誘導機駆動用汎用インバータの性能改善の一方法

正員 大上 正勝 (名古屋工大)
正員 細野 勇 (三菱電機)

準員 山田 秀之 (名古屋工大)
正員 常広 譲 (名古屋工大)

1. まえがき

インバータ技術の目覚ましい発展により、誘導電動機駆動用の汎用インバータが広く実用されている。これと共に、電動機特性に対する要求も多く、定常特性のみならず円滑かつ迅速な加・減速特性が問題にされるようになってきた。汎用インバータは、一般に電圧形 PWM インバータで構成され、電圧/周波数の比が一定の開ループ制御が用いられる。そのため、電動機定数が既知でなくても駆動できる利点はあるが、負荷変動に対しては対策が講じられないため、実用上さまざまな不都合が生じる。特に、低速域における最大トルクの低下、これに起因して良好な加・減速特性が得られないこと、など改善が望まれる課題である。

低速域のトルク不足を補うため、汎用インバータでは幾つかの電圧/周波数・パターンを用意し、負荷に応じて選択するようにしている。また、武藤らは誘導機の電圧と電流の関係から一次電圧を適切な値に制御する「自動トルクブースト方式」⁽¹⁾を提供している。

これらの方法は、主として定常状態のトルク特性の向上を意図したもので、過渡特性(加・減速特性)や系の安定性などがどうなるかは明らかでない。

上記の問題点の改善と、汎用インバータの性能向上を図る一方式として、本論文では運転時の誘導機の励磁電流を検出し、これを基に一次電圧を調整する方式のインバータを考察する。

現在市販されている汎用インバータの多くは、主回路を保護するための一次電流検出用 CT が付設されて

いるので、著者らが前に報告した「座標変換器⁽²⁾」を用いれば、簡単に励磁電流を知ることができる。

本論文の第2章では、インバータ系の構成と動作原理の概要を説明し、この方法が低速域でのトルク特性の改善に極めて有効であることを示す。

第3章は、加・減速特性および系の安定性に関するものである。電圧形インバータでは、ドライブ信号に上下アームの短絡防止時間(T_d)を設けているが、 T_d はしばしば系に不安定現象を誘発する⁽³⁾。本論文の方式は、この不安定現象を抑えるうえからも効果があることを明らかにした。

第4章は、誘導電動機を負荷に無関係に所定の速度で運転させるための制御法(いわば定常状態のセンサレス速度制御法)に関するもので、定格速度の $\pm 1\%$ 程度の精度をもつ系が達成できることを示した。

2. インバータ制御系の構成と動作原理

<2・1> 制御系の概要 図1は本論文で提案する誘導機駆動用汎用インバータの構成図で、特に制御回路の機能を重視して描いた図である。

インバータ部(ドライブ回路を含む)を除けば、電圧変換器(座標変換器)、電圧変換器と16ビットのマイクロ・コントローラで構成されている。このほかに、過電圧防止回路やトランジスタの温度検出器など設けているが、図には示していない。以下、図1の各部の機能を簡単に説明しよう。

マイクロコントローラ(以下、 μC と略記)には、使用する電動機の銘板に記載されている項目、すなわち定格電圧・電流・出力・回転数および極数などの値をあらかじめ入力しておくものとする。また、運転時にはインバータの角周波数 ω_1 に相当する指令がアナログ電圧の形で入力される。

μC はこれをAD変換し、 $\phi = \omega_1 t$ の演算を行い8ビットのデジタル信号として出力する。このほかに μC は v^* , v^* などの演算を行うが、これについては後で詳述する。

電圧変換器と電圧変換器は、(1)、(2)式に示す座

A Method of Improving Performance Characteristics of General Purpose Inverter. By Masakatsu Daijyo, Member (Nagoya Institute of Technology), Isamu Hosono, Member (Mitsubishi Denki Ltd), Hideyuki Yamada, Associate & Yuzuru Tanehiro, Member (Nagoya Institute of Technology).

大上正勝：正員，名古屋工業大学大学院後期課程（現在，三菱電機名古屋製作所勤務）

細野 勇：正員，三菱電機相模製作所

山田秀之：準員，名古屋工業大学大学院前期課程

常広 譲：正員，名古屋工業大学電気情報工学科

図 1 誘導電動機駆動用汎用インバータ

Fig. 1. General purpose inverter for induction motor drive.

標変換を行う電子回路である。文献(2)に詳しく述べているので詳細は略すが、両変換器およびPWM制御回路を合せて1個のROMと数個のデジタルIC、数個のオペアンプから成る簡単な構成を特徴としている。

電流変換器は、実電流から回転座標への変換：

$$\begin{bmatrix} i_r^* \\ i_s^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \phi, \cos(\phi-2\pi/3), * \\ \sin \phi, \sin(\phi-2\pi/3), * \\ \sin(\phi+2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (1)$$

を行い、電流 i_r と i_s に相当する電圧 (アナログ値) を μC に供給する。 μC は、 i_r, i_s および ω_1 などから、後述の電圧制御則に従って電動機に供給すべき電圧 v_r^* と v_s^* を演算し、これらを電圧変換器に供給する。

電圧変換器とPWM制御回路は、次式の関係を満たす電圧 $v_u^* \sim v_w^*$ を電動機に供給するようインバータを動作させるための制御信号を生成する回路である。

負荷状態により直流電圧 V_d が変化しても、 v_r^* および v_s^* に相当する電圧が電動機に加わるような方策が探られているが、詳細は文献(2)を参照されたい。

$$\begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ \cos(\phi-2\pi/3) & \sin(\phi-2\pi/3) \\ \cos(\phi+2\pi/3) & \sin(\phi+2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r^* \\ v_s^* \end{bmatrix} \quad (2)$$

〈2・2〉 低速領域におけるトルク特性の改善法
誘導機の発生トルクが、低周波数運転時に低下する主要因は、一次抵抗降下によりギャップ磁束 (回転磁界の強さ) が減少するためである。言い換えれば、負荷

図 2 定常状態での誘導電動機の等価回路

Fig. 2. Equivalent circuit of induction motor at steady state.

や周波数に無関係にギャップ磁束を所定の値に保てば良好な運転特性を得ることができる。

図2は、よく知られた誘導電動機の定常状態における一相分の等価回路である。同図から、電圧方程式は

$$V_1 = (R_1 + j\omega_1 L_1) I_1 + j\omega_1 M I_2$$

$$0 = j\omega_1 M I_1 + (R_2 \omega_1 / \omega_2 + j\omega_1 L_2) I_2$$

であるが、ここで正規化した二次磁束鎖交数：

$$\Lambda_2' = (M I_1 + L_2 I_2) / M \quad (3)$$

を用いて上式を書き直すと、次のようになる。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + j\sigma L_1 \omega_1 & j(1-\sigma) L_1 \omega_1 \\ -R_2 & R_2 + jL_2 \omega_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ \Lambda_2' \end{bmatrix} \quad (4)$$

ただし、 $\sigma = 1 - M^2 / L_1 L_2$ ：漏れ係数

ここで、 i_r, i_s および v_r, v_s の定常状態の値をそれぞれ I_r, I_s, V_r, V_s のように大文字で記し、

$$I_1 = (I_r - jI_s) / \sqrt{3}, \quad V_1 = (V_r - jV_s) / \sqrt{3}$$

とおく。同様に、 $\Lambda_2' = (\Lambda_2' - j\Lambda_2'') / \sqrt{3}$ として、これらを(4)式に代入して整理すると、次式を得る。

$$\begin{bmatrix} V_r \\ V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & \sigma L_1 \omega_1 \\ -\sigma L_1 \omega_1 & R_1 \\ -R_2 & 0 \\ 0 & -R_2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 0 & (1-\sigma) L_1 \omega_1 \\ -(1-\sigma) L_1 \omega_1 & 0 \\ R_2 & L_2 \omega_2 \\ -L_2 \omega_2 & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_r \\ I_s \\ \Lambda_2' \\ \Lambda_2'' \end{bmatrix} \quad (5)$$

なお、(5)式はベクトル制御の理論などで用いられる、回転座標 $\gamma-\delta$ 軸で表した電圧方程式と同じものである (定常状態であるから $P = d/dt = 0$ としている)。理想的なベクトル制御が行われるときは $\Lambda_2'' = 0$ で、このときは I_r はトルク電流、 I_s は励磁電流になる。本論文の方式では、 Λ_2' は微小であるが0ではないので、厳密に言えば $I_s =$ 励磁電流とはならない。しかし、ほかに適語がないので、便宜上 I_s を励磁電流、 I_r をトルク電流と記すことにする。

誘導機の発生トルクは、 γ - δ 軸の諸量を用いると次のように表せる。ただし、 n は極対数である。

$$T = n(1-\sigma)L_1(\Lambda'_s I_\gamma - \Lambda'_s I_\delta) \quad (6)$$

さて、ここで提案する方式は、誘導機の一次電圧 V_γ と V_δ を、 $\bar{R}_1$ を一次抵抗 R_1 の推定値として、

$$\begin{aligned} V_\gamma (= V_\gamma^*) &= K(I_\delta^* - I_\delta) \operatorname{sgn} \omega_\gamma^* + \bar{R}_1 I_\gamma \\ &\quad + L_1 \omega_\gamma^* I_\delta^* \\ V_\delta (= V_\delta^*) &= \bar{R}_1 I_\delta \quad \dots\dots\dots (7) \end{aligned}$$

のように制御しようとするものである。上式で*印は外部から与えられる指令（設定値）であることを示す。この方式の特徴は、励磁電流を $I_\delta \approx I_\delta^*$ にするようなフィードバックを付加している点になる。なお、 $\operatorname{sgn} \omega_\gamma^*$ は、 $\omega_\gamma^* \geq 0$ のとき 1、 $\omega_\gamma^* < 0$ のときは -1 を表す符号関数である。

(7) 式の物理的意味は、次のようである。低周波数域におけるトルク低下の原因が一次抵抗降下にあるので、これを補償するため $\bar{R}_1 I_\gamma$ と $\bar{R}_1 I_\delta$ を与える。もし、 $\bar{R}_1 = R_1$ であれば、これによって一次抵抗降下は 0 になる。 $L_1 \omega_\gamma^* I_\delta^*$ は、電圧/周波数=一定の制御を行うための項である。フィードバック項 $K(I_\delta^* - I_\delta) \operatorname{sgn} \omega_\gamma^*$ は、 $I_\delta \approx I_\delta^*$ の制御と系の安定性向上を図るためのものである。

なお、(7) 式の制御では $\bar{R}_1$ と I_δ^* の概略値が既知でなければならないが、これらは簡単な試験（一次抵抗測定と無負荷試験*）で知ることができる。

〈2・3〉 トルク特性 誘導機を(7)式の制御則に従って動作させるときの特性を正確に知るには(5)～(7)式を解く必要があるが、ここでは近似式を用いて概略の特性を調べてみよう。

まず、 $\bar{R}_1 \approx R_1$ とする。(5) 式の第 2 行より

$$\sigma I_\gamma + (1-\sigma)\Lambda'_s \approx 0$$

一般に、漏れ係数 σ は 0.05～0.07 であるから、

$$\Lambda'_s \approx -\sigma I_\gamma \quad \dots\dots\dots (8)$$

が成立する。また、(5) 式の第 4 行より、

$$\begin{aligned} R_2 I_\delta &= R_2 \Lambda'_s - L_2 \omega_2 \Lambda'_s \\ &\approx R_2 \Lambda'_s + \sigma L_2 \omega_2 I_\gamma \\ \therefore \Lambda'_s &\approx I_\delta - \sigma L_2 / R_2 \cdot \omega_2 I_\gamma \quad \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

となるが、右辺の第 2 項は第 1 項 I_δ に比しかなり小さいので、定常状態においては次のように近似できる。

$$\Lambda'_s \approx I_\delta \quad \dots\dots\dots (9')$$

次に、 I_γ と二次角周波数 ω_2 の関係は、(5) 式の第

3 行の式において $\Lambda'_s = -\sigma I_\gamma$ とし、 $1/(1+\sigma) \approx 1-\sigma$ のように近似すると、次式のようになる。

$$I_\gamma \approx (1-\sigma)L_2 \Lambda'_s / R_2 \omega_2 \quad \dots\dots\dots (10)$$

すなわち、トルク電流 I_γ は ω_2 にほぼ比例する。

最後に、(7) 式のフィードバック項の役割について考える。(5) 式第 1 行の V_γ に(7)式を代入すると、

$$\begin{aligned} &K(I_\delta^* - I_\delta) \operatorname{sgn} \omega_\gamma^* + L_1 \omega_\gamma^* \\ &[I_\delta^* - (1-\sigma)\Lambda'_s - \sigma I_\gamma] \\ &\approx (I_\delta^* - I_\delta)(K \operatorname{sgn} \omega_\gamma^* + L_1 \omega_\gamma^*) = (\bar{R}_1 - R_1) I_\gamma \end{aligned}$$

となる ($\Lambda'_s \approx I_\delta$ を用いている)。

$K \operatorname{sgn} \omega_\gamma^* + L_1 \omega_\gamma^* \neq 0$ であるから、 $\bar{R}_1 \approx R_1$ であれば、次の関係が成り立つことがわかる。

$$I_\delta (\approx \Lambda'_s) \approx I_\delta^* \quad \dots\dots\dots (11)$$

$K \operatorname{sgn} \omega_\gamma^*$ の効果は自明であろう。もし、この項がなければ、 ω_γ^* が 0 に近い低周波領域においては(11) 式の関係は保証されないし、 $\bar{R}_1$ の推定誤差が I_δ に大きく影響することになる。

(6)、(8)～(11)式を用いると、誘導電動機の発生トルク T は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} T &= n(1-\sigma)L_1(\Lambda'_s I_\gamma - \Lambda'_s I_\delta) \\ &\approx n(1-\sigma)L_1(I_\delta^* I_\gamma + \sigma I_\gamma I_\delta) \\ &\approx nL_1 I_\delta^* I_\gamma \quad \dots\dots\dots (12) \end{aligned}$$

最後の式は、 $\sigma^2 \ll 1$ として誘導したものである。発生トルク T は I_γ に比例し、また(10)式より ω_2 に比例することがわかる。このことは、 I_γ の値をもとに一次角周波数 ω_1 を調整すれば、負荷に関係なく ω_m を設定値 ω_m^* に等しくする制御の可能性を示唆している。これについては第 4 章で取扱うことにする。

〈2・4〉 供試機による実測結果 図 3 は、表 1 に示す汎用誘導電動機に対して、トルク-速度およびトルク-電流特性を(5)～(7)式を厳密に解いて求めたものである。ただし、 $\bar{T}$ 、 $\bar{\omega}_m$ 、 $\bar{I}_\gamma$ などは、表 1 に示す定格値で正規化した値、すなわち

$$\bar{T} = T/T_R, \bar{I}_\gamma = I_\gamma/\sqrt{3} I_R$$

$$\bar{\omega}_m = n\omega_m/\omega_R, (\omega_R = 2\pi f_R, f_R: \text{定格周波数})$$

を用いて示してある。また、電流フィードバックゲイン K は 1.5 V/A とした。

図から、トルク $\bar{T}$ と電流 $\bar{I}_\gamma$ の関係はインバータ周波数 f に若干影響されるが、ほぼ比例的である。

また、周波数が低い領域においても、定格値以上のトルクが得られている。

供試機に対する実測結果の一部を図 4 に示した。なお、速度変動を明確に示すため、角速度 ω_m の代わりに二次角周波数 ω_2 rad/s を用いて表してある。

インバータ周波数 f が 60 Hz の場合は、 ω_2 および

1 無負荷状態では $V_1 \approx \omega_1 L_1 I_{10}$ (I_{10} : 無負荷時の一次電流) が成立する。また、 $\sqrt{V_\gamma^2 + V_\delta^2} \approx V_1 = \sqrt{3} V_1$ であるから $I_\delta^ \approx \sqrt{3} I_{10}$ を目安にすればよい。

図 3 電動機駆動時のトルク-速度
および電流特性
Fig. 3. Torque-speed and current
characteristics under steady state
operation.

図 4 供試機の実測結果
Fig. 4. Experimental results
of tested machine.

表 1 供試機の定格と定数
Table 1. Rating and constants
of tested induction machine.

定格出力	3.7 kW
定格電圧	200 V (60 Hz)
定格電流	14.2 A
定格回転数	1,710 rpm (4 極)
定格トルク	24.7 N·m
$R_1=0.405, R_2=0.330 (\Omega, 50^\circ\text{C})$	
$L_1=L_2=58.55, M=56.82 (\text{mH}, \sigma=0.0584)$

図 5 汎用インバータ駆動時のトルク-速度および一次電流特性
Fig. 5. Torque-speed and primary current characteristics under
general purpose inverter drive.

図 6 汎用インバータ駆動時の
供試機の実測結果
Fig. 6. Experimental results
of tested machine under gen-
eral purpose inverter drive.

$\bar{I}_r$ ともにトルク $\bar{T}$ に比例するが、低周波になるに従って幾分上方にずれる傾向にある。この傾向は、図 3 の理論値とよく一致している。比較のために、一般の汎用インバータで用いられている制御法^{*2}

(i) $V = V_r = 3.33f, V_s = 0$ (V)

(ii) $V = V_r = 3.20f + 8, V_s = 0$ (V)

を行ったときのトルク-速度およびトルク-一次電流特性を図 5 に示した。ここで、一次電流 $\bar{I}_1 = I_1/I_R$, (I_R : 定格一次電流) である。(b) 図のようにすれば

^{*2} (i) は電圧/周波数の比が一定の制御、(ii) は低周波域のトルク不足を補う制御法である。いずれも、 $f=60$ Hz のとき $V=200$ V となるように係数を選んでいる。

低周波域でのトルク低下は改善できるが、軽負荷時に励磁電流が増え、鉄心の飽和をまねくなどの問題が指摘されている。図 6 は供試機の実測結果である。

3. 系の安定性と加・減速特性

第 1 章にも述べたように、電圧形インバータでは上下アームの短絡を防止するため、ドライブ信号にアーム短絡防止時間 T_d (以下、 T_d と略記) をもたせている。パイポーラトランジスタでは、 T_d は $20 \mu\text{s}$ 程度であるが、 T_d は波形ひずみやトルク脈動を増加させたり、系を不安定にする⁽³⁾ などの悪影響を及ぼす。

ここでは、前述の励磁電流フィードバックが、 T_d

による不安定現象を回避するうえで極めて効果があり、更にシミュレーションおよび実機による検証結果から、良効な加・減速特性が得られることを示した。

〈3・1〉系の安定性の考察 過渡状態の γ - δ 軸における誘導機の電圧方程式、およびトルク方程式は次のように書くことができる⁽⁴⁾。

$$\begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + \sigma L_1 P & \sigma L_1 \omega_1 \\ -\sigma L_1 \omega_1 & R_1 + \sigma L_1 P \\ -R_2 & 0 \\ 0 & -R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ \lambda_r \\ \lambda_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1-\sigma)L_1 P & (1-\sigma)L_1 \omega_1 \\ -(1-\sigma)L_1 \omega_1 & (1-\sigma)L_1 P \\ R_2 + L_2 P & L_2 \omega_2 \\ -L_2 \omega_2 & R_2 L_2 P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ \lambda_r \\ \lambda_s \end{bmatrix}$$

$$\tau = n(1-\sigma)L_1(\lambda_s i_r - \lambda_r i_s) \dots \dots \dots (13)$$

なお、上式で $P(=d/dt)=0$ とおけば(5)式になる。また、 v_r や i_r など電圧、電流に小文字を用いているのは、これらが時間 t の関数(瞬時値)であることを示すためである。

機械系の方程式は、電動機の慣性モーメントを J (負荷を含む)、負荷トルクを τ_L とすると、

$$JP\omega_m = \tau - \tau_L$$

$$\omega_m = 1/n(\omega_1 - \omega_2) \dots \dots \dots (14)$$

と書ける。また、 v_r と v_s は

$$v_r = K(i_r^* - i_r) \operatorname{sgn} \omega_1^* + \tilde{R}_1 i_r + L_1 \omega_1^* i_s^*$$

$$v_s = \tilde{R}_1 i_s \dots \dots \dots (15)$$

のように制御されるものとする。

ここで、この制御系の安定性を考察するため、(13)~(15)式を動作点の周りで線形化しよう。すなわち、変数 $x(i_r, i_s, \lambda_r, \lambda_s, \omega_m)$ を動作点の値 X_i と微小変化分 δx_i を用いて、 $x_i = X_i + \delta x_i$ とし^{*3}、 δx_i に関する線形化された状態方程式と出力方程式を

$$\left. \begin{aligned} P\delta \dot{x} &= A\delta x + b\delta u \\ \delta i_s &= C^T \delta x \\ \delta u &= K(\delta i_s^* - \delta i_s) \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (16)$$

のような形で導出する。すなわち、制御系を図7のように考えることにする。行列 A は動作点 X_i の関数である。図7(a)を同図(b)のように等価変換すれば

$$G(s) = \frac{C^T \operatorname{adj}[SI - A]b}{|SI - A|}$$

となる。これより、 $G(s)$ の極や零点が計算でき、フィードバックゲイン K に対する根軌跡が求まる。

図7 インバータ系の構成線図表示

Fig. 7. Block diagram representation of the inverter system.

さて、アーム短絡防止時間 T_d が存在すると、インバータ周波数 f のある領域で、系は同期機の乱調に似た不安定現象を呈する。この現象は、誘導機を無負荷運転したとき特に起こりやすいことが報告されている⁽³⁾。

文献(3)によれば、 T_d が存在すると電圧 v_r や v_s に「誤差電圧」が生じ、励磁電流 i_s やギャップ磁束 λ_r, λ_s が大きく乱れる(変動する)ことが、不安定の主要因とされている。この誤差電圧は、一次抵抗 R_1 が次式の R_{eq} に相当する値だけ増加すると考えてもよい。

$$R_{eq} \approx 0.90 f_c T_d V_d / \sqrt{3} I_1 \dots \dots \dots (17)$$

ただし、 f_c : 三角波キャリアの周波数、

I_1 : 動作点における一次電流の実効値、 V_d :

インバータ直流電圧

無負荷時には $\sqrt{3} I_1 \approx I_d^*$ となるので、供試機の定数 ($T_d=20 \mu s$, $f_c=1.8 \text{ kHz}$, $V_d=280 \text{ V}$) を代入すると、 $R_{eq} \approx 1.08 \Omega$ となる。

図8にゲイン K を変えたときの根軌跡を示す。なお、 $\tilde{R}_1=R_1$ とし、無負荷($\tau_L=0$, $\Omega_2=0$)を想定したときの根軌跡である。(a)図に示すように、特性根は2組の共役複素根(A, B)と実根(C)からなるが、複素根Bは虚軸よりはるか左方にある。また、実根Cは、 K の増加と共に実軸上の零点に速かに接近して行く。従って、代表根(支配極)はAであり、これとゲイン K との関係性を調べればよい。

図8(b)は、代表根Aの根軌跡である。周波数 $f=15 \sim 30 \text{ Hz}$ では、 $K=0$ の時代表根は右半面にあり、不安定現象が起こる可能性を示唆している。ゲイン K が増すと代表根は左方に動き、より安定な系になる。

このように、励磁電流のフィードバックは系の安定化にも効果があることがわかった。なお、 K の値は安定化の点では大きいほうが良いが、あまり大きくす

3 ω_2 については、 $\omega_1 = \omega^$ (一定、 $=2\pi f$) と考え $\omega_2 = \Omega_2 - n\delta\omega_m$ とする。

図 8 ゲイン K に対する根軌跡
Fig. 8. Root loci for feed back gain K .

図 10 供試機の過渡特性(シミュレーション結果)

Fig.10. Transient characteristics of tested machine (simulation result).

るとトルク-電流特性 (I_r/T) の直線性が幾分損なわれる。

供試機による試験結果では $K=1.5\sim 3.0$ が適当であった。

〈3・2〉 加・減速特性 図 9 (a) は、汎用インバータ (市販品, 昭和 62 年製) により, 前述の供試機を正逆転させたときの ω_m と i_u のオシログラムである。加・減速時間は使用説明書に従って (若干余裕をもた

時間軸: 0.2 s/div. $\bar{i}_u: 20 \text{ A/div.}$

図 9 誘導機に加・減速特性

Fig.9. Transient characteristics of induction motor.

図 11 供試機の過渡特性 (実測結果)

Fig.11. Transient characteristics of tested machine (Experimental result).

せて) 設定した。図に見るように, 速度が 0 の付近で円滑な運転ができない。この原因は, 低速域でのトルク不足と, 周波数 f に対する電圧制御が適切でないためと考えられる。

(b) 図は本論文の方式による特性で, 一次電圧は (7) 式に従って制御している。(a) 図に比べて, より円滑な運転が達成されている。

この場合のシミュレーション結果を図 10 に示した。シミュレーションは会話形連続系シミュレータ Σ (SIGMA; NEC 製) を用いて行った。

1,800 から -1,800 rpm まで直線的に加・減速させるため, 角周波数 $\omega^* (=2\pi f)$ を直線的に変化させているが, ω_m は全域にわたってこれに追従している。

また, 同図に λ_r と λ_s を示しているが, 低周波域でも λ_s (回転磁界の強さに相当する) の低下はわずかで, このことが加・減速特性の改善に寄与していると考えられる。図 11 は上記のシミュレーションと同じ条件の下での実測波形である。速度・電流ともに図 10 の波

形にほぼ一致しており、理論が正当であることを示している。

4. 定常状態におけるセンサレス速度制御法

市販されている汎用インバータでは、インバータの運転角周波数 ω_1 を設定するようにしているので、負荷が変動すれば電動機の手速は変わってしまう。応用によっては、速度変動が小さいことを望む場合も多々あるので、本章では速度発電機を用いない簡便な速度制御法について考察する。

〈4・1〉 センサレス速度制御の原理 第2章で述べたように、 i_s をフィードバックし $i_s \approx I_s^*$ の制御が行われる定常状態においては、二次角周波数 ω_2 はトルク電流 I_r に比例し、次式が成立する。

$$\omega_2 \approx R_2 / (1 - \sigma) L_2 I_s^* I_r \quad \dots\dots\dots (18)$$

本論文の系では I_r の検出器を設けているので、 $R_2 / (1 - \sigma) L_2$ の値がわかれば、

$$\omega_1 = n\omega_m^* + R_2 / (1 - \sigma) L_2 I_s^* I_r \quad \dots\dots\dots (19)$$

のようにインバータ角周波数 ω_1 を制御することにより、 $\omega_m \approx \omega_m^*$ (設定角速度) の制御が可能である。

ただし、これは定常状態にのみ適用できることに注意しよう。過渡時には i_r や i_s の変動が大きく (図10参照)、また (19) 式のような閉ループ制御系を付加すると、過渡時に過大な電流が流れるなど系が不安定になることがある。

〈4・2〉 シミュレーションおよび実験結果 定常状態に限定して、(19) 式の制御を行わせるには、 ω_1 を次のように制御すればよい。

(1) ω_m^* が変化する過渡状態では $\omega_1 = n\omega_m^*$ とし、かつ、 ω_1 の変化率が一定となるように制御する。すなわち、角速度を ω_{m1}^* から ω_{m2}^* に変化させるときは、 ω_1 を $n\omega_{m1}^* \rightarrow n\omega_{m2}^*$ に直線的に増加 (または減少) させる。

(2) ω_1 を 0.1 秒ごとにサンプルし、 $\omega_1(KT)$ と $\omega_1(K-1T)$ の差分 $\Delta\omega_1(KT)$ の値から定常状態か否かを判別する。

(3) $|\Delta\omega_1| < 3 \text{ rad/s}$ のときは定常状態とみなし、(19) 式の右辺第2項に相当する角周波数を $n\omega_m^*$ に加え、0.1 s を周期とする離散制御を行う。

このような制御を行ったときのシミュレーション結果を図12に示す。(b) 図に速度変動率が比較的大きい低速域の特性を拡大して示した。 $n\omega_m^* = 2\pi \times 3$ 程度の低速になると速度変動は大きくなるが、それでも定格トルク付近までは運転可能である。

供試機による実測結果を図13に示した。ここで、

$$\Delta\omega_m = n(\omega_m - \omega_m^*) / \omega_R, \omega_R = 2\pi \times 60 \quad \dots\dots\dots (20)$$

であり、 $n\omega_m^* = 2\pi \times 60$ のときの速度変動率は、定格トルク ($\bar{T} = 1$) に対し約 0.4% であることがわかる。また、 $n\omega_m^*$ が小さくなると速度変動は大きくなり、 $n\omega_m^* = 2\pi \times 12$ では、定格速度の約 1% に増加する。

〈4・3〉 電動機定数の変化の特性への影響 図12に示した諸特性は、電動機定数はすべて既知で、かつ一定であるとして求めている。しかしながら、電動機定数は動作条件により変化する。特に、抵抗 R_1 と R_2 は巻線温度に依存するので、これらの推定値 $\bar{R}_1, \bar{R}_2$ との間に差が生じたとき、特性がどうなるかを検討しておく必要がある。実機による検証は、巻線温度を正確に測定することが難しく、また誤差も伴うので、ここではシミュレーションの結果を示すことにする。

図14(a)は、 $n\omega_m^* = 2\pi \times 60, \bar{R}_1/R_1 = 1$ の下で、二次抵抗の推定誤差の特性への影響を示している。

(19) 式からも予測できるように、二次抵抗を小さく推定すれば速度変動 $\Delta\omega_m$ は当然大きくなる。逆に推定値が大きいときは速度変動は減少するが、 $\bar{R}_2/R_2 > 1.18$ になると $\bar{T} - \Delta\omega_m$ 特性は右上りになり、系は不安定になる。このような事態を避けるため、実用上は巻線の温度上昇を考慮して $\bar{R}_2$ を若干小さく選ぶ必要がある。なお、 $\bar{T}$ と $\bar{I}_r$ の関係は $\bar{R}_2/R_2$ の値にほとんど影響されない。

図14(b)は、 $n\omega_m^* = 2\pi \times 60, \bar{R}_2/R_2 = 0.9$ の下で、一次抵抗の推定誤差を調べたものである。図に見るように、一次抵抗の推定誤差の影響は、 R_2 の場合に比べてかなり少ない。しかし図からはわからないが、 $\bar{R}_1/R_1 \geq 1.20$ の範囲では系に低周波の振動が生じ、運転に支障をきたす。この原因は次のように考えられる。(7) 式において、 $\bar{R}_1 > R_1$ とすると一次抵抗降下以上の電圧が、 V_r や V_s に加算され、 I_r と I_s を増加させる向きに働く。

もちろん、誘導機自体は安定な系であり、励磁電流の負帰還も行っているので、 $\bar{R}_1/R_1 = 1.2$ 付近では低周波の微少な振動が現れる程度である。

このような現象が現れると、電流 I_r や I_s にも低周波の振動が生じる。本論文の制御系には μC を用いているので、振動の有無を判別し、 $\bar{R}_1$ を適切な値に設定することも可能である。また、 $R_2 \propto R_1$ と仮定すれば、 $\bar{R}_2$ の適正值も推定可能であろう。

ただし、この問題は理論的な考察が難しく、多くの機器や動作条件について検証が必要である。紙面の都合もあり、詳細は次の機会に報告したい。

5. あとがき

以上、誘導機駆動用汎用インバータの性能向上の一

図 12 センサレス速度制御時の誘導電動機特性 (シミュレーション結果)

Fig.12. Characteristic of the induction motor under sensorless speed control (simulation result).

図 13 センサレス速度制御を行ったときの誘導電動機特性
Fig.13. Characteristic of the induction motor under the sensorless speed control.

図 14 二次および一次抵抗が変化したときの速度およびトルク特性
Fig.14. Speed and torque characteristics under the secondary and primary resistance variation.

方策として、電動機の運転時の励磁およびトルク電流を検出し、これを基に一次電圧を制御する方式を検討した。この方法によれば、低周波域におけるトルク特性の改善、 T_d による不安定現象の回避、円滑な加・減速運転が可能である。また、精度は十分ではないが、速度センサなしで定速運転もできる。

市販の汎用インバータの多くは、保護用の CT が付設されているので、簡単な座標変換器⁽²⁾を付加するだけで、この方法が適用できる利点もある。

なお、本法を用いるには、一次および二次抵抗、一次インダクタンス (無負荷電流でもよい)、などの値が既知でなければならない。これらは簡単な試験で実測可能であるが、使用者の便を考えれば、インバータ自体にこれを行う機能をもたせることが望まれる。こ

れは、今後の重要課題の一つである。

最後に、本研究に際しては本学 塚本三千夫技官、卒研生 本多英司君の御協力を得たことを記し、ここに深く感謝の意を表する。

(昭和 63 年 7 月 25 日受付, 同 63 年 11 月 9 日再受付)

文 献

- (1) 武藤, 他: 「汎用インバータの自動トルクブースト制御方式」, 電学論 D, 108, 829 (昭 63-9)
- (2) 浅野, 他: 「インバータ駆動交流電動機のトルク電流及び励磁電流検出器」, 同上 D, 108, 1083 (昭 63-12)
- (3) 村井, 他: 「PWM インバータで駆動される誘導電動機の安定性について」, 同上 B, 105, 467 (昭 60-5)
- (4) 大上, 他: 「ベクトル制御における電流制御形インバータの新しい制御法」, 同上 B, 105, 901 (昭 60-11)