UDC 621.313.333 : 681.532.52 : 621.3.043.3.018.3

論文

61-B 46

回転子みぞ高調波を利用した誘導電動機速度制御システムの過渡特性

正員 石田 宗 秋 (名古屋大)

正員 岩田 幸 二 (豊田高専)

1. ま え が き

かご形誘導電動機(以下、単に誘導機)は構造が簡単で完全ブラシレスのため、汎用性、保守性に優れている。近年、自動化、省力化の要求が高まり、誘導機を使った可変速電動機システムが注目され、 V/f 一定制御、ベクトル制御などの制御方法の確立および IC、LSI、マイコンなどの制御用素子、電力用半導体スイッチング素子などの発達により、直流電動機を使ったシステムに匹敵する制御性能が得られるようになった^{(1)~(6)}。

誘導機に高度な制御特性を持たせるには、回転速度あるいはすべり周波数の検出が不可欠である。これを回転形速度検出器(以下 TG と呼ぶ)を誘導機に取り付けずに、固定子電圧・電流から行なうことができれば、①検出器の機械的接続上および保守上の問題を考慮する必要がなく、②誘導機の堅ろう(耐環境)性、省保守性、汎用性などを活かすことができる、などの利点がある。この関係の研究としては、藤原氏ら⁽⁷⁾、中野氏ら⁽⁸⁾、仲澤氏ら⁽⁹⁾等の報告があるが、これらはすべて誘導機の電気回路方程式に基づいており、定数変化の影響を大きく受ける問題がある。

筆者らは、誘導機の相電圧に現れる回転子みぞ高調波電圧を利用することにより、原理的には電気回路方程式を利用しないすべり周波数検出法を考案した⁽¹⁰⁾。本法は誘導機回転子の機械的構造を原理としており、検出できるすべり周波数に限界が存在するが、検出限界内では誘導機の電磁気的パラメータの影響はほとんど受けない。このため、誘導機二次抵抗の温度変化は

問題にならず、高精度のすべり周波数および速度の検出が可能である。本法により、高度な制御技術を TG なしで汎用誘導機に適用する道が開かれた。これを実証するため、筆者らは本法を利用したベクトル制御による速度制御システムを試作し、中高速領域において安定で精度の良い速度制御およびトルク制御ができることを示した⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。これにより、まずは中高速域において、トルク、速度制御が必要で、かつ TG の設置あるいは保守が困難な分野への応用が期待される。しかし、本すべり周波数検出法には検出応答遅れがあり、これのトルク制御、速度制御システムの過渡特性に与える影響については明らかでなかった。

本報では、本すべり周波数検出法を用いたベクトル制御システムの構成方法を示し、検出遅れがシステムの応答性に与える影響について述べる。その中で、このような応答遅れのある検出器を用いた場合に適したシステム構成法について述べる。

2. すべり周波数検出回路⁽¹⁰⁾

本章では、既に報告したすべり周波数検出法の特性について概説する。

〈2・1〉 回転子みぞ高調波電圧の検出 かご形誘導機は、回転子に導体を収めるためのみぞを有するので、空げき磁束は磁気抵抗の変化による変調を受ける。その磁束の変化が固定子巻線にみぞ高調波電圧として誘起されるが、その電圧の大きさは、回転子みぞ数、固定子みぞ数および固定子巻線分布に依存する。しかし、これについて検討するのは本論文の主旨ではないので、ここでは一例を示す(図1)のみとする。供試機の諸元を表1に示す。図1の下が相電圧波形、上が三相分の合計電圧で主としてみぞ高調波電圧である。この電圧波形の良否は、回転子みぞの構造に依存し、半閉および全閉構造の場合は局部的な磁気飽和が少なく良好な波形が得られる。これに対して、全閉構

Transient Characteristics of an Induction Motor Speed Control System Utilizing Rotor Slot Harmonics. By Muneaki Ishida, Member (School of Engineering, Nagoya University) & Koji Iwata, Member (President of Toyota National Technical College).

石田宗秋: 正員, 名古屋大学工学部電気学科

岩田幸二: 正員, 豊田工業高等専門学校校長

図 1 誘導機の相電圧と三相分合計

Fig. 1. One of three phase voltages of induction motor and their total voltage.

表 1 供試電動機の諸元

Table 1. Parameters of tested motor.

定 格	2.2 kW, 200 V, 50/60 Hz, 9.3/8.8 A	
構 造	固定子: 三相 Y 結線, 4 極, みぞ数 36, 同心巻 回転子: かご形半閉みぞ, みぞ数 44 ($N_r = 22$)	
定 数	一次巻線抵抗	$r_s = 0.85 \Omega$
	一次換算二次巻線抵抗	$r_r = 0.55 \Omega$
	一次巻線自己インダクタンス	$L_s = 84.0 \text{ mH}$
	一次換算二次巻線自己インダクタンス	$L_r = 84.0 \text{ mH}$
	一次換算相互インダクタンス	$M = 81.6 \text{ mH}$
	慣性モーメント (負荷含む)	$J = 0.0038 \text{ kgm}^2$
	" (電動機のみ)	$J_M = 0.0017 \text{ kgm}^2$
	負荷粘性係数 $D = \text{不定}$ (解析では 0 または 0.001 Nms)	
	(注) J, J_M, D は二極機換算値	

造の場合は磁気飽和現象のためみぞ高調波磁束のひずみが生ずる。また、高調波電流に対する三相巻線の各インピーダンスが不平衡で三相電圧の合計による基本波および電源高調波電圧の消去が不完全になるため、検出みぞ高調波電圧がひずむ。従って、現状では半閉または全閉構造を対象とする。

三相誘導機の相電圧を三相分合計することにより得られる回転子みぞ高調波電圧の周波数 f_{SH} は、

$$f_{SH} = N_r f_r \pm f = (N_r f^* \pm f) - N_r f_{sl} \\ = 3Nf^* - N_r f_{sl} \quad (N_r = 3N \mp 1) \dots (1)$$

である。ここで、 N_r は一極対当りの回転子みぞ数で 3 の倍数を除く整数とする。 f は二次巻線鎖交磁束およびその励磁電流の周波数 (以下、これを励磁周波数と呼ぶ)、 f^* は f の指令値、 f_r は回転周波数である。更に、本報では、すべり周波数 f_{sl} を

$$f_{sl} = f^* - f_r \dots (2)$$

で定義する。また、一般に過渡時には $f^* \neq f$ であるが、定常運転時には $f^* = f$ であり、 $N_r \gg 1$ であることから、 $N_r f^* \pm f = 3Nf^*$ ($N_r = 3N \mp 1$) とした。

〈2.2〉 すべり周波数検出回路 すべり周波数検出回路の概略図を図 2 に示す。本回路は、周波数 f_{SH} のみぞ高調波電圧を $3Nf^*$ の周波数でサンプリングすることにより周波数 $N_r f_{sl}$ のすべり周波数波形を得、この波形のゼロクロス点をカウント、フィルタリングしてアナログ量としてのすべり周波数 f_{sl}' を出力する。以下、変数の指令値には $*$ 、検出値には $'$ なる上添字を付す。動作原理および表 1 に示す供試機を使用した場合の実験結果から、本回路は次に示すような特徴をもつことが明らかになっている。

(a) 励磁周波数の指令値 f^* を入力してすべり周波数 f_{sl}' を得る方式である。

(b) 出力段に出力リプル抑制のためのローパスフィルタ (時定数 τ_{sl}) があり、検出遅れが生ずる。

(c) 誘導機の高調波電流成分によってみぞ高調波電圧のひずみが生じ、これによりすべり周波数 f_{sl} の検出限界が存在する。例えば、電流形インバータ駆動時で f_{sl} の検出可能範囲が $-0.5 \leq f_{sl} \leq 0.3 f^*$ ($f^* \geq 10 \text{ Hz}$, $\tau_s = 0.2 \text{ ms}$, $\tau_u = 0.3 \text{ ms}$, $\tau_{sl} = 10 \text{ ms}$, 一次電流 $\approx 3 A_{rms}$ の場合) という結果を得ている。また、 f^* が低くなるとみぞ高調波電圧が低くなるので、検出できる f_{sl} の範囲が急に狭くなる。正弦波 PWM インバータ駆動時は電流波形が改善されるため検出範囲が広がる。

(d) 三相電圧の合計によりみぞ高調波電圧を検出しているため、三次高調波電圧が残存する。励磁電流が過大になると、磁気飽和によって三次高調波電圧が増大し、検出回路が正常に動作しなくなる。例えば、(c) の例と同じ条件下で無負荷定常運転時には、7~8 A_{rms} の励磁電流で動作不能となる。

(e) 機械的構造を原理としているので、動作限界内では誘導機の電氣的パラメータの影響はほとんど受けにくい。

以上の特徴から、本検出回路は図 3 の破線内の等価回路 (LIM_1 は動作限界を示す) で表される。

図 2 すべり周波数検出回路の概略図

Fig. 2. Simplified diagram of slip frequency detector.

図3 すべり周波数制御回路

Fig. 3. Slip frequency control circuit.

3. トルク制御および速度制御システムの構成

誘導機のトルク応答性を良くする方法としてベクトル制御法がある。誘導機の汎用性および制御の簡単さを重視して、すべり周波数制御形ベクトル制御⁽³⁾を採用する。また、磁束の変化が通常は補助的手段であるので、ここでは磁束一定制御を考える。

〈3.1〉 すべり周波数制御 一般に行なわれる誘導機のすべり周波数 f_{sl} の制御では、検出された回転周波数 f_r' にすべり周波数指令値 f_{s1}^* を加えて励磁周波数 f^* を得る。これに対して本すべり周波数検出回路は入力として f^* が必要なため、図3に示すようなすべり周波数制御ループを考える。ここで、 LIM_2 は本制御を行なう f^* の下限値 f_M^* を設定し、 $f^* < f_M^*$ では他の制御法（例えば V/f 一定制御）に切り換える。ここでは $f^* \geq f_M^*$ の範囲を考え、簡単のため LIM_1 および LIM_2 を無視すると、図3から次式が得られる。

$$f_{s1}' = \frac{1}{1 + \tau_{sl}S} f_{s1}^* \dots \dots \dots (3)$$

$$f_r' = \frac{1}{1 + \tau_{sl}S} f^* - \frac{1}{1 + \tau_{sl}S} (f^* - f_r) \\ = \frac{1}{1 + \tau_{sl}S} f_r \dots \dots \dots (4)$$

$$f^* = f_r' + f_{s1}^* \dots \dots \dots (5)$$

(4)、(5)式より、本すべり周波数制御法は、 τ_{sl} なる時定数の一次遅れ要素を有する回転速度検出器を用いてすべり周波数を制御する場合と等価になることが分る。更に、すべり周波数 f_{sl} は次式で与えられる。

$$f_{sl} = f^* - f_r = f_r' + f_{s1}^* - f_r = f_{s1}^* - \frac{\tau_{sl}S}{1 + \tau_{sl}S} f_r \\ \dots \dots \dots (6)$$

これより、 f_{sl} は定常的には指令値 f_{s1}^* と一致することが分る。しかし、回転周波数 f_r が急激に変化する場合には、(6)式の第2項による偏差が生ずる。

〈3.2〉 トルク制御 誘導機のトルク制御を行なう場合一般にトルク指令値 T^* を入力とするが、こ

(a) 方式 I

(b) 方式 II

図4 トルク制御回路(ベクトル制御)

Fig. 4. Torque control circuits (vector control).

では i_m^* 一定および $T^* = (3/2)(M^2/r_r) i_m^{*2}(2\pi f_{s1}^*)$ なる関係を考慮して、簡単のため図4(a)に示すようにすべり周波数指令値 f_{s1}^* をトルク制御入力とみなす。ここで i_r^* はトルク電流指令値、 f_{s1}^* は一次電流指令値の周波数である。このように、 f_{s1}^* と i_m^* から直接 i_{s1}^* および φ_{s1}^* を演算する方法を方式Iと呼ぶ。この方式は後述するようにトルク制御入力に対する誘導機トルクの応答は速い。しかし、急加減速中には(6)式により $f_{sl} \neq f_{s1}^*$ となるため、誘導機の一次電流ベクトル (i_{s1}^* , φ_{s1}^*) が、 i_m^* と f_{s1} に対応した本来の一次電流ベクトルと一致せず、ベクトル制御が乱れることが予想される。これに対して、図4(b)に示すように、 i_{s1}^* および φ_{s1}^* をすべり周波数検出値 f_{s1}' から演算する方式を考え、これを方式IIと呼ぶ。この場合も一次電流 (i_{s1}^* , φ_{s1}^*) は完全には f_{s1} に適合した電流とはならないが、一次遅れ要素（時定数 τ_{sl} ）がはい程度であるので、方式Iに比べてベクトル制御への悪影響は小さいと考えられる。しかしながら、急加減速中の $f_{sl} \neq f_{s1}^*$ によるトルク制御精度の悪化は免れない。この問題の改善法を含めて、方式I、IIの過渡特性については次章で詳しく述べる。

〈3.3〉 速度制御システム 図3の回路により誘導機の回転周波数 f_r' が演算されるので、トルク制御をマイナーループとして有する速度制御システムを図5のように構成できる。 LIM_3 は、加減速トルクの制限

図5 速度制御システムの概略図

Fig. 5. Simplified diagram of speed control system

およびすべり周波数検出回路の正常な動作を確保する(動作限界を逸脱しない)ために設ける。可変周波数電源には、図5に示した電流形インバータを用いる。

4. システムの過渡特性

図4のトルク制御回路および図5の速度制御システムの過渡特性を線形近似およびシミュレーションにより解析し、方式I、IIについてすべり周波数の検出遅れの影響の程度を比較検討する。更に、解析結果を踏まえ、加減速時のトルク制御特性の改善法について述べる。

〈4・1〉 システムの基本式 対称三相誘導機は等価的に二相機として表される。角速度 $\omega_B = 2\pi f^*$ で回転する d - q 座標上で表した誘導機の一次電圧を $\{v_{ds}, v_{qs}\}^T$ 、一次電流を $\{i_{ds}, i_{qs}\}^T$ 、二次電流を $\{i_{dr}, i_{qr}\}^T$ とする。ここで T は転置を表す。更に、次式

$$\begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r \\ M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (7)$$

で定義される励磁電流 $\{i_{dm}, i_{qm}\}^T$ を考える。このとき、誘導機の電圧方程式とトルク T の式は、

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + \sigma L_s p & -\omega_B \sigma L_s & (1-\sigma)L_s p & \\ \omega_B \sigma L_s & r_s + \sigma L_s p & \omega_B(1-\sigma)L_s & \\ -r_r & 0 & r_r + L_r p & \\ 0 & 0 & -r_r & \omega_{sl} L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$T = (3/2)(M^2/r_r)(i_{dm}i_{qs} - i_{qm}i_{ds}) \quad \dots\dots\dots (9)$$

となる。ここで、 $\sigma = 1 - M^2/L_s L_r$ 、 $p = d/dt$ 、 $\omega_{sl} = 2\pi f_{sl}$ であり、トルクは二極機換算値とする。

誘導機の負荷については、これを一次系で近似し、

$$T = (Jp + D)\omega_r + T_L \quad \dots\dots\dots (10)$$

とする。ここで、 $\omega_r = 2\pi f_r$ 、 J は慣性モーメント、 D は粘性係数、 T_L は ω_r に依存しない負荷トルクである。諸定数の詳細は表1に示す。

電流形インバータ(図5)に関しては、出力電流、電圧の高調波成分および直流入力電流 I_d 、電圧 E_L のリップル成分を無視した正弦波近似モデル⁽¹⁾を採用すると、次式に示す入出力方程式が得られる。

$$i_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} = (2\sqrt{3}/\pi)I_d \quad \dots\dots\dots (11)$$

$$(3/2)(v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs}) = E_L I_d \quad \dots\dots\dots (12)$$

コンバータ部についても出力電圧 E_d のリップル成分を無視し、 E_d の限界値以内で $E_d = E_d^*$ とする。

図3～図5の制御回路の部分については、ブロック図から方程式を容易に導出できる。

〈4・2〉 線形近似による小振幅過渡特性の解析

ここでは、すべり周波数の検出遅れの影響のみに主眼を置き、誘導機の一次電流制御は理想的に行なわれるものと仮定する。従って、 $i_s = i_s^*$ 、 $f_s = f_s^*$ (一次電流の位相 $\varphi_s = \varphi_s^*$) とすると、図4から次式が得られる。

$$\{i_{ds}, i_{qs}\}^T = \{i_m^*, i_T^*\}^T \quad \dots\dots\dots (13)$$

(9)式を定常動作点(変数に下添字0を付す)近傍の微小変動分(変数の前に Δ を付す)に関して線形近似し、更に(2)～(6)、(13)式および図4の関係式を考慮すると、付録から、励磁電流の変動分 Δi_{dm} 、 Δi_{qm} は、方式I、IIの各々について次式のように得られる。但し、励磁電流指令値 i_m^* は不変とする。

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{dm} \\ \Delta i_{qm} \end{bmatrix} = \frac{i_m^* \tau_r}{(1 + \tau_r S)^2 + \omega_{sl} \tau_r S} \times \begin{bmatrix} \omega_{sl} \tau_r \tau_{sl} S \\ (1 + \tau_r S) \tau_{sl} S \end{bmatrix} \Delta \omega_x \quad \dots\dots\dots (14)$$

$$\Delta \omega_x = \begin{cases} \Delta \omega_r' = 2\pi \Delta f_r' & \text{(方式I)} \\ -\Delta \omega_{sl}' = -2\pi \Delta f_{sl}' & \text{(方式II)} \end{cases}$$

$$\dots\dots\dots (15)$$

ここで、 $\tau_r = L_r/r_r$ である。上式から、方式Iでは励磁電流は f_r' の変化率に、方式IIでは f_{sl}' の変化率に影響され、その変化量は時定数 τ_{sl} に比例することが分る。従って、定トルク急加減速時の励磁電流の変化は方式Iでは大きくなると考えられる。

トルクの変動分 ΔT については、(10)式を線形近似し、(13)～(15)式および図4の関係式を考慮すると次式が得られる(付録参照)。

$$\Delta T = K_T \{ \Delta \omega_{sl}^* - G_f(S) \Delta \omega_r' \} \quad \text{(方式I)} \quad \dots\dots\dots (16)$$

$$\Delta T = K_T \{ 1 + G_f(S) \} \Delta \omega_{sl}' \quad \text{(方式II)} \quad \dots\dots\dots (17)$$

但し、

$$K_T = (3/2)(M^2/r_r)i_m^{*2} \quad \dots\dots\dots (18)$$

$$G_f(S) = \frac{1 + \tau_r S - \omega_{sl}^2 \tau_r^2}{(1 + \tau_r S)^2 + \omega_{sl}^2 \tau_r^2} \tau_{sl} S \quad \dots\dots\dots (19)$$

ここで、 $\Delta \omega_{sl}^* = 2\pi f_{sl}^*$ である。(16)～(19)式および(6)式を考慮して図5の速度制御システムをブロック線図に表すと、図6(a)および(b)となる。この図から、方式I、IIともにトルク制御部に $\tau_{sl} S$ に関係したマイナフィードバックループが現れていることが分る。また、図中の $G_f(S)$ のブロックは、(14)、(15)式に示した励磁電流の変動によるものである。

図6から方式I、IIの各々についてトルク伝達関数 $G_T(S) \equiv \Delta T / \Delta \omega_{sl}^*$ を求め(但し、 $\Delta T_L = 0$)、 $G_T(j\omega)$ のボード線図を図7(a)、(b)に、また、このときの $G_f(j\omega)$ のボード線図を図7(c)に示す。但し、数値

図 6 微小変動に関する速度制御システムのブロック線図

Fig. 6. Block diagrams of speed control systems for small displacements.

計算には表 1 に示す供試機の定数を用い、 $\tau_{si}=10$ ms とした。方式 I の $G_T(j\omega)$ は図 7 (a) のように周波数 f_{s10} によって特性が大きく変化し、過渡特性の把握、システムの設計が難しい。これに対して、(c) 図に示すように $|f_{s10}| \leq 3$ において $|G_T(j\omega)| \leq 1/4$ (注) であることから、方式 II では、通常の動作範囲で $G_f(s)$ は $G_T(s)$ にあまり影響を与えないとして $G_f(s)$ を無視しても、誤差は小さいと考えられる。この場合、図 6 (b) において誘導機の動作点に依存するブロックが消滅し、 $\Delta T \approx K_T \Delta \omega_{s1}$ と近似できるのでシステムの過渡特性の把握、設計が容易となる。ここで図 7 (b) の中高周波数域の特性を調べるため、 $D=0$ および $G_f(s)=0$ として、図 6 (b) から方式 II のトルク伝達関数を求めると、次式が得られる。

$$G_T(s) = \frac{K_T(1+\tau_{sf}s)}{(1+\tau_{sf}s)^2 + (K_T \tau_{sf} / J)} \dots \dots (20)$$

上式より、方式 II ではトルク伝達関数は二次振動系となり、 $K_T \tau_{sf} / J$ が大きいほどダンピングが悪くなること、また $G_T(0) = K_T / (1 + K_T \tau_{sf} / J)$ から、定トルク加減速時のトルク制御精度が悪いことが分る。

〈4.3〉大振幅過渡特性のシミュレーション 回転周波数指令値 f_r^* の大振幅ステップ変化に対する速度制御システム(無負荷時)の応答のシミュレーション結果を図 8 に示す。計算には、表 1 および表 2 の定数を用いた。図 8 (a), (b) はそれぞれ方式 I, II のトルク制御回路を採用した場合で、 i_m^* はともに、 $\sqrt{2} \times 3.75$ A (基本波高値) である。また、加減速中はすべり周波数指令値 f_{s1}^* を ± 2 Hz (トルク指令値 T^* に換算して ± 6.4 Nm) 以内に制限した。なお、図中の電流値は実効値で表示した。

(注) この値は $\tau_{sf}=10$ ms の場合で、 τ_{sf} が小さくなれば、 $|G_f(j\omega)|$ は τ_{sf} に比例して小さくなる。また、 $\tau_{sf}=L_f/r_f$ によっても影響を受ける。

(a) $G_T(j\omega)$: 方式 I (実機: $D=0.001$ Nms, 励機: $D=0$ Nms)

(b) $G_T(j\omega)$: 方式 II (実機: $D=0.001$ Nms, 励機: $D=0$ Nms)

(c) $G_f(j\omega)$

図 7 G_T および G_f のボード線図 ($\tau_{sf}=10$ ms, $i_m^*=3.75\sqrt{2}$ A)

Fig. 7. Bode plots of G_T and G_f .

〔方式 I〕…… f_{s1}^* の変化に対するトルク T の変化が速く、立上りおよび立下り直後は $T \approx T^*$ である。また、回転周波数 f_r の応答は方式 II に比べて速い。しかし、線形近似解析で予想されたように、加減速中の励磁電流 i_m の増加、 i_m の位相 φ_m の変化が激しい。その結果、トルクの応答波形が f_{s1}^* , f_{s1}' のどちらにも比例せず複雑である。これは、図 9 に示すように、加減速中の $f_{s1} \neq f_{s1}^*$ ((6) 式より) に対応して f_{s1} によって決まる一次電流の励磁電流に対する位相 φ_{im} が指令値 φ_s^* と異なる値になり、この状態に向って励磁電流が変化するためと考えられる。励磁電流が変化し易いため f_r が f_r^* に到達した後も過渡応答が長く残る。

図 8 f_{si}^* のステップ変化に対する速度制御システムの過渡応答(シミュレーション結果, $D=0$)

Fig. 8. Transient responses to stepwise variation of f_{si}^* (simulation results, $D=0$).

表 2 供試システムの諸定数(電動機定数除く)

Table 2. Constants of tested system (except motor constants).

すべり周波数検出回路	$\tau_s=0.2\text{ ms}, \tau_w=0.3\text{ ms}, \tau_{sl}=10\text{ ms}$
トルク制御回路	f^* 下限値=10 Hz, $i_m^*=3.75\sqrt{2}\text{ A}$ φ_s^* の微分回路カットオフ周波数=32 Hz
電流形インバータ装置	$\tau_l=10\text{ ms}, \tau_i=2.5\text{ ms}, G_i=91\ \Omega$ E_d 上限値=250 V, E_d 下限値=-250 V
フィードフォワード補償	$D=0.001\text{ Nms}$
速度制御 Reg. 部	$G(s)=0.9+1/0.32\text{ s}$

(方式Ⅱ)……加減速中の励磁電流 i_m の大きさ、位相の変化は極めて小さく、トルク T の波形はほとんどすべり周波数検出値 f_{si}' に比例している(注)。これは、 f_{si} の変化に対する f_{si}' の応答遅れの影響は少し残るが、図 9 に示すような定常的な励磁電流の位相のずれが生じないからである。この結果、 f_r が f_r^* に達した後の過渡応答も方式Ⅰに比べて小さい。しかし、加減速時の f_{si}' および T の値は指令値 f_{si}^* および T^* に比べてかなり小さい。以上の結果から、方式Ⅱにおいてすべり周波数の変化幅が小さく(通常の動作範囲内に)制限されているときには、回転周波数 f_r の変化が大きい場合でも励磁電流の変化は小さいので、 f_{si}' に対するトルク T の伝達特性は定数化される。即ち、

$$T \approx K_T \omega_{sl}' = K_T \times 2\pi f_{sl}' \dots \dots \dots (21)$$

(注) f_{si}^* の変化幅が $\pm 2\text{ Hz}$ よりかなり大きくなる場合には、励磁電流の変化も大きくなるので、 $T \propto f_{si}'$ は成立しなくなる。

Fig. 9. Current vectors in case of $f_{si} \approx f_{si}^*$ (steady state model).

従って、この場合には図 6 (b) のブロック線図(但し、 $G_r(S)$ を省略したもの) が過渡特性の解析に適用できる。例えば、図 8 (b) において、 f_{si}^* のステップ変化に対するトルクの応答波形は、(20) 式に示すトルク伝達関数のインディシャル応答を示している。

〈4・4〉 トルク制御精度の改善法 前節までの解析結果から、速度制御システムを構成する場合、特性の把握および設計の容易さの点で方式Ⅱの方が有利と考えられるが、加減速時のトルク制御精度が悪い。この問題を解決する一方法として、図 10 に示すようなフィードフォワード補償を導入し、 $\tilde{f}_{sl}$ を新たにすべり周波数指令値とすることを考える、図より f_{si}^* は、

$$f_{si}^* = \tilde{f}_{sl} + \frac{K_T \tau_{sl} S}{(JS + D)(1 + \tau_{sl} S)} \tilde{f}_{sl} \dots (22)$$

となる。また、簡単のため(10)式において $T_L=0$ とし、更に(3)、(21)式とから、

$$f_r \approx \frac{K_T f_{sl}'}{JS + D} = \frac{K_T f_{sl}}{(JS + D)(1 + \tau_{sl} S)}$$

が得られるので、これを(6)式に代入すると、

$$f_{sl} \approx f_{sl}^* - \frac{K_T \tau_{sl} S}{(JS + D)(1 + \tau_{sl} S)} f_{sl} \dots \dots (23)$$

が得られる。(22)式を(23)式に代入して整理すると、

$$f_{sl} \approx \tilde{f}_{sl}$$

となるので、この式と(3)、(21)式からトルク T は、

$$T \approx \frac{K_T}{1 + \tau_{sl} S} 2\pi \tilde{f}_{sl}$$

となる。従って、 f_{sl} をトルク指令とすることにより、トルク制御回路の特性は一次遅れ系(時定数 τ_{sl})で表される。本方式をここでは改良形方式Ⅱと呼ぶ。

図 10 フィードフォワード補償(改良形方式Ⅱ)

Fig. 10. Feed-forward compensation.

図 11 f_r^* のステップ変化に対する速度制御システムの応答(実験結果)

Fig. 11. Responses of speed control system to stepwise variation of f_r^* (experimental results).

5. 実験結果

図 5 の速度制御システムにおいて、回転周波数指令値 f_r^* をステップ的に変化 (15→40→15 Hz) させた場合のシステムの応答の実験結果を図 11 に示す。(a), (b) および (c) 図はそれぞれ方式 I, II および改良形方式 II の場合である。供試電動機は表 1 のものを用い、負荷としてひずみゲージ形トルクメータを通して直流発電機 (出力は無負荷) を接続した。このため、加減速トルクの実測値は実際の値の $(J-J_M)/J$ 倍 (約 0.55 倍) となる。制御回路の諸定数は、方式 I および II についてはシミュレーションの場合と同じであるが、改良形方式 II については Reg 部の利得を小さくして中高周波領域のループゲインが方式 II より少し高くなる程度に設定した ($G(S)=0.5+1/0.63S$)。

〔方式 I〕……加減速中およびその直後にみぞ高調波検出回路の出力 v_s 中に含まれる 3 次高調波成分 (図 11(a) 右側拡大図中、周期が約 9 ms の成分) が増大しており、磁束の飽和が顕著になっていることが分る。この現象により、すべり周波数検出値 f_{sl}' に一部乱れが生じている実験波形はシミュレーション波形と類似しており、 f_r が指令値に達した後の残留振動などは主として磁束の飽和の影響と考えられる。

〔方式 II〕…… v_s 中の 3 次高調波成分の増加が認められず、残留振動も方式 I より小さい。しかし、 f_{sl}' および T はそれぞれ f_{sl}^* および $0.55 T^* (\approx 3.5 \text{ Nm})$

よりかなり小さく、 f_r の変化は方式 I よりも遅い。

〔改良形方式 II〕……方式 II の長所を受け継ぎながらすべり周波数 f_{sl}' およびトルク T の制御精度が向上し、また、加減速も方式 I より速く、滑らかである。

なお、改良形方式 II における周期の長い振動、方式 I, II における実験結果とシミュレーション結果との相違点 (振動の周期、波形など) は、制御回路の演算誤差、電動機定数の同定誤差、すべり周波数検出値 f_{sl}' および直流電流 I_d に含まれるリップルなどの影響

図 12 $f_{sl} \approx 1 \text{ Hz}$ に相当する負荷変動に対する速度制御システムの応答(実験結果)

Fig. 12. Response of speed control system to load variation corresponding to $f_{sl} \approx 1 \text{ Hz}$ (experimental result).

が考えられ、今後の検討を要する。

図 12 は、 $f_r^*=40$ Hz で、負荷変動時のシステム (方式 II) の応答を示す。負荷の変化は、直流発電機の負荷抵抗をスイッチで切替えることにより行なった。負荷切替時の初期振動は、誘導機-トルクメータ-直流発電機間のカップリングのガタのためと考えられる。

6. む す び

回転子みぞ高調波を利用したすべり周波数検出回路を用いて、誘導機のトルクおよび回転速度を制御する方法を示し、その過渡特性について述べた。すべり周波数検出回路は誘導機の機械的構造を利用しているので、原理的には誤差は生じないが、回路の構成上検出遅れが生ずる。本報では、この点を考慮した誘導機のベクトル制御回路の構成法を提示し、シミュレーション、線形近似解析および実験により、トルク応答性がすべり周波数検出回路の応答性にほぼ類似する (余分な過渡応答を引き起こさない) ことが確かめられた。これにより、中高速の領域では、かご形誘導機の汎用性、無保守性、耐環境性を活かしながら、高度な制御性能をもつ可変速電動機システムの実現性が高くなった。残された課題は、すべり周波数検出回路の応答性の改善、低速領域の速度検出、異なる諸元をもつ誘導機に対する検討などである。特に低速度領域の速度検出は、ベクトル制御が主として加減速がひんばんに行なわれる分野に用いられるため、本速度、トルク制御システムの普及には不可欠である。

なお、本報で得られた解析結果は、検出遅れ (一次遅れ) を有する速度検出器を用いたベクトル制御システムにも適用できる。

最後に、本研究に関して当時大学院生であった渡辺孝弘君 (現在、日立製作所(株)) の協力を得たので、感謝の意を表する。

また、本研究の計算は名古屋大学大型計算機センターでなされており、関係者各位に感謝の意を表する。更に、本研究は、昭和 58 年度文部省科学研究費 (奨励研究 (A)) の補助を得て行なわれた。

(昭和 60 年 5 月 16 日受付、同 60 年 11 月 20 日再受付)

文 献

- (1) N. Sawaki & N. Sato: "Steady-state and stability analysis of induction motor driven by current source inverter" *IEEE Trans. Industr. Applic.* IA-13, 244 (May/June, 1977)
- (2) A. B. Plunkett: "Direct flux and torque regulation in a PWM inverter-induction motor drive" *ibid.* IA-13, 2,

139 (Mar/Apr., 1977)

- (3) 難波江・黒沢: 「誘導機のトルク伝達関数定数化制御」電学論 B, 98, 303 (昭 53-3)
- (4) R. Gabriel: "W. Leonhard Microprocessor control of induction motor" *Conf. Rec. of 1982 IEEE/IAS ISPC*, 385 (May, 1982)
- (5) 山村・中川: 「交流サーボモータの過渡現象と制御 一磁界加速法の提案」電学論 B, 101, 557 (昭 56-9)
- (6) 杉本・大野: 「誘導電動機の伝達関数定数化制御の理論と特性」電学論 B, 103, 31 (昭 58-1)
- (7) 藤原・林・佐藤: 「速度演算による誘導電動機のすべり周波数制御」電学論 B, 101, 145 (昭 56-3)
- (8) 中野・赤木・高橋・難波江: 「すべり周波数推定回路を用いた誘導電動機可変速駆動システム」電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-81-49, 37 (昭 56-11)
- (9) 仲澤・岩崎: 「誘導電動機のすべり角周波数の計算検出による速度制御」電学論 B, 103, 805 (昭 58-12)
- (10) M. Ishida & K. Iwata: "A new slip frequency detector of an induction motor utilizing rotor slot harmonics" *IEEE/IAS 1982 ISPC Conf. Rec.* 408 (May, 1982)
- (11) 石田・岩田: 「回転高調波を利用した誘導電動機速度制御法」電学論 B, 103, 554 (昭 58-8)
- (12) M. Ishida & K. Iwata: "Steady-state characteristics of a torque and speed control system of an induction motor utilizing rotor slot harmonics for slip frequency sensing" *IEEE PESC Conf. Rec.* (1985-6)

付 録

本文 (14)~(19) 式の導出について (9) 式 (p の項を省略) および (10), (13) 式から、定常分についての式が次のように得られる。

$$\begin{cases} i_{ds0}=i_{dm0}=i_m^*, & i_{qm0}=0 \\ i_{qs0}=(L_r/r_r)i_m^*\omega_{sl} & \dots\dots\dots \text{(付 1)} \end{cases}$$

(9) 式の 3, 4 行および (10) 式の線形近似式は、

$$\begin{aligned} (r_r+L_r p)\Delta i_{dm}-\omega_{sl}L_r\Delta i_{qm} \\ =r_r\Delta i_{ds}+L_r i_{qm0}\Delta\omega_{sl}\dots\dots\dots \text{(付 2)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \omega_{sl}L_r\Delta i_{dm}+(r_r+L_r p)\Delta i_{qm} \\ =r_r\Delta i_{qs}-L_r i_{dm0}\Delta\omega_{sl}\dots\dots\dots \text{(付 3)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta T=(3/2)(M^2/L_r)(i_{dm0}\Delta i_{qs} \\ +i_{qs0}\Delta i_{dm}-i_{qm0}\Delta i_{ds}-i_{ds0}\Delta i_{qm}) \\ \dots\dots\dots \text{(付 4)} \end{aligned}$$

となる。また、 $i_m^*=$ 一定として、図 5 から

$$\Delta i_r^*=\begin{cases} (L_r/r_r)i_m^*\Delta\omega_{sl}^* & \text{(方式 I)} \\ (L_r/r_r)i_m^*\Delta\omega_{sl}' & \text{(方式 II)} \end{cases} \dots\dots\dots \text{(付 5)}$$

更に、(13) 式から

$$\Delta i_{ds}=0, \Delta i_{qs}=\Delta i_r^* \dots\dots\dots \text{(付 6)}$$

が得られる。(付 2), (付 3) 式を $\Delta i_{dm}, \Delta i_{qm}$ について解き、(付 1), (付 5), (付 6) および (3), (4), (6) 式を考慮して整理すると、本文の (14), (15) 式が得られる。また、(付 4) 式に (付 1), (付 5), (付 6) および本文の (14), (15) 式を代入して整理すると、本文の (16) ~ (19) 式が得られる。