

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

松本久男*・高見 弘*・高瀬隆一**

Analyses of the Vector Control of an Induction Motor Controlled by a Voltage Model Operation with and without Current Control Loop

Hisao MATSUMOTO, Hiroshi TAKAMI and Ryuichi TAKASE

Abstract

In the vector control of an induction motor with controlled voltage source, the control operation based on the motor voltage model is used and the motor voltages are controlled without detecting them in general. In the vector control with controlled current source, the control operation based on the motor current model is used and the motor currents are controlled with detecting them. The variation of rotor flux interlinkage caused by the change of rotor resistance with temperature in the former vector control is smaller than that in the latter. But the deviation of the actual torque from the ordered torque caused by it is larger in the former, so the former is not applicable to the use of torque control. And, since the motor voltages are controlled without detecting them in the former, the deviation of the actual voltages of the PWM inverter from the ordered voltages increases in low voltage operation, so the controllability in low speed operation deteriorates.

In this proposed system, a current control loop is added to the already reported vector control with controlled voltage source, based on the polar coordinate voltage equations without voltage detection. The PI-regulator of this current control loop has low proportional gain, its transfer function doesn't change the voltage model control operation for keeping the rotor flux interlinkage constant, and both its input and output have the dimension of current.

The systems characteristics are analyzed by computer simulation. As a result, the bad effects of the change of stator and rotor resistance with temperature are almost completely removed, so the above mentioned defects of the vector control with controlled voltage source are greatly improved.

1. まえがき

誘導電動機の制御電圧源ベクトル制御では、電動機

の電圧モデルによる制御演算が用いられ、一般に電動機電圧を検出しないで制御している。制御電流源ベクトル制御では、電動機の電流モデルによる制御演算が用いられ、電動機電流を検出して制御している。抵抗の温度変化による回転子鎖交磁束の変動は、前者のベクトル制御では後者におけるよりも小さい¹⁾。しかし、これによる指令トルクに対する実際トルクの偏差が前

* 電気工学科

** 大学院電気工学専攻

者では大きくてトルク制御の用途に適しない。そして、前者では電動機電圧を検出しないで制御するので、低電圧運転時にはPWMインバータの指令電圧に対する実際電圧の偏差が大きく低速運転時の制御性能が低下する。

ここで提案する方式は、既に報告した電圧を検出しない極座標電圧方程式に基づく制御電圧源ベクトル制御^{2,3)}に電流制御ループを付加したものである。この電流制御ループのPI調節器の比例ゲインは低く、その伝達関数は回転子鎖交磁束を一定に保つための電圧モデル制御演算を変化させなく、また、その入、出力共に電流のディメンションを持っている。以下に、この方式の諸特性をコンピュータシミュレーションで解析し、その有用性を明らかにする。

2. 制御基礎式

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。

$$\dot{V}_{s1} = (r_s + lP)\dot{I}_{s1} + (M/L_r)P\dot{\Psi}_{r1} \quad (1)$$

$$0 = (P - \dot{a}_r)\dot{\Psi}_{r1} - (M/L_r)r_r\dot{I}_{s1} \quad (2)$$

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、

$$\dot{\Psi}_{r1} = M\dot{I}_{s1} + L_r\dot{I}_{r1} \quad (3)$$

ここで、添字sは固定子系量、添字rは回転子系量を意味する。 \dot{V}_{s1} と \dot{I}_{s1} は固定子相電圧と相電流の空間ベクトル、 $\dot{\Psi}_{r1}$ と \dot{I}_{r1} は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を表す。また、 r_s 、 r_r は1相分の抵抗、 L_s 、 L_r は1相分の自己インダクタンス(三相定数)、 M は固定子1相と回転子1相の相互インダクタンス(三相定数)、 l は固定子側から見た1相分の等価漏れインダクタンスであり、 ω_r は電気角に換算した回転子角速度、 P は微分演算子である。なお、以下においては、 $f_r = \omega_r/2\pi$ のように、周波数は f を用いて表す。

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{I}_{s1} 、 \dot{V}_{s1} を、固定子a相巻線軸を実軸にとって、次のように表す。

$$\dot{\Psi}_{r1} = \Psi_o e^{j\theta\psi}, \quad \Psi_o = \text{const.} \quad (4)$$

$$\dot{I}_{s1} = I e^{j(\theta\psi + \delta)}, \quad \dot{V}_{s1} = V e^{j(\theta\psi + \phi)} \quad (5)$$

ここで、 $P\theta\psi = \omega\psi$ 、 $\theta\psi + \phi = \theta$ 、 $P\theta = \omega$ 、 $P\phi = \omega\phi$ とすると、定常運転時には $\omega\phi = 0$ となるので $\omega = \omega\psi$ となる。また、 $\dot{\Psi}_{r1}$ のすべり角速度を ω_s とすると、定常運転時には $\omega = \omega\psi = \omega_r + \omega_s$ 、過渡時には $\omega = \omega\psi + \omega\phi = \omega_r + \omega_s + \omega\phi$ となる。

(4)、(5)式を(2)式に代入すると、次式が得られる。

$$I e^{j\delta} = I \cos\delta + jI \sin\delta = I_o + jI_\tau \quad (6)$$

$$I_o = \Psi_o/M, \quad I_\tau = (L_o/r_r) I_o \omega_s \quad (7)$$

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

(4)~(7)式を(1)式に代表すると、

$$V_x = V \cos\phi = r_s I_o - \omega\psi l I_\tau \quad (8)$$

$$V_y = V \sin\phi = \omega\psi L_s I_o + (r_s + lP) I_\tau \quad (9)$$

$$V = (V_x^2 + V_y^2)^{1/2} \quad (10)$$

$$\omega\phi = P \tan^{-1}(V_y/V_x) \quad (11)$$

トルク τ は、極数を P_o とすると、

$$\begin{aligned} \tau &= P_o I \text{mag} [\dot{\Psi}_{r1} \cdot \text{conj}(\dot{I}_{r1})] = P_o L_o I_o I_\tau \\ &= P_o (L_o^2 I_o^2 / r_r) \omega_s \end{aligned} \quad (12)$$

(7)式と(12)式よりわかるように、 I_o は励磁電流、 I_τ はトルク電流である。また、(6)~(12)式は、回転子鎖交磁束一定の条件における誘導電動機の極座標電圧モデル演算を表す。

3. 回路構成

上記の電圧モデル演算を用いた電流制御ループ無しと有りの回路構成をFig. 1とFig. 2に示す。これらの電圧モデル演算部は、指令トルク電流を遅れ無く実現する電圧を演算している。Fig. 1とFig. 2において、*印を付した諸量は指令値を \hat{I}_o と \hat{I}_τ は厳密には正確でない検出値を示す。 μ はPWMの変調率を示す²⁾。なお、以下において、Fig. 1の回路をCVの記号で、Fig. 2の回路をCVCの記号で表す。

電圧モデル演算部の前に付加した一次遅れ要素Gd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 $512\mu\text{s}$ であり、指令値 V^* 、 θ^* の変化に対して、実際値 V 、 θ が、PWMコントローラ部の演算時間を考慮すると、最小0.5ms、最大1.0ms、平均0.75msのむだ時間 T_d を持つので、 $T_2 = 0.75\text{ms}$ とした。従って、Fig. 1の I_τ^* から実際値 I_τ までの伝達関数は $T_d = 0.75\text{ms}$ 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 $T_{12} = T_2 + T_d = 1.5\text{ms}$ の一次遅れ要素で近似できる。Fig. 2においては、 I_τ^* から I_τ までの伝達関数が1.5msの一次遅れ要素で近似できる。また、このGdを設けることにより、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は直流電源電圧の変動に伴う指令値 V^* に対する実際値 V の誤差を補正するものであり²⁾、 μ が小さい場合(低電圧)の場合を除き $V = V^*$ と見なすことができる。なお、Fig. 2の電流制御ルー

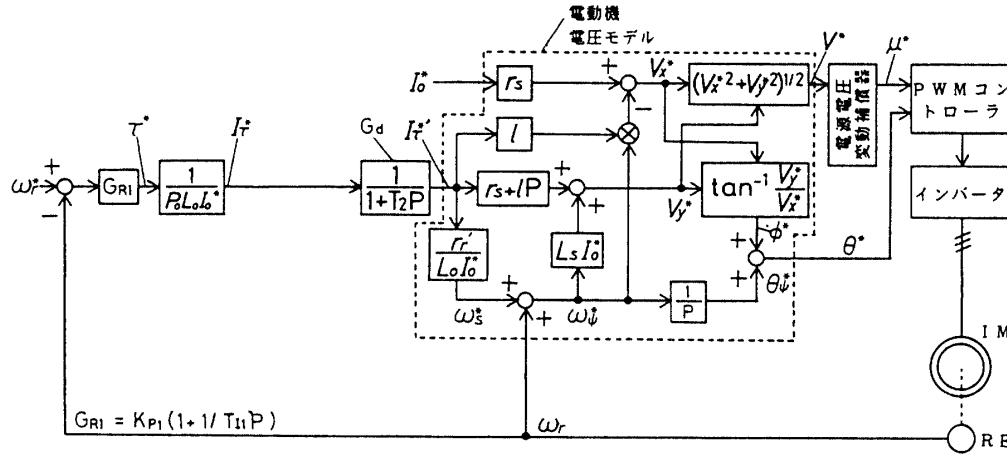


Fig. 1 Circuit of the vector control with controlled voltage source (CV).

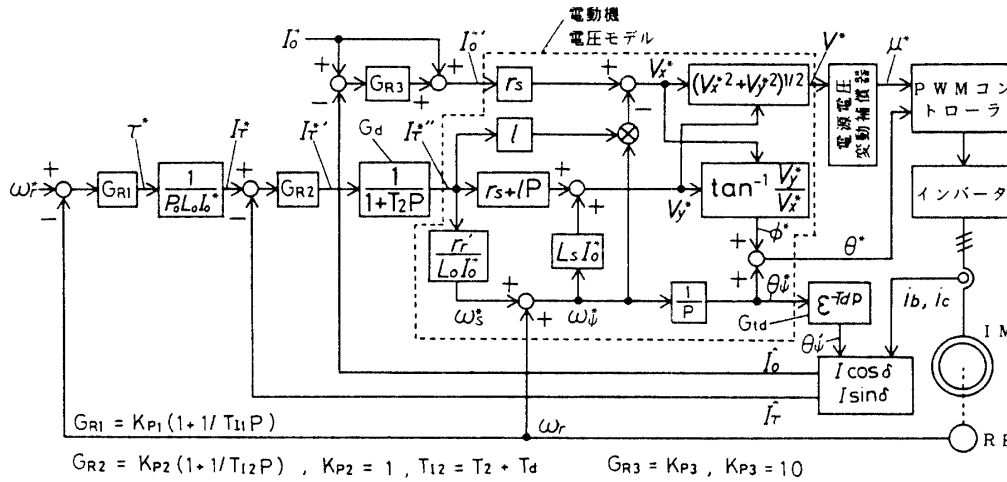


Fig. 2 Circuit of the vector control with controlled voltage source and current control loop (CVC).

プを付加した場合にも、これを設けた方が、電圧モデル演算が正確になる。

3.1 電流検出回路

固定子相電流を i_a, i_b, i_c で表すと、

$$I_{s1} = I e^{j(\theta_\psi + \delta)} = (1/\sqrt{3})(i_a + \alpha i_b + \alpha^2 i_c)$$

但し、 $\alpha = e^{j2\pi/3}$ であり、これより次式が得られる。

$$\theta_\psi + \delta = \sin^{-1} \{ (i_b - i_c) / 2I \} \quad (13)$$

$$I = \{ 3(i_b + i_c)^2 + (i_b - i_c)^2 \}^{1/2} / 2 \quad (14)$$

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

$$\theta_\psi + \delta - \theta_\psi' \approx \delta \quad (15)$$

(13)~(15)式より、 $I_o = I \cos \delta$ と $I_r = I \sin \delta$ の検出値 \hat{I}_o と \hat{I}_r

が得られる。

3.2 電流調整器 G_{R2}, G_{R3}

トルク電流 I_r に対して、電流制御ループを設けて PI 調整器により定常偏差を無くする場合、電圧モデル演算を変化させないためには、Fig. 2 の指令値 I_r^* と、 I_r^* から実際値 I_r までの伝達関数が、少なくともモデルが正確な場合には、等しくなければならない。 I_r^* から I_r までの伝達関数は、上述したように、 $1/(1+T_{I2}P)$ であるから、 G_{R2} の伝達関数を $(1+T_{I2}P)/T_{I2}P$ とすると、両者の伝達関数が等しくなる。

励磁電流成分 I_o は回転子鎖交磁束に対応するものであるから、これが変動する場合には大きな時定数を持つと考えられる。従って、これに高速応性を持たせて一定に制御するためには、高ゲインの調整器を必要と

する。後述のシミュレーションにより検討した結果、 G_{R3} はP調節器として、比例ゲイン $K_{p3}=10$ に選定した。なお、定常偏差を小さくするために、 G_{R3} の出力に指令値 I_o^* を加算して $I_o'^*$ とした。

3.3 速度調節器 G_{R1}

G_{R1} はPI調節器とし、速度指令の変動に対して最適の応答をする設定⁴⁾でシミュレーションをした。この場合、電動機と負荷の慣性モーメントを $J \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 、回転制動係数を $DN\text{-m/rad/s}$ 、電動機の極数を P_o とすると、比例ゲイン $k_{p1}=J/P_o T_{12}$ 、積分時間 $T_{11}=J/D$ となる。

4. 定常特性

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。 r_s と r_r' が電動機の実際値と一致する場合には、 $I_o/I_o^*, \tau/\tau^*$ はともに1となるが、これが一致なくなると両者ともに変化する。以下に、電流制御ループ無しの Fig. 1 と電流制御ループ有りの Fig. 2 の両者について、定常運転時の抵抗の温度変化に対する I_o/I_o^* と τ/τ^* の変化を検討する。 I_o/I_o^* の変化は電動機の二次鎖交磁束の変化を表し、これにより、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表し、この変化の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。

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 $I_\tau^* = I_\tau^{**}$ となる。さらに $V = V^*$ と見なせる。以下に、電動機の抵抗値が制御回路の設計値 r_s, r_r' と異なり、 r_{sx}, r_{rx}' に温度変化した場合について検討する。

Fig. 1 については、次の関係式が成立する。

(主回路と制御回路の関係について)

$$\omega_s = \omega_s^* \tag{16}$$

$$V^2 = V_x^2 + V_y^2 = V^{*2} = V_x^{*2} + V_y^{*2} \tag{17}$$

(制御回路について)

$$\omega_s^* = (r_r'/L_o I_o^*) I_\tau^*, \tau^* = P_o L_o I_o^* I_\tau^* \tag{18}$$

$$V_x^* = r_s I_o^* - (\omega_r + \omega_s^*) l I_\tau^* \tag{19}$$

$$V_y^* = r_s I_\tau^* + (\omega_r + \omega_s^*) L_s I_o^* \tag{20}$$

(主回路について)

$$\omega_s = (r_{rx}'/L_o I_o) I_\tau \tag{21}$$

$$V_x = r_{sx} I_o - (\omega_r + \omega_s) l I_\tau \tag{22}$$

$$V_y = r_{sx} I_\tau + (\omega_r + \omega_s) L_s I_o \tag{23}$$

$$\tau = P_o L_o I_o I_\tau \tag{24}$$

Fig. 2 においては、 \hat{I}_o, \hat{I}_τ は(13)~(15)式に用いて演算されるが、電動機抵抗の変化により(15)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。

(主回路と制御回路の関係について)

$$\omega_s = \omega_s^* \tag{25}$$

$$V^2 = V_x^2 + V_y^2 = V^{*2} = V_x^{*2} + V_y^{*2} \tag{26}$$

$$\hat{I}_o = I \cos \delta_x, \hat{I}_\tau = I \sin \delta_x \tag{27}$$

但し、

$$\left. \begin{aligned} I &= (I_o^2 + I_\tau^2)^{1/2}, \delta_x = \phi^* - \phi + \delta \\ \delta &= \tan^{-1}(I_\tau/I_o), \phi^* = \tan^{-1}(V_y^*/V_x^*) \\ \phi &= \tan^{-1}(V_y/V_x) \end{aligned} \right\} \tag{28}$$

(制御回路について)

$$I_o'^* = (k_{p3} + 1) I_o^* - k_{p3} \hat{I}_o \tag{29}$$

$$I_\tau^* = \hat{I}_\tau, \tau^* = P_o L_o I_o^* I_\tau^* \tag{30}$$

$$\omega_s^* = (r_r'/L_o I_o^*) I_\tau^*, I_\tau^* = I_\tau^{**} \tag{31}$$

$$V_x^* = r_s I_o'^* - (\omega_r + \omega_s^*) l I_\tau^{**} \tag{32}$$

$$V_y^* = r_s I_\tau^{**} + (\omega_r + \omega_s^*) L_s I_o^* \tag{33}$$

(主回路について)

$$\omega_s = (r_{rx}'/L_o I_o) I_\tau \tag{34}$$

$$V_x = r_{sx} I_o - (\omega_r + \omega_s) l I_\tau \tag{35}$$

$$V_y = r_{sx} I_\tau + (\omega_r + \omega_s) L_s I_o \tag{36}$$

$$\tau = P_o L_o I_o I_\tau \tag{37}$$

以上の諸式により、Fig. 1 と Fig. 2 の回路構成における r_s と r_r' の変化に対する I_o/I_o^* と τ/τ^* の変化を Fig. 4 ~ Fig. 6 に示す。 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種絶縁で導体が銅であると想定して、Fig. 3 の ABCD で表す四辺形の内部にあると推定した。O 点は電動機モデルの定数設定点を示す。なお、Fig. 4 ~ Fig. 6 の記号 CV は Fig. 1 の、CVC は Fig. 2 の回路構成における計算値であることを、(A) は Fig. 3 の A 点の計算値であることを示す。供算電動機の定数を Table 1 に示す。

これらの Fig. より、Fig. 2 のように電流制御ループを付加すると、低速においても、 $I_o/I_o^*, \tau/\tau^*$ ともに、抵抗の温度変化および負荷変動に関係なくほとんど1となり、定常運転時の制御性能が決定的に改善されることがわかる。

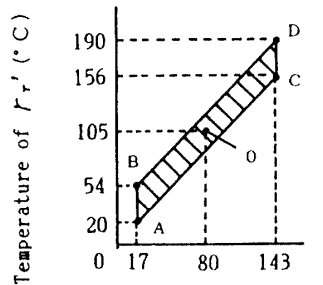
制御電流源ベクトル制御においては、Fig. 2 において、すべり周波数指令 ω_s^* を、トルク電流指令 I_τ^* を $r_r'/L_o I_o^*$ 倍して得ていることになっている。このため、電動機の r_s と r_r' が温度変化した場合に、 I_τ^* と ω_s^* 従って I_τ と ω_s (定常時には $I_\tau^* = \hat{I}_\tau = I_\tau$) を比例して変化させて特性変化が補償されることになる。このため、 $I_o/I_o^*, \tau/\tau^*$ がともに大きく変化することになる。一方、Fig. 2 の制御電圧源ベクトル制御においては、電動機の r_s

Table 1 Constants of the calculated machine

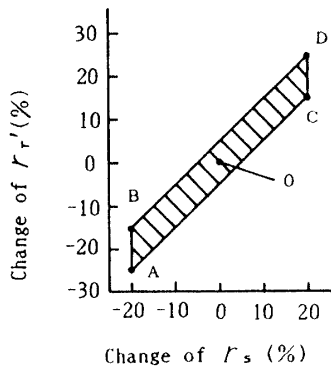
Number of poles (P_o)	4	$r_s(\Omega)$ at 80°C	0.822
Rated frequency	60Hz	$r_r'(\Omega)$ at 105°C	0.612
Rated output	2 kW	$L_s(\text{H})$	0.0941
Rated speed	1745rpm	$L_o(\text{H})$	0.0869
Rated phase voltage	127V	$l(\text{H})$	0.0072
Rated phase current	6.86A	$I_o(\text{H})$	4.40
Moment of inertia (J)	0.053kg-m ²		
Braking coefficient (D)	ca. $4 \times 10^{-3}\text{N-m/rad/s}$		

Note : Rated value are as follows.

$\tau_n = 10.95\text{N-m}$, $f_{sn} = 1.82\text{Hz}$ (3.03%)
 $I_{\tau n} = 7.16\text{A}$, $I_n = 8.40\text{A}$



Temperature of r_s ($^\circ\text{C}$)



Change of r_s (%)

Fig. 3 Gussed range of temperature and resistance change of stator and rotor conductors.

と r_r' が温度変化した場合に、 G_{R2} の I 動作により $I_{\tau} \neq I_{\tau}^*$ となり、 I_{τ}^* と ω_s^* 従って I_{τ} と ω_s を別個に変化させて電動機の特性格変化を補償することになる (定常運転時には $I_{\tau}^* = \hat{I}_{\tau} = I_{\tau}$, $I_{\tau}^* = I_{\tau}^* \propto \omega_s^* = \omega_s$)。そして、電動機の r_r' の増減に対応して I_{τ} が増減すると、 I_{τ}^* が

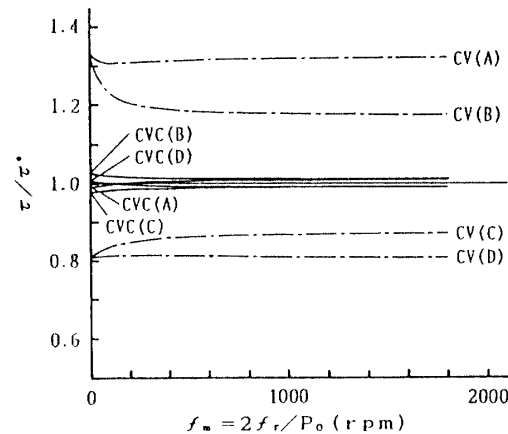
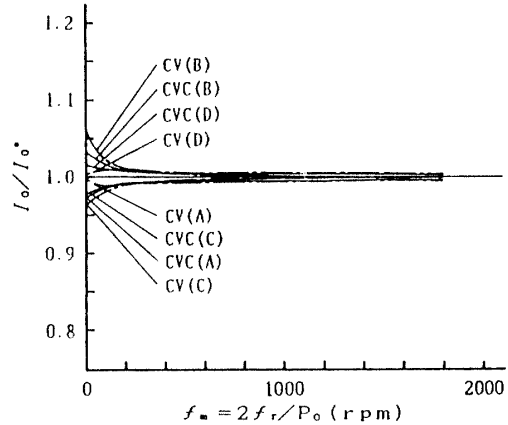


Fig. 4 Deviation of I_o/I_o^* and τ/τ^* from 1 caused by the resistance change of stator and rotor conductors at rated torque and variable speed operation.

増減して、電動機の r_r' の増減に比例して ω_s^* を増減させることになる。これにより、 I_o/I_o^* をほとんど変化させない、従って τ/τ^* もほとんど変化させない制御動作が達成されることになる。なお、 r_s の温度変化に対しても、同様に良好な補償作用が得られ、 r_s と r_r' が同率の変化をした場合には、ほぼ完全な (電動機電圧モデルの演算の中に II_{τ}^* と lPI_{τ}^* の演算が存在するので、全く完全ではない) 補償作用が達成される。

5. 動特性

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、第2章の基礎式(6)~(12)は、一部次のように変更される。

$$I_o = (L_o/r_r') PI_{oo} + I_{oo}, \quad I_{oo} = \Psi_o/M \quad (38)$$

$$I_{\tau} = (L_o/r_r') I_{oo} \omega_s \quad (39)$$

$$V_x = (r_s + r_r' + lP) I_o - \omega_s \Psi - II_{\tau} - r_r' I_{oo} \quad (40)$$

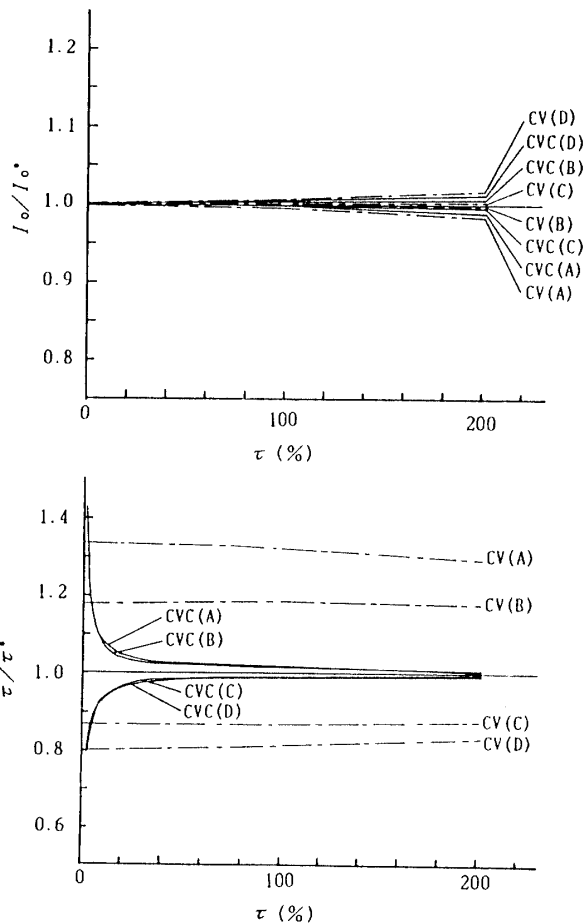


Fig. 5 Deviation of I_o/I_0 and τ/τ^* from 1 caused by the resistance change of stator and rotor conductors at 900rpm and variable torque operation.

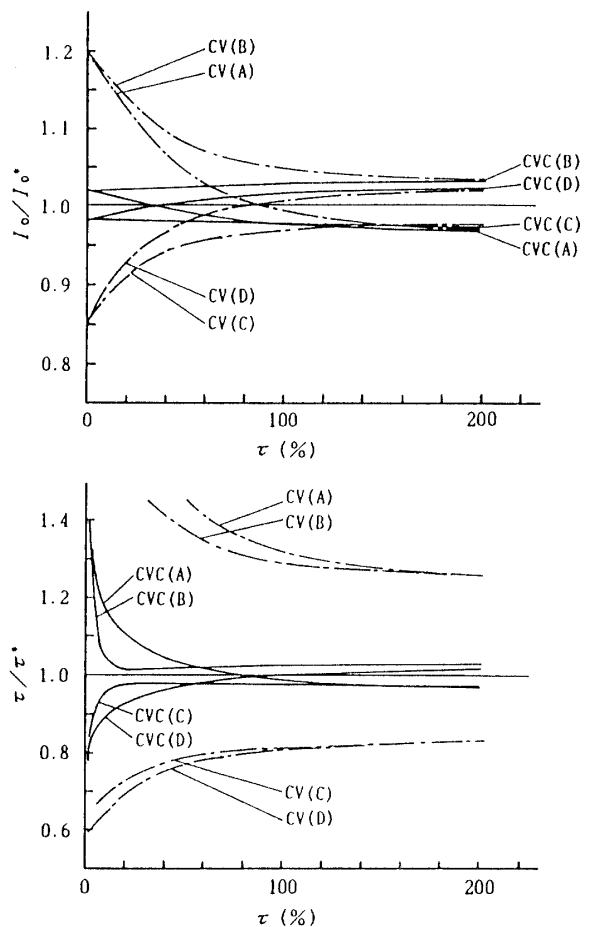


Fig. 6 Deviation of I_o/I_0 and τ/τ^* from 1 caused by the resistance change of stator and rotor conductors at 18rpm and variable torque operation.

$$V_y = (r_s + lP) I_\tau + \omega_\psi l I_o + \omega_\psi L_o I_{o0} \quad (41)$$

$$\tau = P_o L_o I_{o0} I_\tau \quad (42)$$

$$\tau = (2/P_o) (JP\omega_r + D\omega_r) + \tau_L \quad (43)$$

但し、(43)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、シミュレーションのための、 V 、 θ 、 τ_L を入力とする次の状態方程式が得られる。

$$P \begin{pmatrix} I_{o0} \\ I_o \\ I_\tau \\ \theta_\psi \\ \omega_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (r'_r/L_o) (I_o - I_{o0}) \\ (V/l) \cos(\theta - \theta_\psi) + (r'_r/l) I_{o0} - \{(r_s + r'_r)/l\} I_o + (r'_r/L_o) I_\tau/I_{o0} + \omega_r I_\tau \\ (V/l) \sin(\theta - \theta_\psi) - \{(r_s + r'_r)/l\} I_\tau \\ - (r'_r/L_o) (I_o I_\tau / I_{o0}) - (L_o/l) \omega_r I_{o0} \\ - \omega_r I_o \\ (r'_r/L_o) I_\tau / I_{o0} + \omega_r \\ (P_o^2 L_o / 2J) I_{o0} I_\tau - (D/J) \omega_r \\ - (P_o / 2J) \tau_L \end{pmatrix} \quad (44)$$

(44)式と制御回路の演算を連立させて動特性のシミュレーションを行うことができる。

動特性については、Table 1の定数の電動機について、電動機単体の速度のステップ応答について検討した。シミュレーションにおいては、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期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。

Fig. 7 ~ Fig. 14は、低速と高速運転の特性の相異および抵抗の温度変化による特性の変化を検したものである。抵抗の温度変化による特性劣化は、Fig. 3のA、B、C、D点の中A点での運転が最も著しかったので、この点でのシミュレーション結果を示した。なお、これらのFig.において、例えばCV(O)の記号は、Fig. 1の回路でFig. 3のO点でのシミュレーション結果で

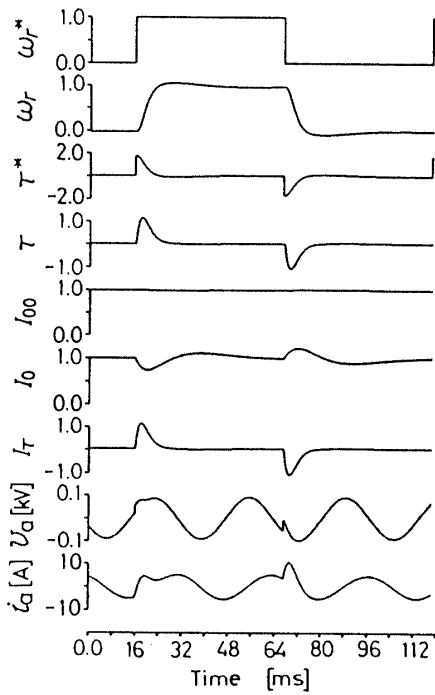


Fig. 7 Step response of speed at 900rpm (CV(O)).

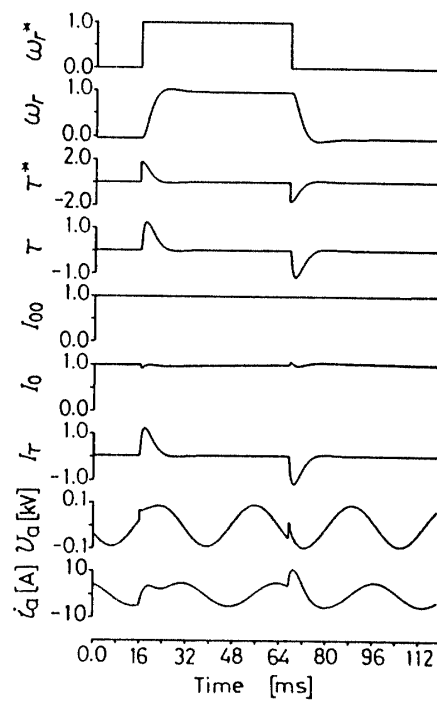


Fig. 8 Step response of speed at 900rpm (CVC(O)).

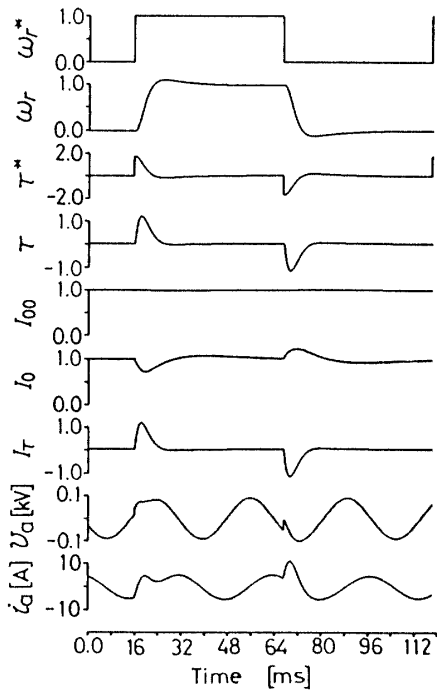


Fig. 9 Step response of speed at 900rpm (CV(A)).

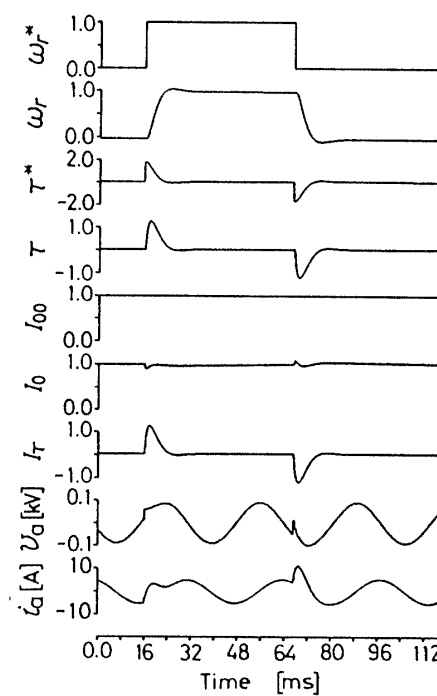


Fig.10 Step response of speed at 900rpm (CVC(A)).

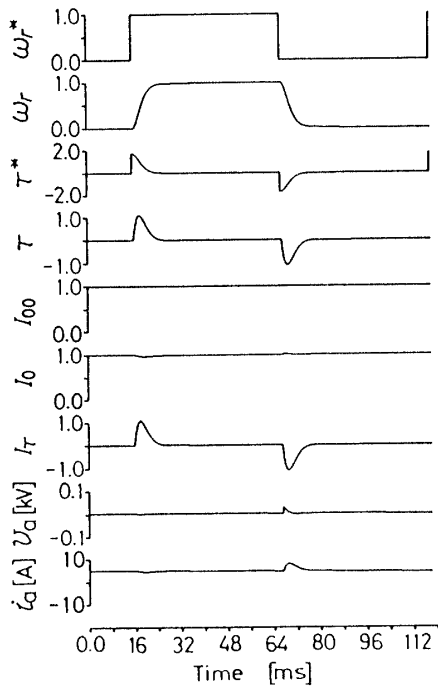


Fig.11 Step response of speed at 18rpm (CV(O)).

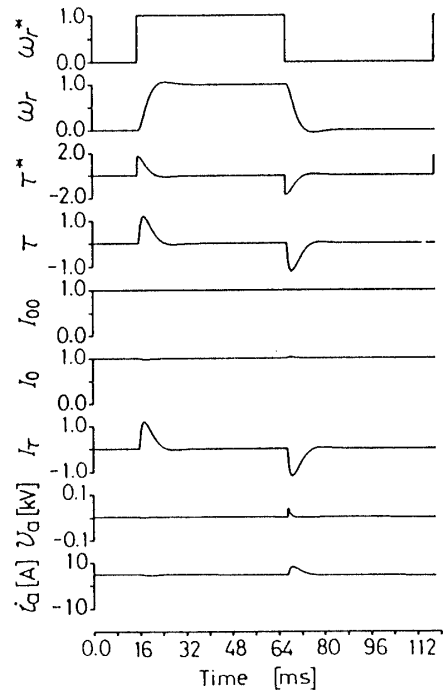


Fig.12 Step response of speed at 18rpm (CVC(O)).

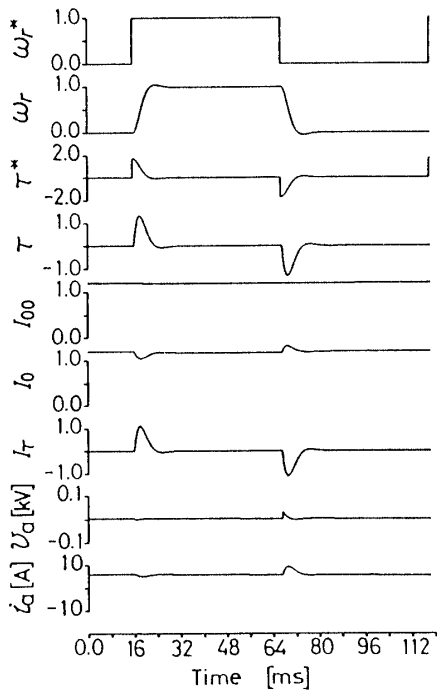


Fig.13 Step response of speed at 18rpm (CV(A)).

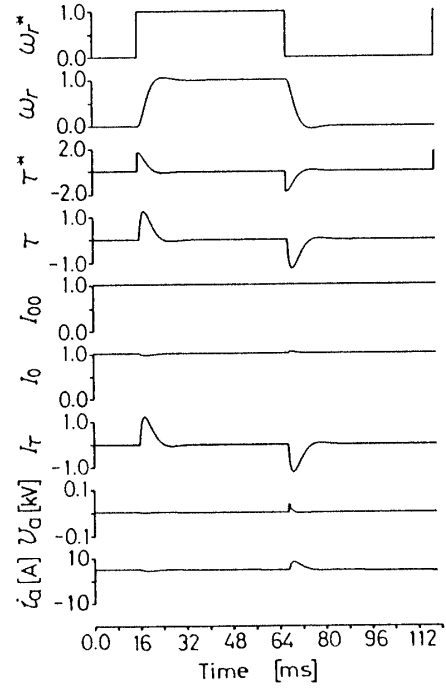


Fig.14 Step response of speed at 18rpm (CVC(A)).

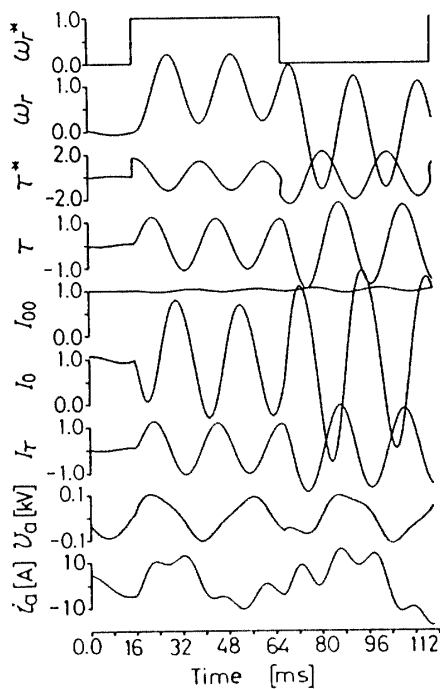


Fig.15 Step response of speed at 900rpm on the circuit of Fig. 1 without IP operation (CV(O)).

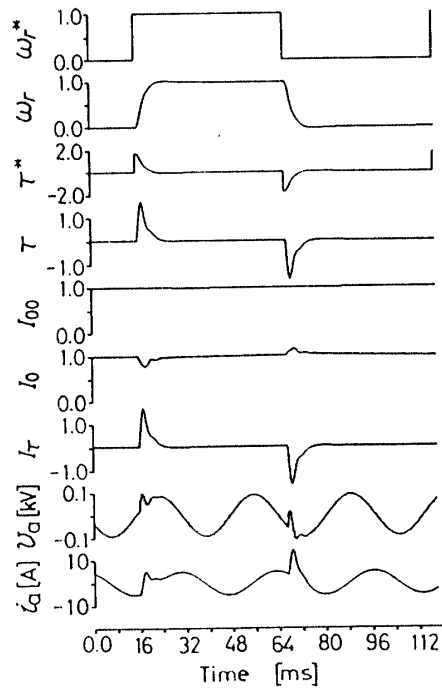


Fig.16 Step response of speed at 900rpm on the circuit of Fig. 2 without Gtd (CVC(O)).

あることを示す。また、諸数値は ω^* に 10rpm のステップ入力を与えて、単位法で示した。これらと第 4 章の定常特性の検討結果より、次のことが言える。

(1) 低速を要しない速度制御では、電流マイナーループを設けることなく、制御電圧源ベクトル制御により、抵抗の温度変化を補償して (I_0/I^* を変化させないで) 高性能制御が達成できる。

(2) 低速の速度制御およびトルク制御では、電圧モデル演算を変化させない電流マイナーループを設けることにより、抵抗の温度変化を補償して (I_0/I^* , τ/τ^* をともに変化させないで) 高性能制御が達成できる。

Fig. 15 は、電動機電圧モデル演算の微分項 IP の効果を検するものである。従来の V/f 一定制御ではこのような過渡項は考慮されていない、これより、

(3) 電動機電圧モデル演算の微分項 IPI は、制御系の安定性を決定づけるものであり、V/f 一定のすべり周波数制御とベクトル制御の本質的な相異は、電圧の空間ベクトルの漏れリアクタンスによる成分の過渡時の変化を考慮するしかないかであると言える。なお Fig. 2 においては、微分項 IP を省くと、さらに激しい不安定現象が発生した。

Fig. 16 は、むだ時間要素 Gtd の効果を検したものである。Fig. 7 と比較して I_0 の変動が大きく、これによ

り(15)式による位相角 δ の検出がより精密化され、回転子鎖交磁束一定のベクトル制御の制御法則がより正確になっていることがわかる。これより、

(4) 電圧形 PWM インバータの入力電圧指令に対する出力電圧は、むだ時間遅れを持つものと見なせるので、回転子鎖交磁束の回転角も指令値に対して出力値はむだ時間を持つものと見なせる。と言える。

6. むすび

以上、従来の電圧を検出しないで電圧を制御する制御電圧源ベクトル制御に、過渡時にも回転子鎖交磁束一定の電圧モデル演算を変化させない電流制御回路を付加した方式について、シミュレーション解析を行った。その結果、この方式は、電動機抵抗の温度変化による特性変化を自動的に補償して、回転子鎖交磁束をほとんど一定に保つばかりでなく、トルク指令に対する実際トルクの偏差をほとんど生じさせないことが判明した。これにより、従来の制御電流源ベクトル制御および制御電圧源ベクトル制御の問題点を解決することができた。

参 考 文 献

- 1) 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特性比較」電学論 B, **107**, 183 (昭62-2)
- 2) 松本, 高見, 池田: 「交流機の極座標電圧空間ベクトル制御 PWM インバータのシステム構成について」昭和62電気学会全大 No.605
- 3) 松本, 高見, 池田: 「極座標電圧空間ベクトル制御 PWM インバータによる誘導機の駆動」昭62電気学会全大 No.606
- 4) 加藤編: 制御工学の実際, 第3章 (昭51) 昭晃堂
(昭和63年10月15日受理)