誘導電動機のベクトル制御に関する一考察

辻　峰男*・山田英二*
泉　勝弘*・小山　純*

A Consideration on the Vector Control of Induction Motor

by

Mineo TSUJI*, Eiji YAMADA*, Katsuhiro IZUMI*and Jun OYAMA*

The vector control or the field oriented control is an effective method for the torque control of induction motor. In this paper, the vector control system with controlled current source is easily obtained by using the T-I type transient equivalent circuit, because the circuit is the same as steady-state one when the amplitude of rotor flux is constant. Furthermore, the analytical solution of transient response for the vector control system is obtained for arbitrary initial conditions by using the space vector method. From the result, the torque of induction motor is proportional to the torque current command without any time lag when the initial condition is given by a steady-state value.

1．まえがき

誘導電動機のトルク制御法として，ベクトル制御が注目されている．ベクトル制御は制御電圧源によるかあるいは制御電流源によるかで方式が異なり，また磁束の制御を行うかどうかでも制御構成を異にする．従って，これらの制御則を得るための理論も幾つか存在する．その中で，二次磁束を一定に保つ電流制御方式のベクトル制御系が早くから知られ，最も基本的なシステムとなっている[1]．このベクトル制御系を物理的理解が得られ易い定常等価回路から導出しようとする試みがなされているが[2),3]，一般に定常時の等価回路から過渡時を考慮した制御法を導出することはできず，ベクトル制御の概念的な説明に留まっている．また，通常ベクトル制御則は，二次鎖交磁束の大きさを一定に保つ条件[1]やq軸の二次鎖交磁束を零とおくこと[4]によって得られるが，逆にこのようにして構成した制御系でトルクに過渡現象が生じないかどうかは十分に議論されていないようである．

本稿では上記の問題点を考察するため，空間ベクトル法による誘導機の式を基に，その過渡等価回路[5]を導出し，二次磁束一定のベクトル制御系が容易に得られることを示す[6]．また，この様にして構成されたベクトル制御系の過渡現象解析を行い，トルクに過渡現象が生じないための条件を明確にする．

2．空間ベクトル法と過渡等価回路

Fig. 1に誘導機の解析モデルを示す．誘導機の解析法としては二軸理論が良く知られており[7]，Fig. 2に解析に用いられている種々の座標系を示す．先の報告では，三相回路の方程式をd，q回転座標系に変換し，そ

平成3年4月30日受理
*電気情報工学科（Department of Electrical Engineering and Computer Science）

れを基に他の座標系での関係式を導出したが，本稿では，静止座標系の空間ベクトルによる誘導機の式を先に導き，それを変換して他の座標系の表現式を得る．

Fig. 1で，固定子a相巻線軸とβ軸がθ_0（一定）の静止座標系を考え，α軸を実部，β軸を虚部とするような空間ベクトル[8)]を考えると次式を得る．

$$\begin{aligned}\dot{f}_s &= f_{s\alpha}+j\,f_{s\beta}\\ &= \sqrt{2/3}\,j\,e^{-j\theta_0}(f_{sa}+\alpha f_{sb}+\alpha^2 f_{sc})\end{aligned} \qquad (1)$$

$$\begin{aligned}\dot{f}_r &= f_{r\alpha}+j\,f_{r\beta}\\ &= \sqrt{2/3}\,j\,e^{-j(\theta_0-\theta_r)}(f_{ra}+\alpha f_{rb}+\alpha^2 f_{rc})\end{aligned} \qquad (2)$$

ここで，$\alpha = e^{j2\pi/3}$

(1), (2)式のfは，電圧(e)，電流(i)，鎖交磁束(ψ)を意味する．逆に，三相量は次式より求まる．

$$f_{sa} = \sqrt{2/3}\,\mathrm{Re}\,(-je^{j\theta_0}\dot{f}_s) \qquad (3)$$

$$f_{sb} = \sqrt{2/3}\,\mathrm{Re}\,(-je^{j\theta_0}\alpha^2\dot{f}_s) \qquad (4)$$

$$f_{sc} = \sqrt{2/3}\,\mathrm{Re}\,(-je^{j\theta_0}\alpha\dot{f}_s) \qquad (5)$$

上式では，零相分は零であり，

$$f_{sa}+f_{sb}+f_{sc} = 0 \qquad (6)$$

を仮定している．

三相巻線の電圧方程式[7)]を(1), (2)式に代入し，次の公式，

$$\cos\theta_r+\alpha\cos(\theta_r-\frac{2}{3}\pi)+\alpha^2\cos(\theta_r+\frac{2}{3}\pi) = \frac{3}{2}e^{j\theta_r}$$

$$\cos\theta_r+\alpha^2\cos(\theta_r-\frac{2}{3}\pi)+\alpha\cos(\theta_r+\frac{2}{3}\pi) = \frac{3}{2}e^{-j\theta_r}$$

を用いると，誘導機の空間ベクトル（静止座標系）による表現式を得る．

$$\begin{bmatrix}\dot{e}_s\\ \dot{e}_r\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}r_s+L_s p & Mp\\ (p-j\omega_r)M & r_r+(p-j\omega_r)L_r\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{i}_s\\ \dot{i}_r\end{bmatrix} \qquad (7)$$

二次側の諸量を一次側に換算すると次式となる．

$$\begin{bmatrix}\dot{e}_s\\ \dot{e}'_r\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}r_s+L_s p & M'p\\ (p-j\omega_r)M' & r'_r+(p-j\omega_r)L'_r\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{i}_s\\ \dot{i}'_r\end{bmatrix} \qquad (8)$$

なお，α，β静止座標系に対し，θで回転する座標系における空間ベクトル$\dot{f}_s^r$，$\dot{f}_r'^r$は，Fig. 3より，

$$\dot{f}_s^r = e^{-j\theta}\dot{f}_s \qquad (9)$$

$$\dot{f}_r'^r = e^{-j\theta}\dot{f}'_r \qquad (10)$$

と変数変換することにより，次式で与えられる．

$$\begin{bmatrix}\dot{e}_s^r\\ \dot{e}_r'^r\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}r_s+L_s p+j\omega L_s & M'p+j\omega M'\\ M'p+j(\omega-\omega_r)M' & r'_r+L'_r p+j(\omega-\omega_r)L'_r\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{i}_s^r\\ \dot{i}_r'^r\end{bmatrix} \qquad (11)$$

但し，$p\theta = \omega$

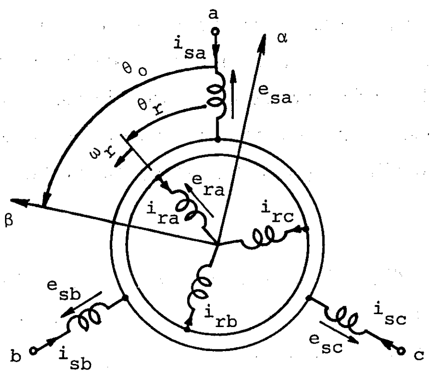

Fig. 1　Analytical model of three-phase induction motor.

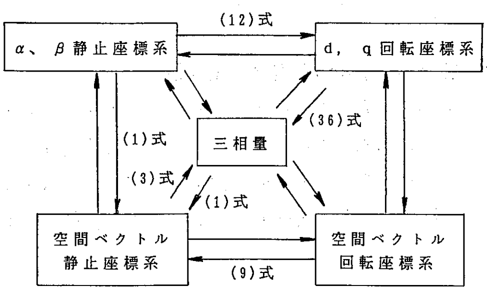

Fig. 2　Coordinate transformation.

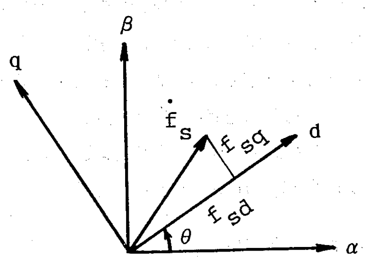

Fig. 3　α，β axis and d，q axis.

(8), (11)式を実部と虚部に分けると，それぞれα，β座標系とd，q座標系の誘導機のモデルが得られる．(9)式を実数表現すると，次式となる．

$$\begin{bmatrix} f_{sd} \\ f_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{s\alpha} \\ f_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{12}$$

次に瞬時トルクを求める．瞬時入力電力P_{in}は次式で与えられる[9]．

$$\begin{aligned} P_{in} &= e_{sa}i_{sa}+e_{sb}i_{sb}+e_{sc}i_{sc}+e_{ra}i_{ra} \\ &\quad +e_{rb}i_{rb}+e_{rc}i_{rc} \\ &= \mathrm{Re}(\dot{e}_s\bar{\dot{i}}_s+\dot{e}'_r\bar{\dot{i}}'_r) \\ &= r_s|\dot{i}_s|^2+r'_r|\dot{i}'_r|^2+p(\frac{1}{2}L_s|\dot{i}_s|^2 \\ &\quad +\frac{1}{2}L'_r|\dot{i}'_r|^2)+\mathrm{Re}\{p(M'\bar{\dot{i}}_s\dot{i}'_r)\} \\ &\quad +\mathrm{Re}(-j\omega_r M'\bar{\dot{i}}'_r\dot{i}_s) \end{aligned} \tag{13}$$

上式で，

$r_s|\dot{i}_s|^2$ ：一次銅損

$r'_r|\dot{i}'_r|^2$ ：二次銅損

$\frac{1}{2}(L_s|\dot{i}_s|^2+L'_r|\dot{i}'_r|^2)$：自己インダクタンスのエネルギー

$\mathrm{Re}(M'\bar{\dot{i}}_s\dot{i}'_r)$：相互インダクタンスのエネルギー

$\mathrm{Re}(-j\omega_r M'\bar{\dot{i}}'_r\dot{i}_s)$：機械的出力

と考えられる．機械的出力は，トルクと回転角速度(機械角)の積であり，ω_rが電気角表示であることに注意すると，瞬時トルクは次式より求まる．

$$\begin{aligned} \tau_e &= (P/2)M'\mathrm{Im}(\dot{i}_s\bar{\dot{i}}'_r) \\ &= (P/2)M'\mathrm{Im}(\dot{i}^r_s\bar{\dot{i}}'^r_r) \end{aligned} \tag{14}$$

さて，通常二次回路は短絡されているので，$\dot{e}'_r=0$と考えて良く，(8)式より，Fig. 4(a)のT形過渡等価回路が得られる．また，漏れインダクタンスを一次側や二次側に移したT-I形，T-II形の過渡等価回路も変数変換により，Fig. 4(b), (c)の様に得られる[5]．図中以下の記号を用いている．

T形：$\dot{\psi}'_r=M'\dot{i}_s+L'_r\dot{i}'_r$

T-I形：$k=M'/L'_r$

$$r_r^I=k^2r'_r,\quad M^I=kM',\quad \dot{i}_r^I=\dot{i}'_r/k \tag{15}$$

T-II形：$k=L_s/M'$

$$\begin{aligned} &r_r^{II}=k^2r'_r,\quad l_r^{II}=kl_s+k^2l'_r \\ &\dot{i}_r^{II}=\dot{i}'_r/k \end{aligned} \tag{16}$$

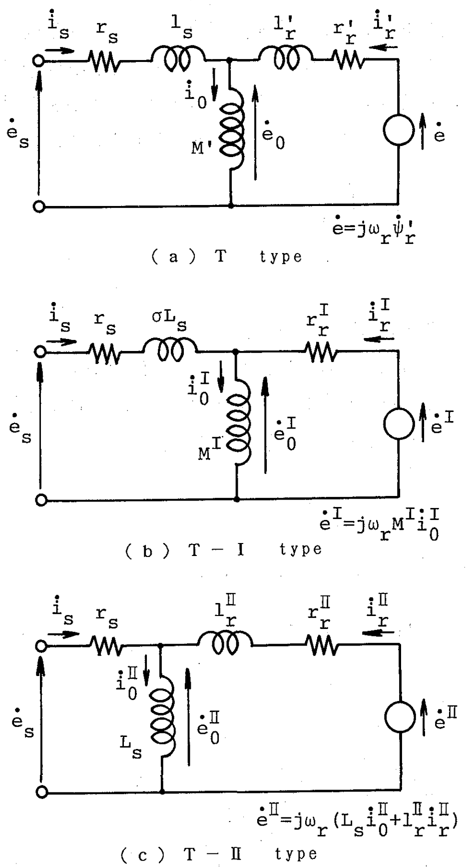

Fig. 4 Transient equivalent circuit for induction motor.

3．二次磁束一定のベクトル制御系

3．1 制御電流源によるシステム構成

本節では，T-I形過渡等価回路から直接ベクトル制御に至る過程を考察する．Fig. 4(b)で，$\dot{i}_0^I$の大きさを一定に保つ制御を考える[1]．そこで，

$$\dot{i}_0^I=i_{sd}^*e^{j\theta}\ (i_{sd}^*：一定) \tag{17}$$

とおくと，

$$\dot{e}_0{}^I=M^Ip\dot{i}_0{}^I=j\omega M^I\dot{i}_0{}^I \tag{18}$$

但し，$p\theta=\omega$

となる．このとき，

$$\dot{e}^I=j\omega_rM^I\dot{i}_0^I=\omega_r\dot{e}_0^I/\omega \tag{19}$$

で，$\dot{e}^I$が$\dot{e}_0^I$のスカラー倍なので$\dot{e}^I$を発生する回路素子は抵抗と考えられる．従って，i_{sd}^*一定時には，Fig.

4(b)のT-I形過渡等価回路は，Fig. 5の様に表せる．ここで，$\omega_s = \omega - \omega_r$である．図の回路は定常時の等価回路と同じ形であるが，電圧，電流はあくまでも空間ベクトルで，ωやω_rも任意に変化できる．(18)式及びFig. 5より，$\dot{i}_0^I$と$\dot{i}_r^I$は直交し，Fig. 6の空間ベクトル図が得られる．このときトルクは，次式で与えられる．

$$T_e = \frac{P}{2}\frac{M'^2}{L'_r}\mathrm{Im}(\dot{i}_0^I \overline{\dot{i}_r^I}) = \frac{P}{2}\frac{M'^2}{L'_r} i_{sd}^* i_{sq}^* \tag{20}$$

ここで，$i_{sq}^* = |\dot{i}_r^I|$としている．

次に，$|\dot{i}_0^I|$を一定に制御するために，固定子電流をどのように制御すれば良いかを検討する．Fig. 5で，$|\dot{e}_0^I|$を計算することにより，次式を得る．

$$\omega_s = \frac{r_r' i_{sq}^*}{L'_r i_{sd}^*} \tag{21}$$

Fig. 6より，$\dot{i}_s$は次式で与えられる．

$$\dot{i}_s = \sqrt{i_{sd}^{*2} + i_{sq}^{*2}}\, e^{j(\theta+\phi)} \tag{22}$$

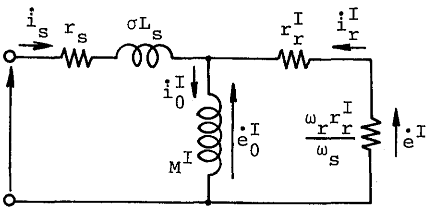

Fig. 5　T-I type transient equivalent circuit under constant $|\dot{i}_0^I|$.

ここで，$\theta = \int(\omega_r + \omega_s)dt$

$$\phi = \tan^{-1}\frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*}$$

(3)式で，$\theta_0 = 0$に選ぶと，

$$i_{sa} = \sqrt{2/3}\,\mathrm{Im}(\dot{i}_s) = \sqrt{2/3}\sqrt{i_{sd}^{*2} + i_{sq}^{*2}}\sin(\theta+\phi) \tag{23}$$

となり，同様にi_{sb}，i_{sc}が求まって，Fig. 7のベクトル制御系が得られる．

以上の様に等価回路を介在させることで，見通し良くベクトル制御系が構成できた．しかし，Fig. 7のベクトル制御系は，$|\dot{i}_0^I|$が一定であるための必要条件から導かれたものであり，逆にFig. 7のベクトル制御系から，$|\dot{i}_0^I|$が一定になるかどうか検討する必要がある．

3．2　過渡現象の解析

Fig. 7の解析に際し，以下の仮定を設ける．

(1)　固定子電流は瞬時に制御できる．

(2)　磁化電流指令i_{sd}^*は一定である．

(3)　パラメータ同定は正確で，$\sigma_r = \sigma_r^*$である．
　　但し，$\sigma_r = r_r'/L'_r$とする．

図より，$\theta_0 = 0$に選ぶと$\dot{i}_s$は次式で与えられる．

$$\dot{i}_s = \sqrt{i_{sd}^{*2} + i_{sq}^{*2}}\, e^{j\theta_f} \tag{24}$$

但し，$\theta_f = \theta_r + \theta_{f1} + \theta_{f2}$

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r dt$$

$$\theta_{f1} = \int_0^t \frac{\sigma_r^* i_{sq}^*}{i_{sd}^*} dt$$

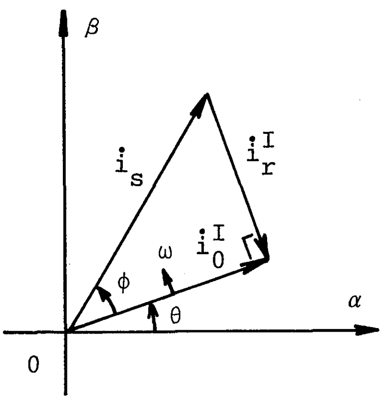

Fig. 6　Space vector diagram under constant $|\dot{i}_0^I|$.

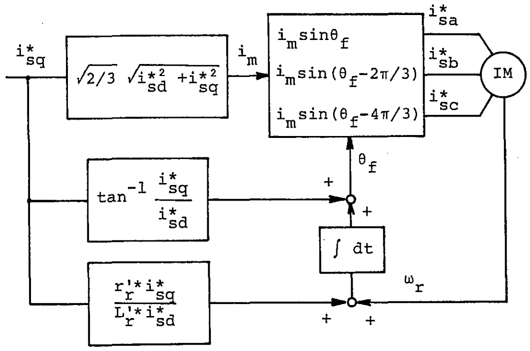

Fig. 7　Vector control system with controlled current source (constant i_{sd}^*).

$$\theta_{f2}=\tan^{-1}\frac{i_{sq}{}^*}{i_{sd}{}^*}$$

Fig. 4(b)で，回転子側の回路に対し次式が成立する．

$$p\dot{i}_0{}^I+(\sigma_r-j\omega_r)\dot{i}_0^I=\sigma_r\dot{i}_s \tag{25}$$

いま，$\dot{i}$を任意の変数として，

$$\dot{i}_0^I=\dot{i}\,e^{j(\theta_r+\theta_{f1})} \tag{26}$$

とおく．(26)式を(25)式に代入すると，次式が得られる．

$$p\dot{i}+(\sigma_r+j\sigma_r{}^*i_{sq}{}^*/i_{sd}{}^*)\dot{i}=\sigma_r(i_{sd}{}^*+ji_{sq}{}^*) \tag{27}$$

$\sigma_r{}^*=\sigma_r$のとき，(27)式の解は次式となる．

$$\dot{i}(t)=i_{sd}{}^*+\{\dot{i}(0)-i_{sd}{}^*\}e^{-\sigma_r t-j\theta_{f1}} \tag{28}$$

従ってトルクは次式で与えられる．

$$\begin{aligned}\tau_e&=\frac{P}{2}\frac{M'^2}{L'_r}\mathrm{Im}(\dot{i}_s\bar{\dot{i}}_0{}^I)\\&=\frac{P}{2}\frac{M'^2}{L'_r}i_{sd}{}^*i_{sq}{}^*+\frac{P}{2}\frac{M'^2}{L'_r}i_{sq}{}^*e^{-\sigma_r t}\\&\times\mathrm{Im}[\{\bar{\dot{i}}(0)-i_{sd}{}^*\}e^{j\theta_{f1}}]\end{aligned} \tag{29}$$

(29)式より，$\dot{i}(0)=i_{sd}{}^*$であれば，トルクは$i_{sq}{}^*$に時間遅れなく比例することが判る．なお，以上の解析で$i_{sq}{}^*$やω_rは一定でなく，任意の変数として考えている点に注意すべきである．結局，Fig. 7のベクトル制御系で，瞬時トルクが$i_{sq}{}^*$に比例するためには，(1)〜(3)の条件の他に，初期値が定常値であることが必要である．

3．3　制御電圧源によるシステム構成

Fig. 5の，$|\dot{i}_0^I|$一定時のT-I形過渡等価回路において，3．1節では，固定子電流$\dot{i}_s$が瞬時に制御できるものと考えた．本節では，端子電圧$\dot{e}_s$が瞬時に制御できる場合を考える．この場合には，ベクトル制御に必要な電流$\dot{i}_s$を流すように，電圧$\dot{e}_s$を加えてやれば良い．

Fig. 5より，固定子回路に対し次式が成立する．

$$\dot{e}_s=r_s\dot{i}_s+\sigma L_s p\dot{i}_s+M^I p\dot{i}_0{}^I \tag{30}$$

(17)，(22)式を上式に代入すると次式が得られる．

$$\begin{aligned}\dot{e}_s=&\{r_s(i_{sd}{}^*+ji_{sq}{}^*)+j\sigma L_s pi_{sq}{}^*+j\omega\sigma L_s(i_{sd}{}^*\\&+ji_{sq}{}^*)+j\omega M^I i_{sd}{}^*\}e^{j\theta}\end{aligned} \tag{31}$$

ここで，

$$\dot{e}_s e^{-j\theta}=e_{sd}{}^*+je_{sq}{}^* \tag{32}$$

とおき，(31)式を実部と虚部に分けると，次式を得る．

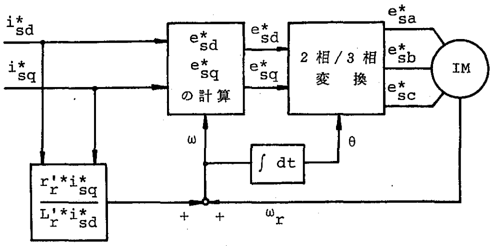

Fig. 8　Vector control system with controlled voltage source (constant i^*_{sd}).

$$e_{sd}{}^*=r_s i_{sd}{}^*-\omega\sigma L_s i_{sq}{}^* \tag{33}$$

$$e_{sq}{}^*=(r_s+\sigma L_s p)i_{sq}{}^*+\omega L_s i_{sd}{}^* \tag{34}$$

(3)式で，$\theta_0=0$に選ぶと，

$$\begin{aligned}e_{sa}&=\sqrt{2/3}\,\mathrm{Im}(\dot{e}_s)\\&=\sqrt{2/3}\sqrt{e_{sd}{}^{*2}+e_{sq}{}^{*2}}\,\sin(\theta+\delta)\end{aligned} \tag{35}$$

但し，$\delta=\tan^{-1}\dfrac{e_{sq}{}^*}{e_{sd}{}^*}$

e_{sb}，e_{sc}は，位相がそれぞれ$2\pi/3$，$4\pi/3$だけ遅れる．なお，(35)式はd，q座標系から，三相量への変換であるから，次式を用いても良い．

$$\begin{bmatrix}e_{sa}\\e_{sb}\\e_{sc}\end{bmatrix}=\sqrt{2/3}\begin{bmatrix}\sin\theta & \cos\theta\\ \sin(\theta-\frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta-\frac{2}{3}\pi)\\ \sin(\theta+\frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta+\frac{2}{3}\pi)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}e_{sd}{}^*\\e_{sq}{}^*\end{bmatrix} \tag{36}$$

$\theta_0=0$としたとき，Fig. 3の関係があるから，Fig. 1で$\theta_0\to\theta$，$\alpha\to d$，$\beta\to q$と置き換えられる．

以上により，Fig. 8の制御電圧源によるベクトル制御系が得られる[10),11)]．

4．磁束制御器をもつベクトル制御系

4．1　制御電流源によるシステム構成[12)]

Fig. 4(b)のT-I形過渡等価回路で，$\dot{i}_0{}^I$を，

$$\dot{i}_0{}^I=i_0{}^*e^{j\theta} \tag{37}$$

とおく．磁束の制御を考えるので$i_0{}^*$は一定とは限らない．図の回転子回路に対し成立する(25)式に，上式を代入すると，次式が得られる．

$$\dot{i}_s = \dot{i}_0{}^I + \frac{(pi_0^*)}{\sigma_r}e^{j\theta} + j\frac{\omega_s}{\sigma_r}i_0^* e^{j\theta} \tag{38}$$

但し，$p\theta = \omega$，$\omega_s = \omega - \omega_r$

これから，Fig. 9の空間ベクトル図が得られる．いま，

$$\dot{i}_s e^{-j\theta} = i_{sd}^* + ji_{sq}^* \tag{39}$$

とおくと，(38)式の実部と虚部より以下の式が得られる．

$$i_{sd}^* = (1 + \frac{p}{\sigma_r})i_0^* \tag{40}$$

$$i_{sq}^* = \omega_s i_0^* / \sigma_r \tag{41}$$

トルクの式は，(41)式を考慮して，

$$\tau_e = \frac{P}{2}\frac{M'^2}{L'_r}\mathrm{Im}(\dot{i}_s \bar{\dot{i}}_0{}^I)$$

$$= \frac{P}{2}\frac{M'^2}{L'_r}i_0^* i_{sq}^* \tag{42}$$

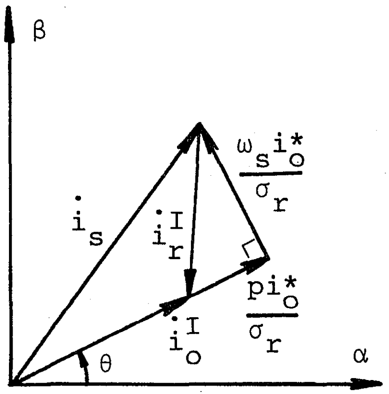

Fig. 9　Space vector diagram under flux control.

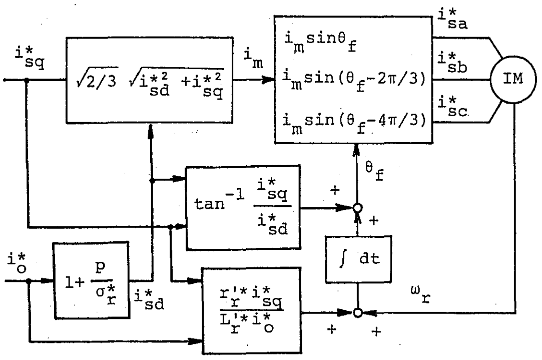

Fig. 10 Vector control system with controlled current source (flux control).

となる．従って，i_0^*とi_{sq}^*を指令値として与えることができれば，トルクの理想的な制御が可能となる．すなわち，i_0^*，i_{sq}^*から$\dot{i}_s$が決定できれば良い．このために，(41)式よりω_sを求め，ω_rを検出してωを定め，それを積分してθを計算し，(40)より求まるi_{sd}^*を用い，(39)式から$\dot{i}_s$を演算すればよい．以上により構成される磁束制御器を持ったベクトル制御系をFig. 10に示す．

4．2　過渡現象解析

Fig. 10の解析に際し，以下の仮定を設ける．

(1)　固定子電流は瞬時に制御できる．

(2)　パラメータ同定は正確で，$\sigma_r = \sigma_r^*$とする．

図より，$\theta_0 = 0$に選ぶと$\dot{i}_s$は次式で与えられる．

$$\dot{i}_s = \sqrt{i_{sd}^{*2} + i_{sq}^{*2}}\ e^{j\theta_f} \tag{43}$$

但し，$\theta_f = \theta_r + \theta_{f1} + \theta_{f2}$

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r dt$$

$$\theta_{f1} = \int_0^t \frac{\sigma_r^* i_{sq}^*}{i_0^*}dt$$

$$\theta_{f2} = \tan^{-1}\frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*}$$

(26)式と同様に$\dot{i}_0{}^I$を定義し，(25)式に代入すると次式が得られる．

$$p\dot{i} + (\sigma_r + j\frac{\sigma_r^* i_{sq}^*}{i_0^*})\dot{i} = \sigma_r(i_{sd}^* + ji_{sq}^*) \tag{44}$$

(40)式を代入し，$\sigma_r = \sigma_r^*$とおくと次式となる．

$$p(\dot{i} - i_0^*) + (\sigma_r + j\frac{\sigma_r i_{sq}^*}{i_0^*})(\dot{i} - i_0^*) = 0 \tag{45}$$

上式を解くことにより，$\dot{i}$は次式で与えられる．

$$\dot{i} = i_0^* + \{\dot{i}(0) - i_0^*\}\ e^{-\sigma_r t - j\theta_{f1}} \tag{46}$$

従って，トルクは次式となる．

$$\tau_e = \frac{P}{2}\frac{M'^2}{L'_r}i_0^* i_{sq}^* + \frac{P}{2}\frac{M'^2}{L'_r}i_{sq}^* e^{-\sigma_r t}$$

$$\times \mathrm{Im}[\{\bar{\dot{i}}(0) - i_0^*\}e^{j\theta_{f1}}] \tag{47}$$

(47)式より，$\dot{i}(0) = i_0^*$であればトルクに過渡現象は生じないことがわかる．(46)式より，この状態はすぐに得られる．

4．3　制御電圧源によるシステム構成

3．3節と同様に考える．(37)，(39)式を(30)式に代入し，(32)式のようにおくと，次式が得られる．

$$e_{sd}^* = (r_s + \sigma L_s p)i_{sd}^* - \omega\sigma L_s i_{sq}^* + M^I p i_0^* \tag{48}$$

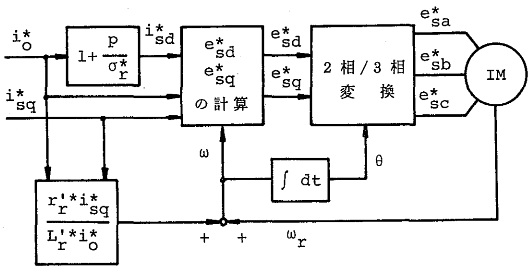

Fig. 11 Vector control system with controlled voltage source (flux control).

$$e_{sq}^* = (r_s + \sigma L_s p) i_{sq}^* + \omega\sigma L_s i_{sd}^* + M' \omega i_0^* \quad (49)$$

これから，Fig. 11の磁束制御器を持った制御電圧源によるベクトル制御系が得られる．なお，(48)，(49)式を，

$$e_{sd}^* = e_{sd}^{*\prime} - \omega\sigma L_s i_{sq}^* \quad (50)$$

$$e_{sq}^* = e_{sq}^{*\prime} + \omega(\sigma L_s i_{sd}^* + M' i_0^*) \quad (51)$$

と書き換え，$e_{sd}^{*\prime}$，$e_{sq}^{*\prime}$を入力とする電流制御系を構成するいわゆる非干渉化制御も考えられる[13]．

5．あとがき

誘導機の空間ベクトルによる表現式を基に，ベクトル制御のシステム構成を得るまでのプロセスと，構成されたシステムの過渡現象解析について考察した．特に，二次磁束一定のベクトル制御系が等価回路を介在させることによって見通し良く構成できること，トルクの過渡応答における初期値の問題などを明確にした．

なお，二次抵抗変化時の解析に関しては，筆者らが線形モデルによる検討を行っている[14),15)]．空間ベクトル法は，制御系の構成や解析解を得る場合に便利なことがある．また，定常等価回路との整合性も良い．しかし，速度制御器を含めた線形モデルの導出や安定解析では実数表現の方が便利である．

参考文献

1）難波江・黒沢：「誘導電動機のトルク伝達関数定数化制御」電学論B，98，303（昭53-3）
2）大西・鈴木・杉浦・宮地：「誘導機の非干渉化制御2」電気学会回転機研究会資料RM-82-17, 21（昭57）
3）長瀬・堀・奥山：「ベクトル制御の理論」昭58電気学会全大 S. 8-2
4）鈴木・中野・原・柳瀬：「交流機のトランスベクトル制御」電気学会制御変換装置研究会資料PCC-78-6（昭53-1）
5）山村：「交流回路と交流機のスパイラルベクトル理論」電学誌，109，517（平元-7）
6）辻・山田・泉・小山：「相分離法及び磁界加速法の一解釈」平2電気学会全大　No. 589
7）例えば，辻・山田・小山・泉：「三相誘導機の2軸理論の応用」長崎大学工学部研究報告，14，51（昭59-1）
8）P. K. Kovács: "Transient Phenomena in Electrical Machines" (1984) Elsevier
9）難波江・金・高橋・仲村・山田：「電気機器学」68（昭60）電気学会
10）大西・宮地・寺嶋：「制御電圧源による誘導機駆動の一方式」電学論B，104，727（昭59-11）
11）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）
12）A. Nabae, K. Otsuka, H. Uchino & R. Kurosawa: "An Approach to Flux Control of Induction Motors Operated with Variable-Frequency Power Supply" IEEE Trans. Industr. Applic., IA-16, 342 (1980)
13）杉本・新野：「大容量誘導電動機の高性能制御法」電学論D，107，159（昭62-2）
14）辻・山田・泉・小山：「電流形インバータ駆動誘導電動機ベクトル制御系の線形モデル」電学論D，110，165（平2-2）
15）同上：「MFS制御の誘導電動機ベクトル制御系への応用」電学論D，111，379（平3-5）