

パルス幅制御電圧形三相インバータによる 誘導電動機の極座標電圧空間ベクトル制御

松本 久男*・稲見 和生**・竹中 繁***

Polar Coordinate Voltage Space Vector Control of Induction Motor Using Voltage Source Three Phase PWC Inverter

Hisao MATSUMOTO, Kazuo INAMI and Shigeru TAKENAKA

Abstract

As a vector control system, we already reported a system in which the amplitude and the frequency of the phase current were separately controlled by a current source inverter of which output current waveform was smooth. In this system, the stability of the speed control was greatly influenced by the transient angular slip frequency of the phase current.

In this report, we present a vector control system in which the amplitude and the frequency of the phase voltage are separately controlled without current control circuit, using a pulse-width controlled voltage source inverter. In this system, too, it is proved that the stability of the speed control is greatly influenced by the transient angular slip frequency of the phase voltage. This transient angular slip frequency changes the phase angle of the stator voltage space vector to the rotor flux interlinkage correspondingly to the torque variation. And the torque transfer function of this control system is derived, then its validity is experimentally proved. And furthermore, it is clarified that the control circuit under constant rotor flux interlinkage is simpler than that under constant stator flux interlinkage.

The here presented control system of which controlled variable is voltage, is expected to be inferior to the system of which controlled variable is current in accuracy of torque control but superior in speed of response.

1. まえがき

誘導電動機の高性能速度制御法としてベクトル制御方式が開発・研究されて実用化が進んでおり、総合的な解説もなされている^{1)~3)}また、その伝達関数についても詳細な検討がなされている⁴⁾これらは大部分電圧形PWMインバータによって相電流を個別に検出・制御する方式を採用している。

筆者らも前に、出力電流波形の滑らかな電流形インバータにより相電流の大きさと周波数を分離して制御する、制御回路の簡単なベクトル制御方式を報告し、そして、その電流制御系の伝達関数を導出した⁵⁾

その場合、既に指摘されていたように⁶⁾相電流の過度すべり角周波数 ω_s の制御が、速度制御の安定性に大きく影響した⁵⁾ ω_s は、トルク変化に対応して、回転子鎖交磁束に対する固定子電流ベクトル(本稿では空間ベクトルを単にベクトルと称する)の位相角 δ の変化を、周波数変化に換算して与えるものである。また、 V/f 一定制御にこの ω_s を追加するだけで、出力電流波形が滑らかな普通三相電流形インバータによっても、高速では誘導電動機を安定に速応制御できることを実験的に証明した⁷⁾

既に報告したように^{8,9)}パルス幅制御電圧形インバータによっても、相電圧と比例関係にあるパルス幅と相電圧の周波数を分離して制御する、制御回路の非常に簡単なベクトル制御方式を考えることができる。本稿は、この方式のベクトル制御について報告するものである。この方式においても、相電圧の過度すべり角

*電気工学科

**新居浜工業高等専門学校

***マツダ株式会社

周波数 $\omega\phi$ の制御が、速度制御の安定性に大きく影響することが判明した!¹⁰⁾ $\omega\phi$ は、トルク変化に対応して、回転子鎖交磁束に対する固定子電圧ベクトルの位相角 ϕ の変化を、周波数変化に換算して与えるものである。

トルク変動に対応する誘導電動機の固定子電流ベクトルの変化率は大きい、これと比べて固定子電圧ベクトルの変化率は小さい。電圧ベクトルを直接制御するよりも、電流マイナーループを設けてこの変動率の大きい電流ベクトルをPI制御の方が、電流の代数関数であるトルクの制御精度が良いと考えられる。しかし、本稿のように、トルク指令通りに遅れなくトルクを発生させる電圧ベクトルを演算してこれを直接制御の方が、速応性の良い制御になると考えられる。

2軸理論に基づいて電圧ベクトルを直接制御する方式が報告されているが、¹¹⁾ 大きさと位相角の変化を分離しないで制御する方式を採用しており、本稿の方式より制御回路が著しく複雑である。ベクトル制御とは別の理論に基づいて相電圧を直接制御する方式の原理も報告されているが、¹²⁾やはり大きさと位相角の変化を分離しないで制御する方式を採用している。また、トルク指令が変化したときに、上述のすべり角周波数 $\omega\phi$ に相当する周波数を指令しない回路構成になっており、安定で高速な制御ができないと考えられる!¹⁶⁾

過渡時には、電流と電圧の位相角 δ と ϕ の変動が異なるので、ベクトルの回転速度に比例する両者の周波数が瞬時的に一致なくなる。従って、電圧形インバータの制御量を電流(点弧周波数に比例しない周波数を持つ)とすることは、制御を複雑化することになると

考えられる。本稿の電圧を直接制御する方式では、容易にその大きさと周波数を分離して制御する制御回路が構成できる。このため、本稿のインバータの出力電圧波形はあまり滑らかでないが、容易にベクトル制御の制御法則を適用した制御回路が構成できた。

以下に、先づ、実験に用いた電源の midpoint を利用して出力電圧波形を改良したパルス幅制御の電圧形三相インバータの特性を述べる。次に、本方式のベクトル制御の制御法則、制御回路を導出し、このインバータによって制御した場合の伝達関数を導出して実験的に検証する。また、固定子と回転子鎖交磁束数一定制御の比較検討をする。

2. パルス幅制御電圧形三相インバータ

Fig. 1 に実験に使用したパルス幅制御電圧形三相インバータの主回路構成を示す。この電源部には電力回生機能を持たせてないので、連続した制動運転ができないが、大容量の平滑コンデンサを設けて瞬間的な制動運転を可能にしている。これは、前に報告した出力電圧波形改良形三相インバータ¹³⁾の転流回路を、誘導電動機のような誘導性負荷用に改良したものである。これによって相電圧をパルス幅制御する場合の波形ひずみは、通常の三相インバータによる場合より大分小さい!¹⁴⁾

Fig. 1 において、Rec. は整流電源、L は平滑リアクトル、C は大容量の電解コンデンサを使用した平滑キャパシタである。C を 2 個用いて直流電源の midpoint H を

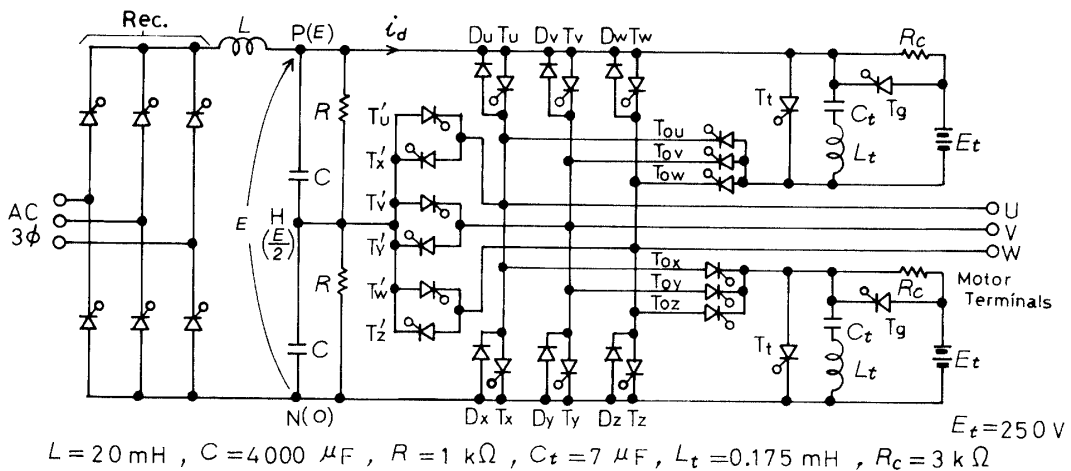


Fig. 1 Main circuit of the pulse-width controlled voltage source three-phase inverter.

構成し、2個の高抵抗Rを用いて始動前にH点の電位を電源電圧Eの半分に設定すると、2個のCの容量に多少の不均衡があっても支障は生じない¹³⁾T_u, T_xなどは主サイリスタ、D_u, D_xなどは帰還ダイオード、T_{u'}, T_{x'}などは電動機端子U, V, WとH点間をオン・オフするサイリスタ、T_{ou}, T_{ox}などはT_u, T_{u'}, T_x, T_{x'}などをターンオフさせる転流用サイリスタである。E_tは小容量の補助電源、C_tとL_tは転流用コンデンサとリアクトル、T_tはC_tの電荷を反転させるリアクトル、R_{cl}は始動前にC_tを充電する高抵抗、T_gは転流動作完了後にC_tの損失電荷を補充するサイリスタである。

例えばT_uのターンオフは、P点側のT_tを点弧、C_tの電荷がC_t-T_t-L_tの経路で反転、C_tの電荷反転完了直前にT_{ou}点弧、C_tの電荷がC_t-L_t-T_{ou}-T_u, D_uの経路で再度反転、の過路でなされる。T_tはT_uと同時にターンオフし、その後T_{ou}がターンオフする。T_{u'}などをターンオフさせるときも、T_uなどをターンオフさせるときと同じにT_tとT_{ou}を点弧する。但し、この場合、T_{u'}導通中はU端子の電位はE/2であるが、T_{ou}を点弧するとEになり、T_{u'}はE/2の逆電圧を受けてターンオフする。その後、C_tの電荷はD_uを通して反転し、このときT_tがターンオフする。続いて、D_uがオフしてD_xがオンするまでにU端子の電位はEから0に低下し、その後T_{ou}がターンオフする。

U端子の電位は、T_uが導通中はE、T_xが導通中は0であり、T_uのターンオフ後T_xを点弧するまでの間T_{u'}を点弧するとE/2になる。この電動機端子の電位をE/2にする期間をπ(rad)中2αとし、以下αを制御角と称する。制御角αを変えると相電圧波形はFig. 2のように変化するので、αによって相電圧の大きさを自由に制御できる¹⁴⁾Fig. 2の有害なスパイク状電圧は、T_{u'}, T_{x'}などをターンオフさせるときの転流動作によって生じるものである。このスパイク状電圧を無視すると、α=π/12では、第5, 7, 11, 13, 17, 19調波の含有率がそれぞれ5.4, 3.8, 9.1, 7.7, 1.6, 1.4%となり、かなり良好な波形になる¹³⁾α=0~π/3では従来の180°通電形三相インバータと同等またはそれ以下の波形ひずみ率になるが、α>π/3になると急速に波形ひずみ率が増大し、Fig. 3のようになる¹⁴⁾

3. 制御法則の導出と制御回路

本章では、極座標表示の電圧ベクトルの大きさと周波数を制御するベクトル制御の制御法則を導出し、これを基にして制御回路を構成する。

多相誘導電動機の解析に絶対変換の瞬時値対称座標

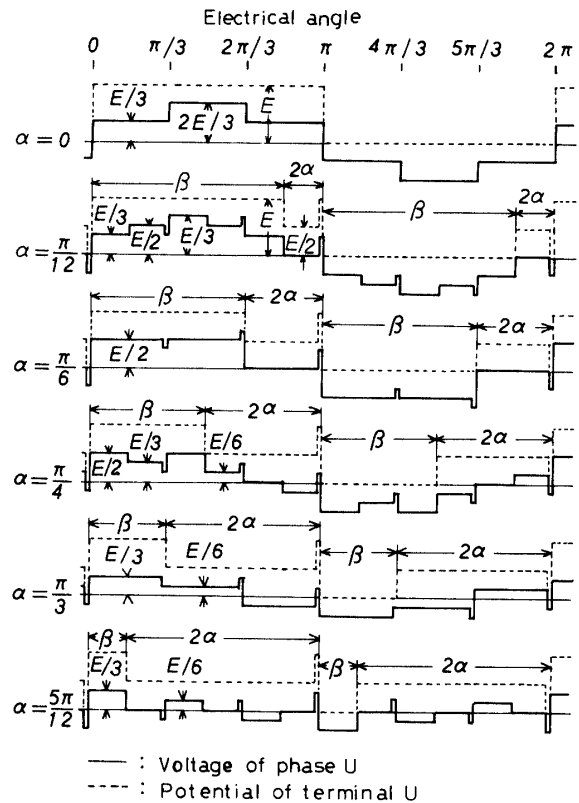


Fig. 2 Waveforms of terminal potentials and phase voltages.

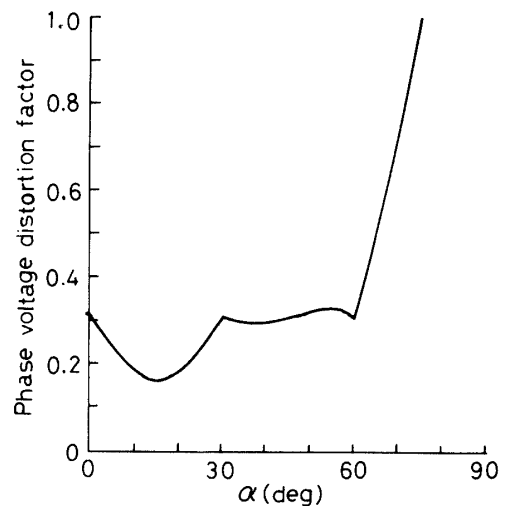


Fig. 3 Distortion factor of phase voltage waveform as function of control angle α .

法を使用すると、過渡時も含めて非常に簡明な基礎方程式が得られる⁵⁾すなわち、固定子相電圧と相電流ベクトル \dot{V}_{s1} と \dot{I}_{s1} 、固定子座標系で表した回転子鎖交磁束数と回転子相電流ベクトル $\dot{\psi}_{r1}$ と \dot{I}_{r1}' について、次式が成立する。

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

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

但し、 $l = L_s - M^2/L_r$ 、 $\dot{a}_r = -Y_r/L_r + j\omega_r$ 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し、 Y_s, Y_r は 1 相ごとの抵抗、 L_s, L_r は 1 相ごと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 相ごとの等価漏れインダクタンス、 ω_r は電気角速度に換算した回転子角速度、 $P = d/dt$ である。なお、周波数は f を用いて表す。例えば $f_r = \omega_r / 2\pi$ である。

上述の変換により、例えば、対称三相交流の第 1 相電圧を $v_u = \sqrt{2} V_e \cos \omega t$ とすると $\dot{V}_{s1} = \sqrt{3/2} V_e \epsilon^{j\omega t}$ となる。

3.1 回転子鎖交磁束数一定制御回路⁹⁾

ベクトル制御では、回転子鎖交磁束数の瞬時値を一定に保つことにより電動機の磁気エネルギーの変化に伴う制御おくれを極力小さくして、速応制御を行なっている。本節では、この回転子鎖交磁束数を一定に保つ条件に従う制御法則を導出して制御回路を構成する。過渡時も含めて

$$\dot{\psi}_{r1} = \psi_0 \epsilon^{j\theta_0}, \quad \psi_0 = \text{const.} \quad (4)$$

の条件で速度制御するときの固定子相電流と相電圧ベクトルを

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

で表す。ここで、 θ_ψ は $\dot{\psi}_{r1}$ の電気回転角であり、 $P\theta_\psi = \omega_\psi$ とする。また、 $\theta_\psi + \phi = \theta$ 、 $P\theta = \omega$ 、 $P\delta = \omega_\sigma$ 、 $P\phi = \omega_\phi$ とする。

定常運転時には I と V は一定であり、 $\omega_\sigma = \omega_\phi = 0$ であるので、 \dot{V}_{s1} と $\dot{\psi}_{r1}$ の角周波数は等しく、 $\omega = \omega_\psi$ であるが、過渡時には $\omega = \omega_\psi + \omega_\phi$ となる。従って、すべり角周波数 $\omega - \omega_r$ は、定常運転時には $\omega_s = \omega_\psi - \omega_r$ であるが、過渡時には $\omega_s + \omega_\phi$ となる。この意味で ω_ϕ を過渡すべり角周波数と呼ぶ。

式(4)の $\dot{\psi}_{r1}$ と式(5)の \dot{I}_{s1} を式(2)に代入すると

$$I \epsilon^{j\phi} = I \cos \delta + j I \sin \delta = I_o + j I_\tau \quad (6)$$

$$I_o = \psi_0 / M, \quad I_\tau = (L_o / Y_r') I_o \omega_s \quad (7)$$

但し、 $L_o = M^2 / L_r$ 、 $Y_r' = (M / L_r)^2 Y_r$ であって、 $l = L_s - L_o$ で表せることになる。これらの数値は文献(15)による測定により、等価回路と無関係に決定することができる。

式(4)~(6)を式(1)に代入すると

$$\left. \begin{aligned} V_x &= V \cos \phi = Y_s I_o - \omega_\psi l I_\tau \\ V_y &= V \sin \phi = \omega_\psi L_s I_o + (Y_s + lP) I_\tau \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

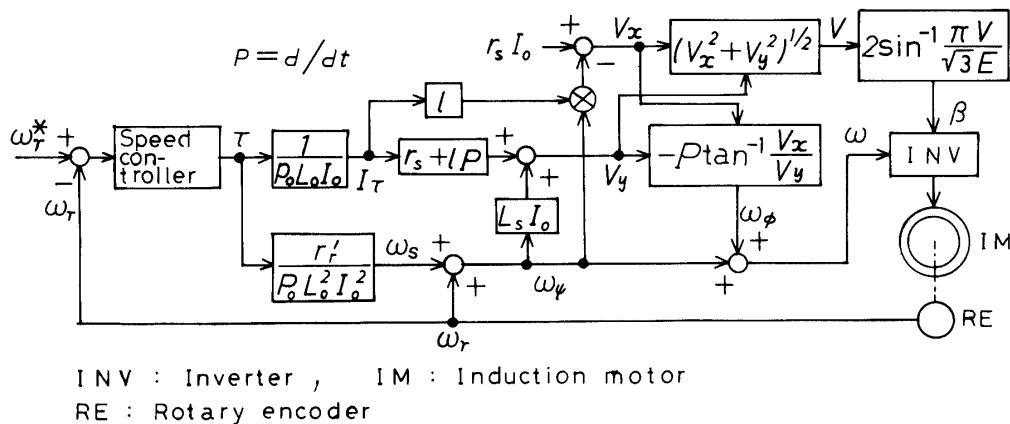
$$V = (V_x^2 + V_y^2)^{1/2} \quad (9)$$

$$\omega_\phi = P \tan^{-1}(V_y / V_x) = -P \tan^{-1}(V_x / V_y) \quad (10)$$

トルク τ は、極数を p_o とすると

$$\begin{aligned} \tau &= p_o \text{Imag} \{ \dot{\psi}_{r1} \cdot \text{conj}(\dot{I}_{r1}') \} \\ &= p_o L_o I_o I_\tau = p_o (L_o^2 I_o^2 / Y_r') \omega_s \end{aligned} \quad (11)$$

式(6)~(11)による制御法則より Fig. 4 の基本構成図が



INV : Inverter, IM : Induction motor
RE : Rotary encoder

Fig. 4 Principle diagram derived from the control law.

得られる。図において、 ω_r^* は ω_r の指令値を表す。この場合、 $\dot{\psi}_n$ の角周波数 $\omega_\psi = \omega_r + \omega_s$ のすべり分 ω_s を、式(11)によりトルクに比例して変える必要がある。そのためには、 \dot{V}_{s1} の角周波数 $\omega = \omega_\psi + \omega_\phi$ を、 ω_s の変化分の他に、式(10)による過渡すべり分 ω_ϕ だけ余分に変える必要のあることがわかる。この ω_ϕ は、定常特性解析に基づく V/f 一定制御などと異なるベクトル制御の概念を特徴づけるものと言える。

定常運転時には、インバータの出力相電圧の基本波成分の実効値が $V_e = (\sqrt{2}/\pi) E \cos \alpha$ となるので(Fig. 2参照)、 V と α の関係は

$$\beta = \pi - 2\alpha = 2 \sin^{-1}(\pi V / \sqrt{3} E) \quad (12)$$

よって、過渡時にもこの関係式が成立するとして、 π [rad]中主サイリスタ T_u などの導通する期間 β によって V を指令することができる。

3.2 固定子鎖交磁束数一定制御回路⁸⁾

本節の記号の意味は3.1節と一部異なる。この異なる意味は本節と次節のFig. 5 (b)のみに使用する。

ベクトル制御では、一般に回転子鎖交磁束数の瞬時値を一定に保つ条件を付与することによって、速応制御を行なっている。しかし、固定子鎖交磁束数の瞬時値を一定に保てば、負荷変化に伴う電動機の磁気エネルギーの変化が無くなって、全く遅れない制御ができると考えられる。本節では、このことについて検討するために、この場合の制御法則を導出する。

固定子鎖交磁束数ベクトル $\dot{\psi}_{s1}$ を用いて式(1)、(2)を書き改めると、

$$\dot{V}_{s1} = \gamma_s \dot{I}_{s1} + P \dot{\psi}_{s1} \quad (1')$$

$$0 = (P - a_r) (\dot{\psi}_{s1} - l \dot{I}_{s1}) - \gamma_r \dot{I}_{s1} \quad (2')$$

但し、

$$\dot{\psi}_{s1} = L_s \dot{I}_{s1} + M \dot{I}_n' \quad (3')$$

過渡時も含めて

$$\dot{\psi}_{s1} = \psi_o \epsilon^{j\theta_\psi}, \quad \psi_o = \text{const.} \quad (4')$$

となるように制御する固定子相電流と相電圧ベクトルを

$$\dot{I}_{s1} = I \epsilon^{j(\theta_\psi + \phi)}, \quad \dot{V}_{s1} = V \epsilon^{j(\theta_\psi + \phi)} \quad (5')$$

と表す。 $P\theta_\psi = \omega_\psi$ は、ここでは $\dot{\psi}_{s1}$ の角周波数を表す。 $\omega_\phi = P\phi$ とすると、定常運転時のすべり角周波数は $\omega_s = \omega_\psi - \omega_r$ であり、過渡時のそれは $\omega_s + \omega_\phi$ である。

式(4)'の $\dot{\psi}_{s1}$ と式(5)'の \dot{I}_{s1} を式(2)'に代入すると、この場合には式(7)のような簡単な関係が成立せず、

$$I \epsilon^{j\phi} = I \cos \delta + j I \sin \delta = I_o + j I_\tau \quad (6')$$

$$\left. \begin{aligned} \omega_s l I_o + \{(L_s/L_o) \gamma_r' + l P\} I_\tau &= \omega_s \psi_o \\ \{(L_s/L_o) \gamma_r' + l P\} I_o - \omega_s l I_\tau &= (\gamma_r'/L_o) \psi_o \end{aligned} \right\} (7')$$

式(1)'に式(4)'と式(5)'を代入すると、

$$\left. \begin{aligned} V_x &= V \cos \phi = \gamma_s I_o \\ V_y &= V \sin \phi = \gamma_s I_\tau + \omega_\psi \psi_o \end{aligned} \right\} (8')$$

$$V = (V_x^2 + V_y^2)^{1/2} \quad (9')$$

$$\omega_\phi = -P \tan^{-1}(V_x/V_y) \quad (10')$$

トルク τ は式(11)と類似の次式で表される。

$$\tau = P_o \psi_o I_\tau \quad (11')$$

式(6)'~(11)'による制御法則より図4と類似の基本構成図を得ることができる¹⁶⁾。しかし、式(6)'~(11)'の演算では微分演算は $P I_\tau$ と $P \phi$ であったが、式(6)'~(11)'の演算ではこれに $P I_o$ の演算が加わることになる。また、式(7)'により ω_s を算出する過程に微分演算が含まれることになる。

3.3 回転子と固定子鎖交磁束数一定制御の比較

Table 1 Constants of the tested machine.

Number of pole (p_o)	4	γ_s (Ω)	0.785
Rated frequency	60Hz	γ_r' (Ω)	0.617
Rated output	2kW	L_s (H)	0.0679
Rated speed	1742rpm	L_o (H)	0.0618
Rated phase voltage	127V	l (H)	0.0061
Rated phase current	7.75A	I_o (A)	6.07
Moment of inertia (J)	0.053kg - m ²		

Note : Rated values are as follows.

$$\tau_n = 10.97 \text{ N - m}, \quad f_{sn} = 1.92 \text{ Hz (3.2\%)}$$

$$I_{\tau n} = 7.3 \text{ A}, \quad I_n = 9.5 \text{ A}$$

$$\text{Braking coefficient } D \doteq 4 \times 10^{-3} \text{ N - m/rad/s.}$$

回転子と固定子鎖交磁束数一定制御の比較検討のために、Table 1に示す定数の供試機について、Fig. 5 (a), (b)に両者の静特性を計算図示する。後者の ψ_o は定格状態で両者の運転状態が一致するように決定した。

後者のトルク変化に伴う ϕ の変化は前者より小さい。よって、 ω_ϕ は前者より小さくなる。しかし、後者では ω_s の算出に微分演算項が必要になり、両者の制御演算

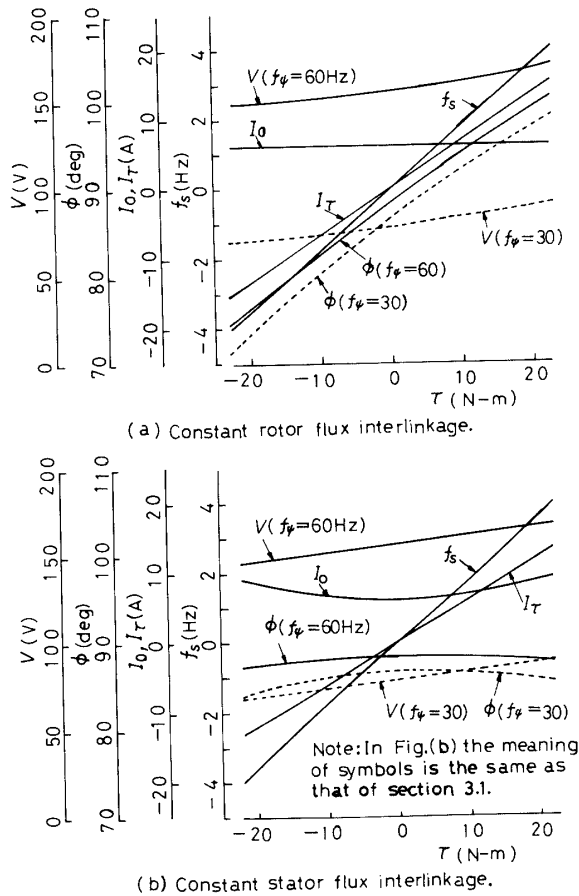


Fig. 5 Steady state characteristics of the control under constant rotor and stator flux interlinkage.

に本質的な相異はない。実際、トルク指令に一定の变化率を与えて両者の制御演算を計算してみると、両者の制御演算が等しくなる。¹⁶⁾

後述の実験結果で示すように、回転子鎖交磁束数一定制御では ω_ϕ が安定性に大きく影響する。固定子鎖交磁束数一定制御の回路を試作して実験したところ、 ω_s の算出に必要な微分演算項(IPI_r)の精度が安定性に同様に大きく影響した。これは、この項が前者の ω_ϕ に対応するすべり角周波数の過渡項を演算することになるためと考えられる。また、両者の速度応答にほとんど相異は認められなかった。

以上より、回転子鎖交磁束数一定の従来のベクトル制御の方が、制御回路が簡明であるので、有利な方式であると結論される。

4. 伝達関数と調節器

上述したように、固定子よりも回転子鎖交磁束数一

定制御の方が有用であるので、3.1節の制御法則に基づいて製作したFig. 4の制御回路について伝達関数を検討し、調節器の最適設計を行なう。

Fig. 4において、REは1回転当り3600パルス従って4極機であるので周波数 $(900/\pi)\omega_r$ の制御用のパルス列を出す。 ω_s と ω_ϕ はアナログ加算してVFコンバータにより周波数 $(900/\pi)(\omega_s + \omega_\phi)$ のパルス列に変換される。 ω はこの両者の加算パルス列の900パルスを π [rad]に換算して決定される。そうすると、Fig. 2の π 期間のパルス数は常に900パルスになり、 β 期間のパルス数は $900\beta/\pi$ になる。従って、 ω は加算パルス列の周波数に比例し、 β は加算パルス列のパルス数によって与えられてその分解能は電気角で約 $(180/900)$ 度になる。いま、 $\beta = 5\pi/6$ ($\alpha = \pi/12$)、 $f (= \omega/2\pi) = 30$ Hzで運転していて β と ω が微小変化する場合を考慮することにする。 β は V と式(12)の関係にあり、 V に変化があると β は瞬時に演算指令される。各相について、例えばFig. 2の電気角0の時点で V の変化指令が与えられた場合には、 β が瞬時に変化すると丁度よい。しかし、電気角 $5\pi/6 (= \beta)$ の直前に V の変化指令が与えられた場合に β が瞬時に変化すると、この β の変化は過去の電圧について変化指令を実行することになる。これを、サイリスタ整流器の伝達関数をむだ時間遅れと見なす考え方¹⁷⁾を準用して、むだ時間進みと見なす。その時間は指令変化が電気角0の時点で生じた場合には0であり、電気角 $5\pi/6$ の直前で生じた場合には $5\pi/6$ 相当の時間である。従って、 β は、3相について考えると、平均値 $5\pi/12$ 相当の時間 $(10^3/30) \times (5/24) \approx 6.9$ msのむだ時間進みを持つと見なせる。(このむだ時間進みを補償しないで放置すると速度応答に瞬間的な逆応答が発生することを、実験により確認した。)例えば、速度を上昇させる場合には相電圧を増加させるために β を増大させることになるが、 β の増大は瞬間的な ω の減少を生じさせるので、この作用が速度上昇させるための ω の増大を減殺させることになる。このため、 ω の変化を生じさせる電圧の切換えはFig. 2の電気角 β の時点では成立せず、電気角 π の時点で始めて成立すると見なせる。従って、 ω については、 ω の変化指令が電圧の切換えの形で実現されるのは、各相について、電気角0の時点で変化指令が与えられた場合には π 期間後であり、電気角 π の直前に与えられた場合には瞬時である。よって、 ω は、3相について考えると、平均値 $\pi/2$ 相当の時間 $(10^3/30) \times (1/4) \approx 8.3$ msのむだ時間遅れを有すると見なせる。(以上のむだ時間進み、遅れを小さくするためには、パルス間隔の小さい多パルスのPWMインバータを必要とする。)

上述のむだ時間遅れ, 進みを, その時間と同じ時定数の一次遅れ, 進みで近似して考える!⁷⁾ Fig. 4 の $T_s + IP$ は微分演算を含むのでこれに 1 ms の一次遅れを付加し, 他の部分にもこれと同じ一次遅れを持たせた. ω には上述した 8.3ms の遅れがあるので, 結局 ω は合計 9.3ms の遅れを有することになる. 制御法則を保つためには β に ω と同じ遅れを持たせる必要がある. このため, Fig. 4 の V に 15.2ms の一次遅れを持たせた. これにより, β も上述の 6.9ms の進みと制御回路の 1ms の遅れを合計して 9.3ms の遅れを有することになる. なお, ω_ϕ は微分演算で算出されるので波形が急峻になることと, V-F 変換を施して ω_ϕ をに加えていることを考慮して, Fig. 6 の回路⁵⁾ により約 3 ms の一次遅れを持たせてその波形を平滑化した.

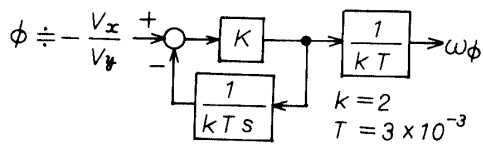


Fig. 6 Calculating circuit of transient angular slip frequency ω_ϕ .

結局, ω , β とともに 9.3ms の遅れを有することになるので, トルク τ の伝達関数は $T_e = 9.3\text{ms}$ の一次遅れと見なせる. このトルク τ が Fig. 4 の IM に作用するので, トルク τ と ω_r の関係は

$$\Omega_r(S) = \frac{p_0/2}{(D+Js)(1+TeS)} T(S) \quad (13)$$

ここで, J と D は負荷を含む電動機の慣性モーメントと回転制動係数, $T(S)$ は τ の L 変換である.

これにより, 例えば指令値に対する速度調節器の最適伝達関数¹⁸⁾ を

$$G_r(S) = (2/p_0)(1/2Te)(J+D/S) \quad (14)$$

とすると, 系全体の閉ループ伝達関数は

$$W(S) = 1/(1+2TeS+2Te^2S^2) \quad (15)$$

となる. 速度応答は, 制動係数 $\zeta = 1/\sqrt{2}$, 非減衰固有周波数 $f_n = (1/\sqrt{2}Te)/2\pi \approx 12\text{Hz}$, インディシタル応答の行き過ぎ量 4%, 立上り時間 $4.7Te \approx 44\text{ms}$, 整定時間 $10Te \approx 93\text{ms}$ の安定で速い応答を示すものになる.

ここで, 電流制限のために速度調節器の出力 τ には

200%のリミッタを付けた. V_x/V_y は小さいので, $(V_x^2+V_y^2)^{1/2} \approx V_y$, $\tan^{-1}(V_x/V_y) \approx V_x/V_y$ として十分な精度を有する. 電源電圧 E が加減速時に変動するので, この変動をパルス幅によって補償することが考えられる. しかし, 上述したように, β の増減が周波数の瞬間的な低下, 上昇を生じさせるばかりでなく, β の制御には合計 9.3ms の遅れがあるので, 良好な補償が困難である. (E の変動を β で補償する回路を付加して実験的に検討したが, 特性を総合的に判断して, 有意な改善は見られなかった.)

5. 実験結果

実験は安定性について最も厳しい条件になると考えられる無負荷単独運転で行なった. Fig. 7 は前章で検討した $\alpha \approx \pi/12$, $f \approx 30\text{Hz}$ 近傍における速度のステップ応答を示す. 速度応答特性を明白にするためにトルク τ が飽和しない範囲のステップ幅を与えた. 速度応答には前章で一次遅れで近似して考えた 9.3ms 程度のむだ時間遅れがある. 立上り時間が前章で検討した 44ms より小さく, $\zeta = 1/\sqrt{2}$ に相当する波形よりやや振動的になっているが, ほぼ理論通りの応答波形と見なされる. 応答波形の誤差は近似誤差, 電動機定数の誤差および E の変動によると考えられるが, これらの影響は比較的小さいと考えられる. 前述したように, β によって E の変動を補償するとかえって振動的な応答になって, 補償の効果が認められなかった.

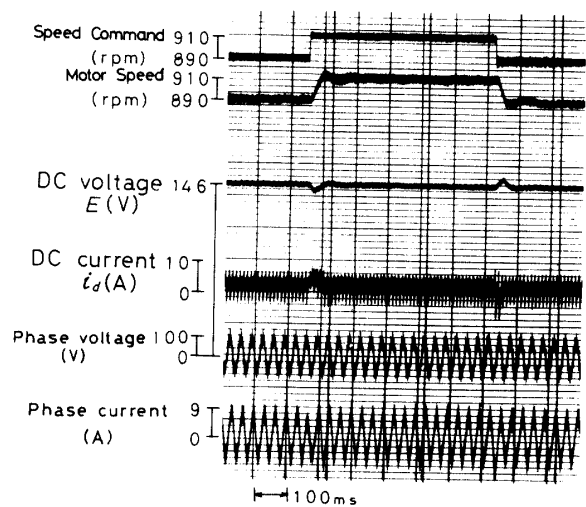


Fig. 7 Oscillogram of step response of speed at $\alpha \approx \pi/12$ and $f \approx 30\text{Hz}$ ($E=146\text{V}$).

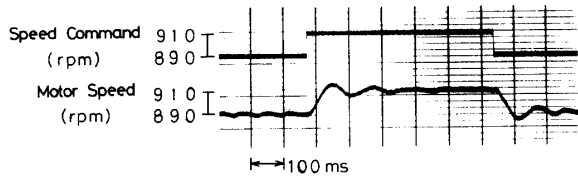


Fig. 8 Oscilloscope of step response of speed at $\alpha \approx \pi/12$ and $f \approx 30\text{Hz}$ in the case that ω_ϕ is adjusted to half of normal value ($E=146\text{V}$).

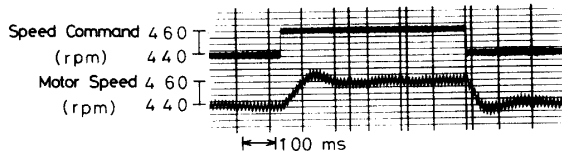


Fig. 9 Oscilloscope of step response of speed at $\alpha \approx 61^\circ$ and $f \approx 15\text{Hz}$ ($E=146\text{V}$).

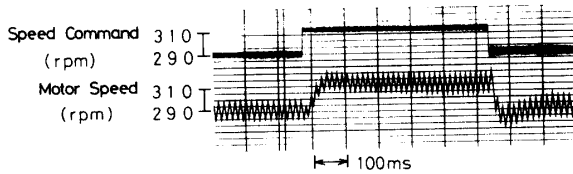


Fig. 10 Oscilloscope of step response of speed at $\alpha \approx 71^\circ$ and $f \approx 10\text{Hz}$ ($E=146\text{V}$).

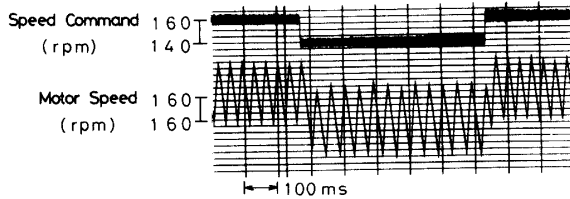


Fig. 11 Oscilloscope of step response of speed at $\alpha \approx 80^\circ$ and $f \approx 5\text{Hz}$ ($E=146\text{V}$).

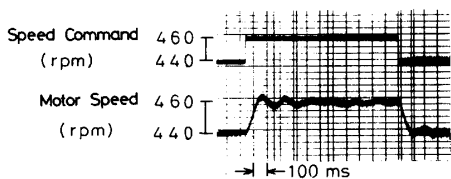


Fig. 12 Oscilloscope of step response of speed at $\alpha \approx \pi/12$ and $f \approx 15\text{Hz}$ ($E=73\text{V}$).

Fig. 8はFig. 7と同じ条件で ω_ϕ を理論値の1/2に調整した場合のステップ応答を示す。 ϕ はトルクの定格値の変化に対して約6度変化する[Fig. 5(a)参照]が、 δ は約75度変化する[文献5)のFig. 2参照]。このように、 $\omega_\phi \ll \omega_\sigma$ であるが、Fig. 8とFig. 7を比較して明らかのように、 ω_ϕ は ω_σ と同様に⁷⁾速度の過渡応答の安定性に大きく影響を及ぼすのみならず、速応性にも大きく影響する。

Fig. 9はFig. 7と同じ E で $\alpha \approx 61^\circ$ [Fig. 3参照]、 $f \approx 15\text{Hz}$ 近傍での速度のステップ応答を示す。この場合、速度調節器の比例ゲインを調整してFig. 7と同程度のものと見られる応答にした。低速でしかも相電圧波形のひずみが大いので定常速度の脈動が増加しているが、むだ時間遅れ、立上り時間ともにFig. 7の2倍程度になっており、前章の伝達関数の考え方の妥当性を示している。Fig. 10とFig. 11は $\alpha \approx 71^\circ$ 、 $f \approx 10\text{Hz}$ および $\alpha \approx 80^\circ$ 、 $f \approx 5\text{Hz}$ [Fig. 2, Fig. 3参照]近傍でのステップ応答を示す。この場合にも速度調節器の比例ゲインを調節してできるだけ速く安定な応答にした。低速であってしかも相電圧波形が極端に悪化しているので、定常速度の脈動が非常に大きいだけでなく、前章で述べた伝達関数の考え方の適用が困難である。

Fig. 12は、 E を変えて $\alpha \approx \pi/12$ 、 $f \approx 15\text{Hz}$ にしてFig. 9におけるよりも相電圧波形を良くした場合の速度のステップ応答を示す。この場合、相電圧波形が良いため、定常速度の脈動が小さい。立上り時間がFig. 9と同程度になるように速度調節器の比例ゲインを調節したところ、Fig. 9よりやや振動的な応答になったが、ほぼ同程度の伝達関数と見なされ、前章の伝達関数の導出はほぼ妥当と考えられる。

6. むすび

以上、瞬時値対称座標法による極座標表示の空間ベクトル解析を基とした、誘導電動機の相電流を検出・制御しないで直接相電圧を制御するベクトル制御方式を提案した。この場合、電圧と周波数を分離して制御する簡単な制御回路を構成して、出力電圧波形のあまり滑らかでないパルス幅制御の電圧形インバータにより、高速では安定な速応制御ができることを示した。また、トルク変化に対応する相電圧の位相角の変化を与える過渡すべり角周波数が安定性に重要な役割を果すことおよび本稿の伝達関数導出法の妥当性を実験的に示した。さらに固定子よりも回転子鎖交磁束数を一定に保つ従来のベクトル制御方式の方がやや簡明な制御回路構成になることを示した。

より高い速応性を実現し、低速運転時にも速応制御を行なうためには、パルス数の多いPWMインバータを必要とする。また、二次抵抗 T_r の温度変化が ω_s の算出に大きく影響するので〔Fig. 4 参照〕、実用化に際してはこれに対して適切な対策を必要とする。

参考文献

- 1) 例えば、難波江，滝川：誘導電動機の高性能速度制御法，電学誌 **101**，873 (昭56-9)
- 2) 例えば，難波江，他：交流電動機ベクトル制御技術の現状と問題点，昭58電気学会全大S-8
- 3) 例えば，皆元，大沢：最近の可変速電動機の技術動向，V.制御性の向上，電学誌 **103**，883 (昭58-9)
- 4) 杉本，大野：VVVF電源で駆動される誘導電動機の非干渉制御法とその特性，電学論B**104**，781 (昭59-11)
- 5) 松本，稲見，近藤：電流形三相インバータの直流電流制御による三相三重巻線誘導電動機の瞬時磁束一定運転，電学論B**102**，733 (昭57-11)
- 6) 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)
- 7) 稲見，松本，近藤：電流形インバータ駆動誘導電動機の安定化，電学論B**103**，440 (昭58-6)
- 8) 松本：電圧形インバータによる誘導電動機の固定子瞬時磁束一定運転の検討，昭56電気四学会中国支部連大 No. 70518
- 9) 松本，稲見：電圧形三相PWMインバータ駆動三相重巻誘導機の瞬時磁束一定運転，昭59電気学会全大No. 608
- 10) 松本，稲見，竹中：電圧形インバータによる誘導電動機の回転子瞬時磁束一定運転の実験結果，昭59電気四学会中国支部連大 No. 30514
- 11) 大西，宮地，寺嶋：制御電圧源による誘導機駆動の方式，電学論B**104**，727 (昭59-11)
- 12) 山村，中川，河村：磁界加速法制御による誘導電動機の電圧形制御，電学論B**104**，449 (昭59-7)
- 13) 松本：直流電源の midpoint を利用した出力電圧波形改良形三相サイリスタインバータ，電学論B**95**，351 (昭50-7)
- 14) J.Holtz : Selbstgeführte Wechselrichter mit treppenförmiger Ausgangsspannung für große Leistung und hohe Frequenz, Siemens Forsch.-u. Entwickl.-Ber. **6**, 3, 164 (1977)
- 15) 中野，赤木，高橋，難波江：二次巻線鎖交磁束に着目した誘導電動機の新しい等価回路とその定数決定法，電学論B**103**，216 (昭58-3)
- 16) 松本，稲見：回転子と固定子鎖交磁束一定誘導機極座標ベクトル制御の特性比較，昭61電気学会全大 No.671
- 17) 例えば，加藤編：制御工学の実際，P.80 (昭51) 昭晃堂
- 18) 例えば，同上P.88

(昭和61年4月15日受理)