\alpha_j)\}$$
$$\times\sin(k\pi/3) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (4.17)$$

ただし，添字k は調波成分の次数を表す。

なお，正弦波－三角波比較方式では，基本波の周波数の正弦波とこれよりかなり高周波の三角波との交点により，ノッチ角を求めている（Nを奇数としているので，同期式の正弦波－三角波比較方式

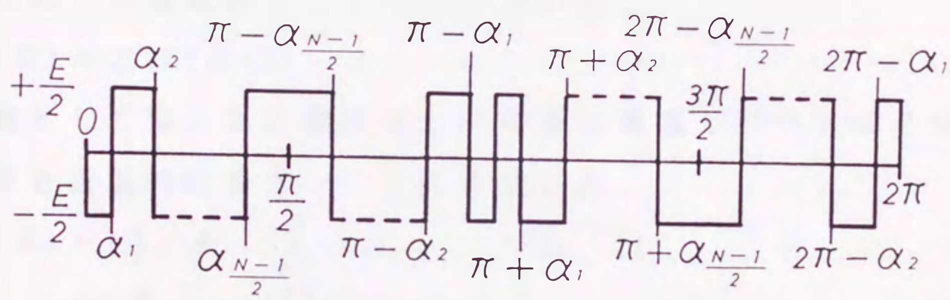


図4.5　ＰＷＭのパルスパターン

PWMでは，PWMパルスパターンが半波対称でしかも奇対称となり，偶数次調波成分は存在しない）。

4.4　最適パルスパターンの解法

前節の検討に基づき以下に示す手順により最適パルスパターンを求める。

変調率μを，正弦波－三角波比較方式のPWMにおいて，三角波キャリアの振幅に対する正弦波変調波の振幅の比で定義する。

最適パルスパターンにおいて，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る。

$$F(\vec{\alpha}) = A_1/(E/2) - \mu \quad \cdots\cdots (4.18)$$

評価関数としては，低次調波成分の荷重を重視し[92]トルクリプルの大きさを近似的に表す[93]次式を用いた。

$$L(\vec{\alpha}) = (1/A_1)\left[\sum_{p=1}^{q}\left\{\left(A_{12p-1}/\sqrt{12p-1}\right)^2 + \left(A_{12p+1}/\sqrt{12p+1}\right)^2\right\}\right]^{1/2} \quad \cdots\cdots (4.19)$$

次に，ハミルトン関数として次式を定義する。

$$H(\vec{\alpha}, \lambda) = L(\vec{\alpha}) + \lambda F(\vec{\alpha}) \quad \cdots\cdots (4.20)$$

λ：ラグランジュの乗数

この$H(\vec{\alpha}, \lambda)$ の値を極小とする解を求めて最適解とした[75]。

電動機相電圧をなめらかに制御するためには，変調率μ に対して$\vec{\alpha}$ がなめらかに変化する必要がある。しかし，(4.18)，(4.19)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，$\vec{\alpha}$ がなめ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(4.19)式の qの値を表4.2に示す。

4.5　解析結果

表4.2　評価値の計算に用いた高調波の次数の範囲

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 ($q=9$)

<4.5.1> 最適解と評価値

図4.6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$\bar{\alpha}$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(4.18)式の拘束条件のみで規定され，両者に相異がない。

図4.7は，表4.2に示すqについて，(4.19)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，(4.19)式の評価関数に$12p\pm1$次以外の奇数次調波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。

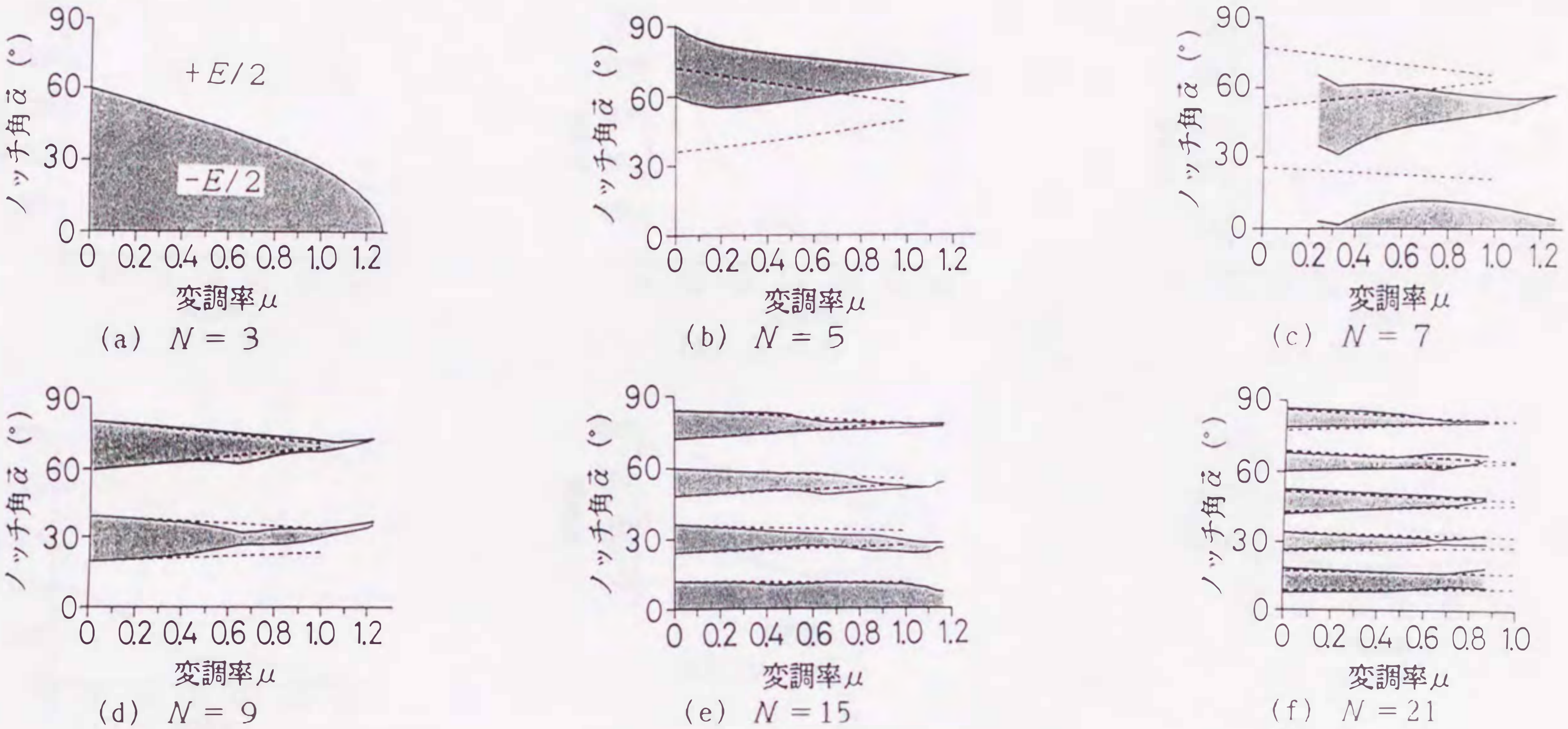
最適パルスパターンの場合には，$N=5,7,9,15$について，変調率$\mu>1$においても小さな評価値が得られた。これにより，出力電圧のひずみ率を増加させることなく直流電源電圧の利用率を増大させることができる。

<4.5.2> 高調波成分

図4.8と図4.9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},･･･)，電動機相電圧(v_{u1}, v_{u2},･･･)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。

<4.5.3> 結合リアクトル容量

前述したように，PWMのパルスパターンには，半波対称性およ



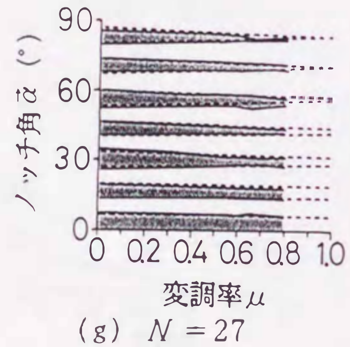
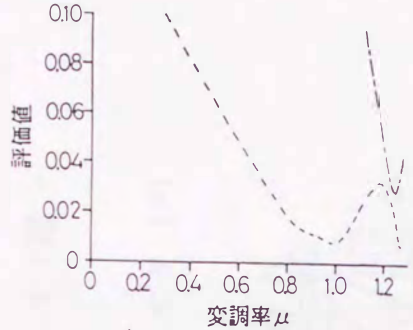


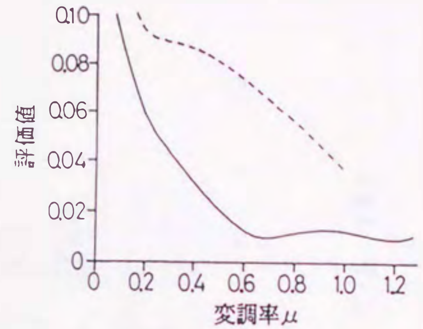
図4.6　変調率とノッチ角の関係

破線：正弦波－三角波比較方式

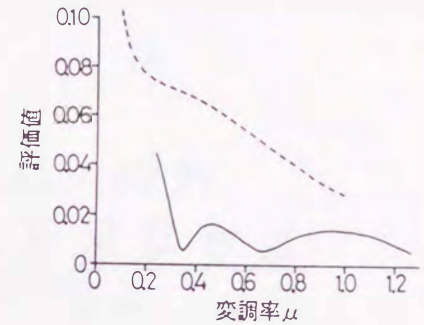
実線：最適パルスパターン



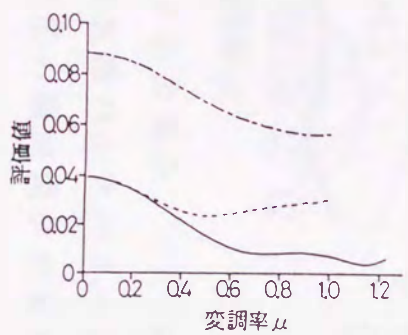
(a) $N = 3$



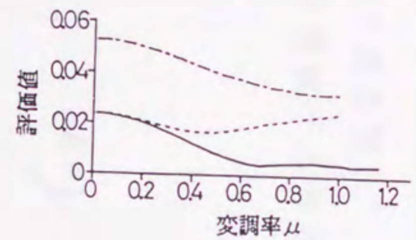
(b) $N = 5$



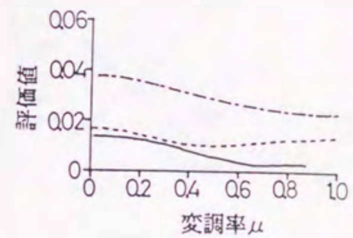
(c) $N = 7$



(d) $N = 9$

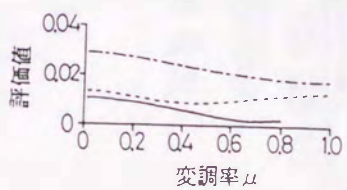


(e) $N = 15$



(f) $N = 21$

図4.7　変調率に対する評価値

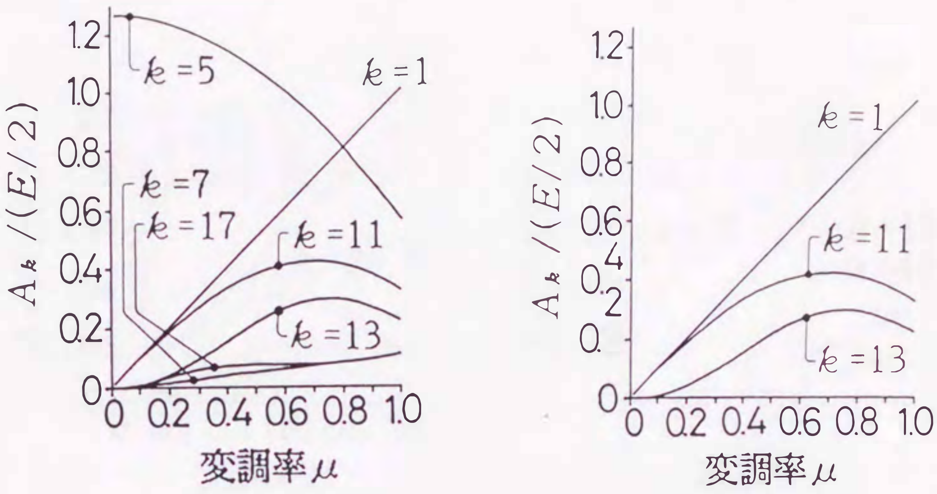


(g) $N = 27$

一点鎖線：正弦波－三角波比較方式（三相結線）

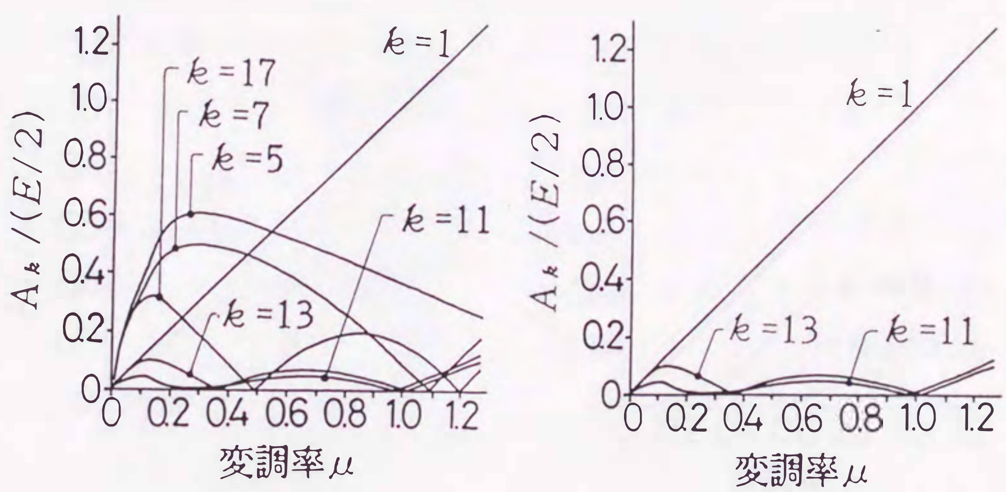
破線：正弦波－三角波比較方式（三相二重結線）

実線：最適パルスパターン（三相二重結線）



(a) インバータ出力電圧　　(b) 電動機相電圧

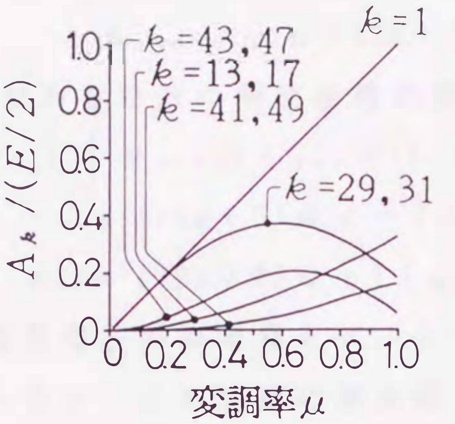
(正弦波－三角波比較方式)

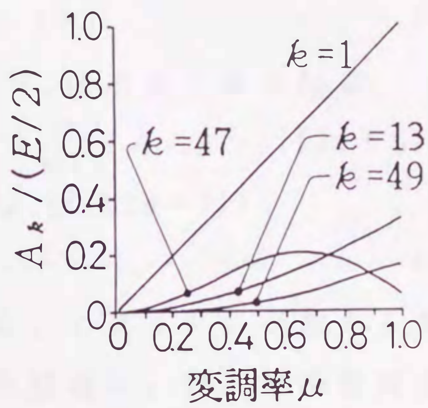


(c) インバータ出力電圧　　(d) 電動機相電圧

(最適パルスパターン)

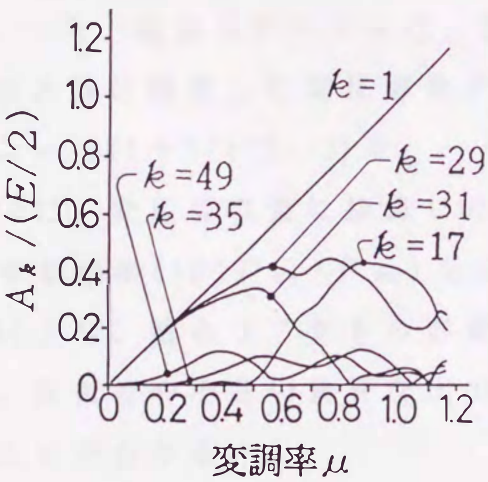
図4.8　相電圧の調波成分の大きさ ($N=5$)

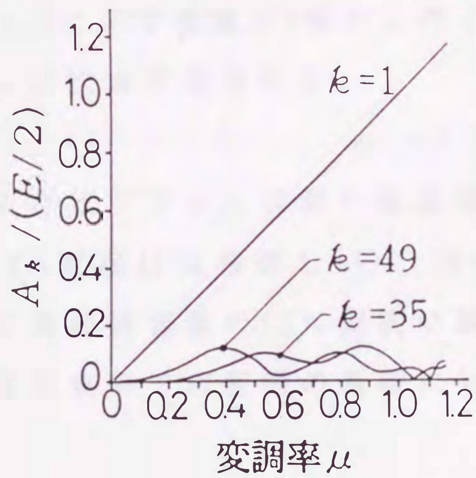




(a) インバータ出力電圧　　(b) 電動機相電圧

(正弦波－三角波比較方式)





(c) インバータ出力電圧　　(d) 電動機相電圧

(最適パルスパターン)

図4.9　相電圧の調波成分の大きさ（$N=15$）

び奇対称性を持たせているので，(4.14)式の結合リアクトルのi_{u1}の流れる巻線の電圧v_{u1c}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。

$$v_{u1c}=\sum_{m=0}^{24}\{A_{12m+5}\sin(12m+5)\omega t + A_{12m+7}\sin(12m+7)\omega t\} \quad\cdots\cdots(4.21)$$

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。

$$\Psi_c=\left|\int v_{u1c}dt\right|_{max}=(1/\omega)\left|\sum_{m=0}^{24}[\{A_{12m+5}/(12m+5)\}\times\cos(12m+5)\omega t+\{A_{12m+7}/(12m+7)\}\times\cos(12m+7)\omega t]\right|_{max} \quad\cdots\cdots(4.22)$$

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。

$$\Psi_1=\left|\int\sqrt{2}V_1\sin\omega t\,dt\right|_{max}=\sqrt{2}V_1/\omega \quad\cdots\cdots(4.23)$$

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わすと，六相巻線の電動機の電圧容量P_{mv}は

$$P_{mv}=6\sqrt{2}V_1/\omega \quad\cdots\cdots(4.24)$$

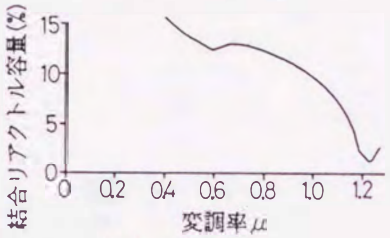
となる。一方，結合リアクトルは，図4.3に示す巻線が3組あるので，通常の変圧器に換算した電圧容量P_{cv}は次式で表される。

$$P_{cv}=\{3(1+2/\sqrt{3})/2\}\Psi_c \quad\cdots\cdots(4.25)$$

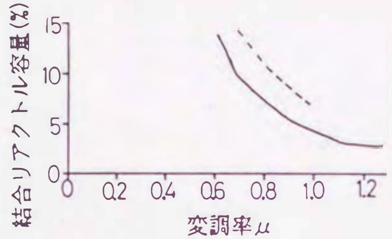
図4.10に，変圧器容量に換算した結合リアクトル容量の電動機容量に対する比率($100P_{cv}/P_{mv}$)を示す(電流は両者等しい)。図4.7と図4.10より，結合リアクトル容量を電動機容量の12%程度に制限しても，評価値の小さい良好な出力電圧波形で広範囲の運転に対応できることがわかる。

4.6　実験装置のシステム構成

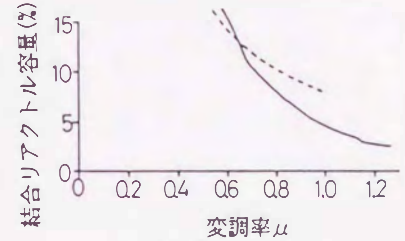
図4.11に，本研究で用いた六相PWMインバータの駆動のための制御回路のブロックダイヤグラムを示す。六相インバータには，6個のアームがあり，12個の主回路素子のオンオフ状態は6bitの情報



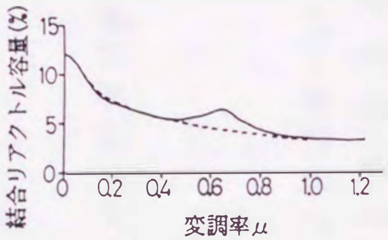
(a) $N = 3$



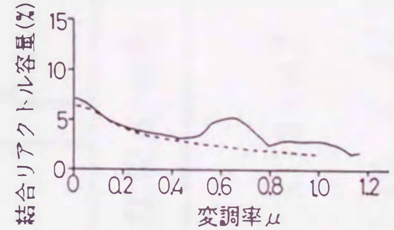
(b) $N = 5$



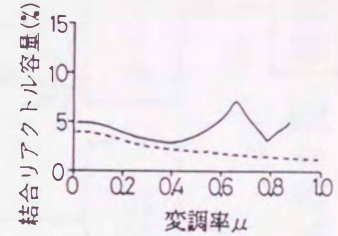
(c) $N = 7$



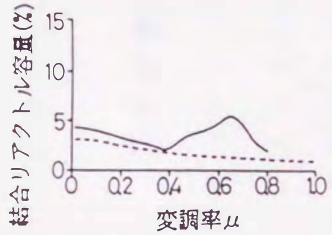
(d) $N = 9$



(e) $N = 15$



(f) $N = 21$



(g) $N = 27$

図4.10　変調率と結合リアクトル容量($100 P_{cv} / P_{mv}$)の関係

破線：正弦波－三角波比較方式

実線：最適パルスパターン

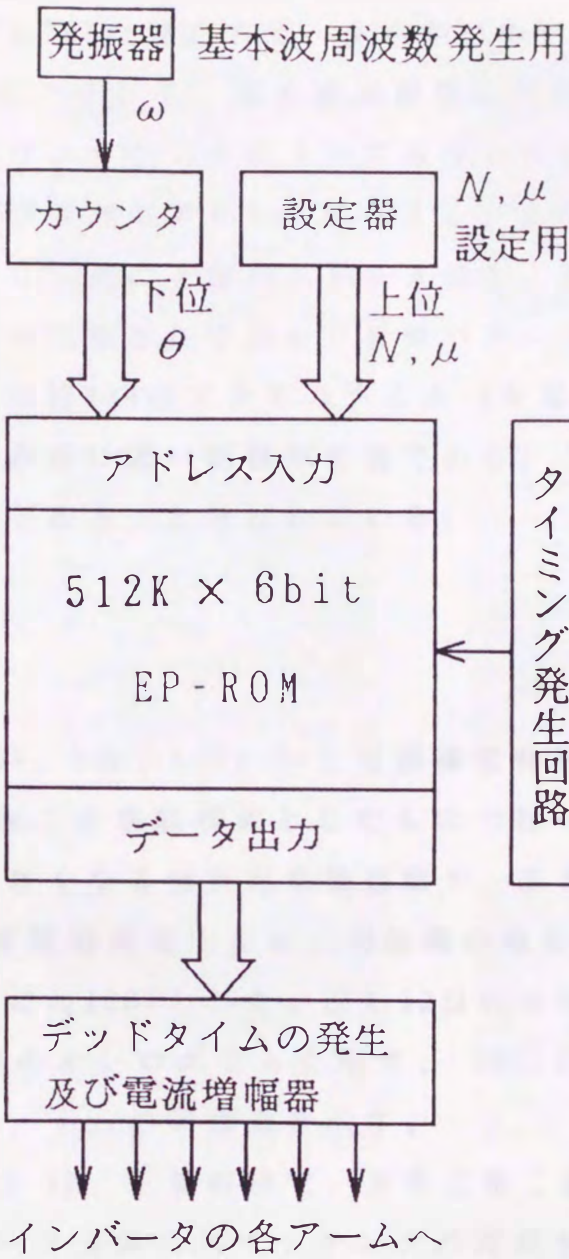


図4.11　制御回路のブロックダイヤグラム

量で決定できる。図4.6 のノッチ角$\bar{\alpha}$に対応する各アームのオンオフ状態を2進数の"1"と"0"に対応させ，あらかじめ512K×6bitのEP-ROMに書き込んでおく。そして，基本波周波数に比例した高周波のクロックをアップダウンカウンタによってカウントし，この出力を電圧の位相θとしてEP-ROMのアドレスに与える。また，変調率μとパルス数Nは，θよりも更に上位のアドレスに与える。この方式では，指令値θ，μ，Nが印加されてからＰＷＭパターンが出力されるまでの遅れ時間は，ほぼROMのアクセスタイム（今回使用したROMは200ns)のみとなり，非常に速い制御が可能である。この方式は一般にルックアップテーブル方式と呼ばれている。

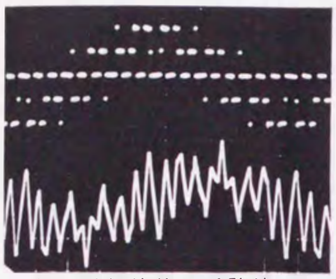
4.7 実験結果

実験は，2kW，220V，4極，60Hz 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 200Vに，三相二重結線の場合には100Vとした。図4.12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。

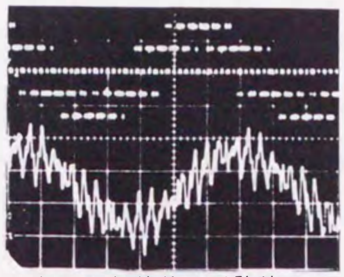
図4.12の（a)～(c）は，三相結線で，Nを三相二重結線の場合の2倍にして，インバータ全体のスイッチングの頻度を両者等しくした場合の実験結果である（$N=10$は三相結線では実用的でないので$N=9$の場合を示した)。 この場合，結合リアクトルは存在しないので，インバータ出力相電圧と電動機相電圧が等しくなる（$v_{u1}=v_{a1}$)。

図4.12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。

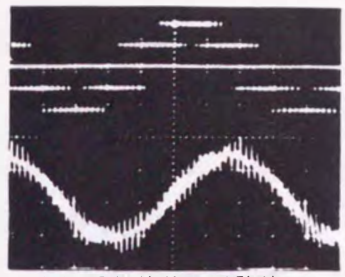
図4.7 で示した(4.19)式に基づく評価値より予想されるように，最適パルスパターンでは，相電流(i_{u1})の波形が著しく改善されて



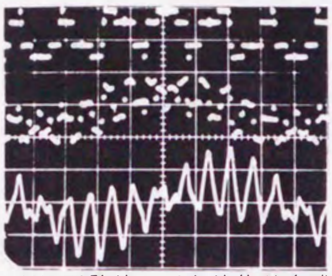
(a) 三相結線の正弦波－
三角波比較方式
$N=9$, $\mu=0.6$, ($v_{u1}=v_{a1}$)
$f=36$Hz, $V_{u1}=61$V, $I_{u1}=2.5$A



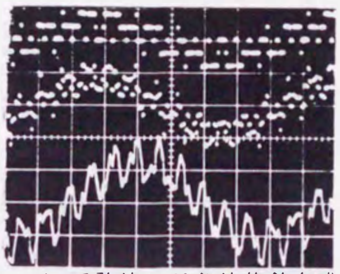
(b) 三相結線の正弦波－
三角波比較方式
$N=18$, $\mu=0.9$, ($v_{u1}=v_{a1}$)
$f=54$Hz, $V_{u1}=70$V, $I_{u1}=1.8$A



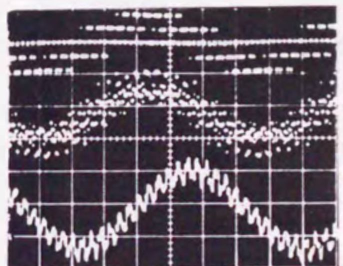
(c) 三相結線の正弦波－
三角波比較方式
$N=42$, $\mu=0.8$, ($v_{u1}=v_{a1}$)
$f=48$Hz, $V_{u1}=60$V, $I_{u1}=1.7$A



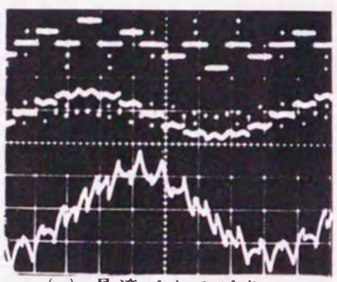
(d) 正弦波－三角波比較方式
（三相二重結線）
$N=5$, $\mu=0.6$, $f=36$Hz,
$V_{u1}=28$V, $I_{u1}=2.5$A



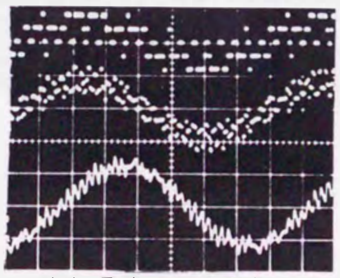
(e) 正弦波－三角波比較方式
（三相二重結線）
$N=9$, $\mu=0.9$, $f=54$Hz,
$V_{u1}=33$V, $I_{u1}=1.8$A



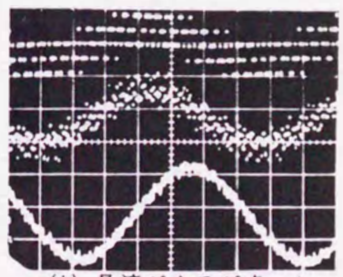
(f) 正弦波－三角波比較方式
（三相二重結線）
$N=21$, $\mu=0.8$, $f=48$Hz,
$V_{u1}=29$V, $I_{u1}=1.6$A



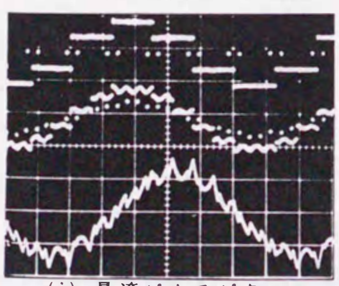
(g) 最適パルスパターン
（三相二重結線）
$N=5$, $\mu=0.6$, $f=36$Hz,
$V_{u1}=22$V, $I_{u1}=1.6$A



(h) 最適パルスパターン
（三相二重結線）
$N=9$, $\mu=0.9$, $f=54$Hz,
$V_{u1}=32$V, $I_{u1}=1.6$A



(i) 最適パルスパターン
（三相二重結線）
$N=21$, $\mu=0.8$, $f=48$Hz,
$V_{u1}=28$V, $I_{u1}=1.6$A

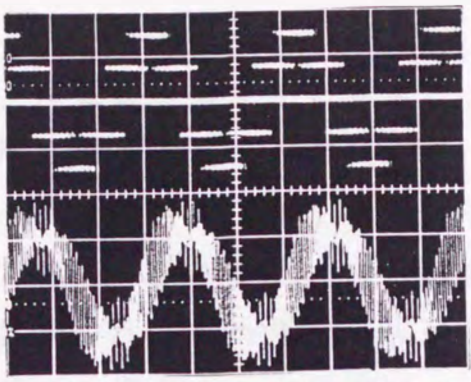


(j) 最適パルスパターン
（三相二重結線）
$N=5$, $\mu=1.2$, $f=72$Hz,
$V_{u1}=42$V, $I_{u1}=1.7$A

図4.12　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_{u1}
中：電動機相電圧　v_{a1}
下：電動機相電流　i_{u1}

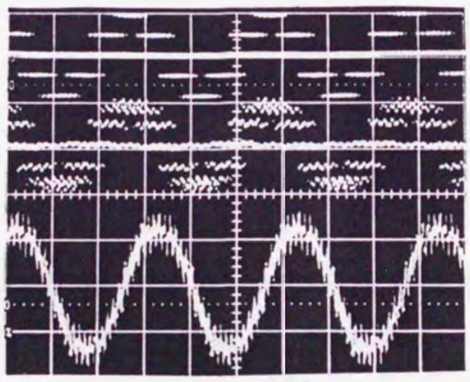
いることがわかる。図4.12 の（j）は，$N=5$で$\mu=1.2$の場合の電圧，電流波形である。最適パルスパターンを適用することにより，$\mu>1$においても良好なi_{u1}の波形が得られる(図4.7参照)。

図4.13は，図4.12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。図(a)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26μs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，図(b),(c) 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。



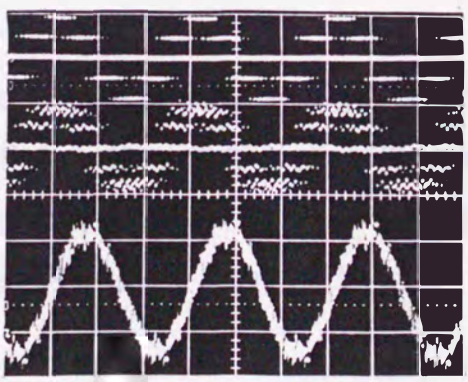
(a) 正弦波－三角波比較方式(三相結線)， $v_{u1} = v_{a1}$

$V_{u1} = 43\,\mathrm{V}$，$I_{u1} = 1.8\,\mathrm{A}$ ($N = 27$, $\mu = 0.4$, $f = 24\,\mathrm{Hz}$)



(b) 正弦波－三角波比較方式(三相二重結線)

$V_{u1} = 16\,\mathrm{V}$，$I_{u1} = 1.5\,\mathrm{A}$ ($N = 27$, $\mu = 0.4$, $f = 24\,\mathrm{Hz}$)



(c) 最適パルスパターン(三相二重結線)

$V_{u1} = 16\,\mathrm{V}$，$I_{u1} = 1.5\,\mathrm{A}$ ($N = 27$, $\mu = 0.4$, $f = 24\,\mathrm{Hz}$)

図4.13　各変調方式における電圧電流波形の比較

上：v_{u1}，中：v_{a1}，下：i_{u1}