UDC 621.313.333.018.46.072.6
621.316.718.5

論文

56-B18

速度演算による誘導電動機のすべり周波数制御

正員 林 洋 一 (東京工大)
准員 藤 原 守 男 (東京工大)
正員 佐 藤 則 明 (東京工大)

1. ま え が き

整流や保守上の難点を持つ直流機に代え、交流機と可変周波インバータやサイクロコンバータを組合せ、高効率で耐久性に優れた可変速運転が実用化されつつある。特にかご形誘導電動機は小形、けんろう、低価格、保守容易など多くの利点を持つため直流電動機と同等の可変速運転を実用化する意義は大きい。

可変周波インバータによりかご形誘導電動機の可変速駆動を行なう場合、 V/f 一定制御^{(1)~(3)}、すべり周波数制御⁽⁴⁾⁽⁵⁾およびベクトル制御^{(6)~(8)}などが用いられている。 V/f 一定制御性は効率の点で他の方式に劣るが、速度検出を要しないため複数機を揃速運転する場合に適する。一方、すべり周波数制御およびベクトル制御は、広い速度範囲にわたって速応性よく、高効率の可変速運転ができる特長を持ち、高度の制御性を要する用途に用いられるが、速度検出のために速度計発電機あるいは光によるパルス式速度検出装置を必要とする。これらの速度検出器は電動機回転軸に直結させる必要があり、屋外、特殊ふんい気中などの悪環境では問題があり、かご形誘導機の利点を活かした可変速運転を実現する場合の弱点となっていた。このため、スロット高調波電圧を検出して、速度を求める方法⁽⁹⁾や一次電流および電圧よりすべり周波数を演算する方法⁽¹⁰⁾など、速度検出器を用いない方式が提案されているが、精度、動作範囲、汎用性などの点で十分とはいえないと考えられる。

本論文では速度計発電機を用いないで、誘導機の電圧電流関係式をもとに、過渡時にも正確な回転速度を

演算推定する方法を検討した。また、この速度推定法によりすべり周波数制御を行ない、定常および過渡特性について実験し、速度検出器を用いた方法との特性比較を行なったので報告する。

2. 誘導機 の 速度推定

誘導機の電圧方程式は固定子に固定した d, q 軸では次式で与えられる⁽¹¹⁾。

$$\begin{pmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + p\sigma L_s & 0 & pM/L_r \\ 0 & r_s + p\sigma L_s & 0 \\ -r_r M/L_r & 0 & p + r_r/L_r \\ 0 & -r_r M/L_r & \omega_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \end{pmatrix} \quad (1)$$

ここで、

$$p = d/dt, \lambda_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr}, \lambda_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr}$$

L_s, L_r, M : 一次、二次巻線の自己インダクタンスおよび相互インダクタンス (一次換算)

r_s, r_r : 一次および二次抵抗 (一次換算)

ω_r : 回転子角速度 (電気系から見たもの)

v_{qs}, v_{ds} : q および d 軸一次電圧

i_{qs}, i_{ds} : q および d 軸一次電流

i_{qr}, i_{dr} : q および d 軸二次電流 (一次換算)

$\lambda_{qr}, \lambda_{dr}$: q および d 軸二次鎖交磁束 (一次換算)

σ : 漏れ係数 $1 - M^2/L_s \cdot L_r$

(1)式の 1, 3 行目より $p\lambda_{qr}$ の項を消去すると次式を得る。

$$\omega_r = \frac{(L_r/M)[v_{qs} - (r_s + p\sigma L_s)i_{qs}]}{\lambda_{dr}} + \frac{(r_r/L_r)(\lambda_{qr} - M i_{qs})}{\lambda_{dr}} \equiv \frac{N_1}{D_1} \quad (2)$$

同様に (1)式の 2, 4 行目より $p\lambda_{dr}$ を消去すると、

Slip Frequency Control of an Induction Motor using Speed Calculation. By Youichi Hayashi, Member, Morio Fujiwara, Associate, & Noriaki Sato, Member (Department of Electrical and Electronic Engineering, Tokyo Institute of Technology).
林 洋一: 正員, 東京工業大学工学部電気電子工学科
藤原守男: 准員, 東京工業大学大学院電気工学専攻
佐藤則明: 正員, 東京工業大学工学部電気電子工学科

直流リンク電流の指令値 i_d^* は、定常時の二次鎖交磁束を指令値 λ_r^* に一致させるため、次式のような ω_s^* の関数として与える。

$$i_d^* = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \frac{\lambda_r^*}{M\beta} \sqrt{\beta^2 + (\omega_s^*)^2} \quad \dots\dots\dots (9)$$

ここで、 $\beta = r_r/L_r$ であり、 λ_r^* の値はポテンシヨメータを用いて設定した。

さて、電流形インバータにより誘導機を駆動する場合、入力電流の高調波成分が特性に及ぼす影響はわずかであるから、以下の解析では電流、電圧および磁束について基本波成分のみを考慮する。また、コンバータによる DC リンクの電流制御は系全体の応答に比べ十分速く行なえることから、その動作遅れおよび偏差を無視する。このとき、 d, q 座標での一次電流基本波の振幅 i_s は次式で与えられる。

$$i_s = \frac{\lambda_r^*}{M\beta} \sqrt{\beta^2 + (\omega_s^*)^2} \quad \dots\dots\dots (10)$$

また、(1) 式で与えられる誘導機の電圧方程式を角速度 ω で回転する q^e, d^e 軸へ変換し、 d^e 軸と一次電流ベクトルの位相を一致させると次式を得る。

$$\begin{pmatrix} v_{qs}^e \\ v_{ds}^e \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + p\sigma L_s & \omega\sigma L_s & pM/L_r \\ -\omega\sigma L_s & r_s + p\sigma L_s & -M/L_r \\ -r_r M/L_r & 0 & p + r_r/L_r \\ 0 & -r_r M/L_r & -\omega_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ \lambda_{qr}^e \\ \lambda_{dr}^e \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (11)$$

但し、 $\lambda_{qr}^e = L_r i_{qr}^e$, $\lambda_{dr}^e = M i_s + L_r i_{dr}^e$, $\omega_s = \omega - \omega_r$, v_{qs}^e, v_{ds}^e : q^e および d^e 軸一次電圧, $\lambda_{qr}^e, \lambda_{dr}^e$: q^e および d^e 軸二次鎖交磁束, また機械系に対する運動方程式は制動項を無視すれば次式で与えられる。

$$(J/n) \cdot (d\omega_r/dt) = T_e - T_L \quad \dots\dots\dots (12)$$

$$T_e = -n(M/L_r) \lambda_{qr}^e i_s \quad \dots\dots\dots (13)$$

ここで、 J : 慣性モーメント, n : 極対数,

T_e : 発生トルク, T_L : 負荷トルク

〈3・2〉 速度演算誤差が定常特性に及ぼす影響

定常状態では、(7)～(13)式に表われる諸変数はすべて一定値となるが、これらの値を $v_{qs0}^e, v_{ds0}^e, \dots\dots$ のように表わすことにすると、(11)式 3, 4 行目より次式を得る。

$$\lambda_{qr0}^e = \frac{-\beta \omega_{s0} M}{\beta^2 + (\omega_{s0})^2} i_{s0}, \quad \lambda_{dr0}^e = \frac{\beta^2 M}{\beta^2 + (\omega_{s0})^2} i_{s0} \quad \dots\dots\dots (14)$$

上式および(10), (13)式より二次鎖交磁束の大きさ λ および発生トルク T_e の定常値を求めると、

$$\lambda_{r0} = \sqrt{\lambda_{qr0}^2 + \lambda_{dr0}^2} = \frac{\sqrt{\beta^2 + (\omega_{s0}^*)^2}}{\sqrt{\beta^2 + (\omega_{s0})^2}} \lambda_{r0}^* \quad \dots\dots\dots (15)$$

$$T_{e0} = n \frac{(\lambda_{qr0}^*)^2 \beta^2 + (\omega_{s0}^*)^2}{r_r \beta^2 + (\omega_{s0})^2} \omega_{s0} \quad \dots\dots\dots (16)$$

となる。(8)式より $\omega_{r0} = \omega_r$ であれば $\omega_{s0} = \omega_{s0}^*$ となることが明らかであるから、(15), (16)式は速度演算が正しい場合に、二次磁束はその指令値に一致し、発生トルクはすべり周波数に正比例することを示す。速度演算値が誤差を含む場合には、 $\omega_{s0}^* \neq \omega_{s0}$ であるから、二次磁束および発生トルクは $\omega_{s0}^*, \omega_{s0}$ に複雑に依存する。ここではまず速度演算誤差が系の定常特性に及ぼす影響を一般的に検討し、次に誘導機速度制御を行なう上で最も問題になると思われる二次抵抗変化の影響を考える。

(1) 演算誤差の影響 第2図の速度演算回路において、各部利得の理論値からのずれや積分器のオフセットなどのために演算速度が定常誤差を持つ場合を考える。定常誤差の大きさは多くの場合、 i_{qs}, v_{qs} などの振幅に依存すると思われるが、一般性を持たせるため独立変数として取り扱う。定常誤差を ω_e で表わし次式で定義する。

$$\omega_e = \hat{\omega}_{r0} - \omega_{r0} \quad \dots\dots\dots (17)$$

上式、(8)式および $\omega = \omega_r + \omega_s$ の関係より

$$\omega_{s0}^* = \omega_{s0} - \omega_e \quad \dots\dots\dots (18)$$

上式を(15), (16)式に代入すれば、定常誤差をパラメータとして、 $\omega_{s0}, \lambda_{r0}, T_{e0}$ の関係を得る。第4図に $\omega_e/\omega_{sn} = \pm 0.1, \pm 0.2$ (ω_{sn} は定格すべり角周波数)として、供試機について計算したすべり角周波数と発生ト

第4図 演算誤差がある場合のトルク - すべり角周波数、二次鎖交磁束 - すべり角周波数特性

Fig. 4. Torque vs. slip frequency and secondary link flux vs. slip frequency characteristics for the calculation error.

ルクおよび二次鎖交磁束との関係を示す。同図より、演算誤差が定格すべり角周波数の $\pm 10\%$ 以内にあれば二次鎖交磁束の変動は指令値の 5% 程度に、すべり角周波数-トルク特性の傾きの変化は誤差のない場合の 10% 程度に留まることがわかる。また、(7)式および(17)式より速度指令と実際の速度の関係を求めると次式を得る。

$$\omega_{r0}^* - \omega_{r0} = \frac{1}{K_1} \omega_{s0} + \left(1 - \frac{1}{K_1}\right) \omega_e \quad \dots\dots (19)$$

上式第2項が、演算誤差による速度偏差への影響を示し、 $K_1=2$ の場合には演算誤差の $1/2$ が速度偏差に加わることになる。

(2) 二次抵抗変化の影響 次に、二次抵抗値が温度上昇などの原因で、制御系設計時の値 r_r から、 ar_r に変化したとすると、(2)式あるいは(3)式の右辺第2項で演算誤差を生じ、速度演算値は、

$$\hat{\omega}_{r0} = \omega_0 - \omega_{s0}/a = \omega_{r0} + (1 - 1/a) \omega_{s0} \quad \dots (20)$$

となり、 ω_s に比例した誤差を持つことになる。上式を(8)式に代入し、 ω_{s0} と ω_{s0}^* の関係を求めると、

$$\omega_{s0}^* = \omega_{s0}/a \quad \dots\dots\dots (21)$$

となる。一方、(10)式での $\beta (=r_r/L_r)$ は変化しないのに対し、(14)式に表われる β は $a\beta$ となることを考慮し、 λ_{r0} および T_{e0} を算出すると、次式を得る。

$$\lambda_{r0} = \frac{\sqrt{(a\beta)^2 + (a\omega_{s0}^*)^2}}{\sqrt{(a\beta)^2 + (\omega_{s0})^2}} \lambda_{r0}^* \quad \dots\dots\dots (22)$$

$$T_{e0} = n \frac{(\lambda_{r0}^*)^2 (a\beta)^2 + (a\omega_{s0}^*)^2}{ar_r (a\beta)^2 + (\omega_{s0})^2} \omega_{s0} \quad \dots\dots (23)$$

これらの式に(21)式を代入すると、

$$\lambda_{r0} = \lambda_{r0}^*, T_{e0} = n \frac{(\lambda_{r0}^*)^2}{r_r} \omega_{s0}^* \quad \dots\dots\dots (24)$$

となり、二次抵抗が変化した場合でも、二次鎖交磁束の大きさはその指令値に一致すること、すべり周波数指令 ω_{s0}^* と発生トルクの比例係数は変化しないことがわかる。一方、速度演算誤差のため、速度-トルク特性に影響が現われる。(7)、(20)、(21)、(24)式と、 $T_{e0}=T_{L0}$ の関係を用い、速度-トルク特性を算出すると次式を得る。

$$\omega_{r0} = \omega_{r0}^* - \frac{r_r}{n(\lambda_{r0}^*)^2} \left(a - 1 + \frac{1}{K_1}\right) T_{L0} \quad \dots\dots\dots (25)$$

従って、負荷に対する速度変動は、 $a>1$ の場合には二次抵抗変化のない場合に比べ、より大となるが、 $a<1$ の場合にはより小となる。

〈3.3〉 フィルタ時定数が過渡特性に及ぼす影響

既に述べたように、前章で提案した速度演算方式は原理的には動作遅れを生じないが、雑音除去のため一

次フィルタをそう入する必要がある。ここでは一次フィルタの時定数が系の安定性および過渡特性に及ぼす影響を検討する。なお、簡単のため、定常時の速度推定誤差を零と仮定する。

さて、(7)~(13)式で与えられるすべり周波数制御系の基本方程式は非線形であるため、定常状態近傍での微小変動を考え、線形化を行なう。各変数を定常値と微小変動分とに分け、例えば λ_{qr}^e を λ_{qr0}^e と $\Delta\lambda_{qr}^e$ の和として表わせば一次の微小変動分について以下の方程式を得る。

$$\Delta\omega_s^* = K_1(\Delta\omega_r^* - \Delta\hat{\omega}_r) \quad \dots\dots\dots (26)$$

$$\Delta\omega = \Delta\hat{\omega}_r + \Delta\omega_s^* \quad \dots\dots\dots (27)$$

$$\Delta i_s = \frac{i_{s0} \omega_{s0}}{\beta^2 + (\omega_{s0}^*)^2} \Delta\omega_{s0}^* + \frac{i_{s0}}{\lambda_{r0}^*} \Delta\lambda_r^* \quad \dots (28)$$

$$(p+\beta) \Delta\lambda_{qr}^e + \omega_{s0} \Delta\lambda_{dr}^e + \lambda_{dr0}^e \Delta\omega_s = 0 \quad \dots\dots\dots (29)$$

$$(p+\beta) \Delta\lambda_{dr}^e - \omega_{s0} \Delta\lambda_{qr}^e - \lambda_{qr0}^e \Delta\omega_s - \beta M \Delta i_s = 0 \quad \dots\dots\dots (30)$$

$$\Delta\omega = \Delta\omega_r + \Delta\omega_s \quad \dots\dots\dots (31)$$

$$p(J/n) \Delta\omega_r = \Delta T_e - \Delta T_L \quad \dots\dots\dots (32)$$

$$\Delta T_e = -n(M/L_r)(i_{s0} \Delta\lambda_{qr}^e + \lambda_{qr0}^e \Delta i_s) \quad \dots\dots\dots (33)$$

微小変動分 $\Delta\omega, \Delta i_s, \dots$ のラプラス変換を $\Omega(s), I, (s) \dots$ とすると、(26)~(33)式および $\Delta\omega_r$ と $\Delta\hat{\omega}_r$ の間に一次フィルタ(時定数 T_F)がそう入されることより、第5図のブロック線図が得られる。同図より諸変数の間の伝達関数を求めることができる。速度指令から実際の速度への伝達関数は次式となる。

$$\frac{\Omega_r(s)}{\Omega_r^*(s)} = k \frac{b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s + b_4}{s^4 + a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + a_4} \quad \dots (34)$$

但し、

$$k = K_1 a / (\beta^2 + \omega_{s0}^2)$$

$$a_1 = 2\beta + 1/T_F$$

第5図 微小変化に対する系のブロック線図

Fig. 5. Block diagram of the system for small perturbations of speed, torque and flux.

$$\begin{aligned}
 a_2 &= \beta^2 + \omega_{s0}^2 + \alpha\beta + 2\beta/T_F \\
 &\quad + K_1\alpha\omega_{s0}^2/T_F(\beta^2 + \omega_{s0}^2) \\
 a_3 &= \alpha(\beta^2 - \omega_{s0}^2) + (\beta^2 + \omega_{s0}^2)/T_F \\
 &\quad + K_1\alpha\beta(\beta^2 + 3\omega_{s0}^2)/T_F(\beta^2 + \omega_{s0}^2) \\
 a_4 &= K_1\alpha(\beta^2 + \omega_{s0}^2)/T_F \\
 b_1 &= \omega_{s0}^2 \\
 b_2 &= \beta(\beta^2 + \omega_{s0}^2) + \omega_{s0}^2/T_F \\
 b_3 &= (\beta^2 + \omega_{s0}^2)^2 + \beta(\beta^2 + 3\omega_{s0}^2)/T_F \\
 b_4 &= (\beta^2 + \omega_{s0}^2)^2/T_F \\
 \alpha &= (n^2/J) \cdot (\lambda_{r0}^*)^2/r_r
 \end{aligned}$$

ここに表われる定数 α は慣性定数 H と次の関係にある。

$$\alpha = \frac{\omega_{rn}}{2\omega_{sn}} \frac{1}{H} \quad (35)$$

ここで、 ω_{rn} : 定格回転角速度、 ω_{sn} : 定格すべり角周波数

さて、系の過渡特性は二次時定数の逆数 β 、すべり角周波数 ω_{s0} 、利得 K_1 、慣性定数 H およびフィルタ時定数 T_F に依存するが、ここでは β および K_1 を供試システムの値 ($\beta=16.9\text{rad/s}$, $K_1=2$) とし、 ω_{s0} , H , T_F の変化のみを考える。まず、(34)式の分母を零として得られる特性方程式より、 $T_F=0$ の場合について、 ω_{s0} の変化に対する根軌跡を H をパラメータとして求めると、第6図が得られる。同図では ω_{s0} の増加、従って負荷の増加に伴い、共役複素根の実部が

第6図 すべり周波数の変化に対する根軌跡 ($T_F=0$)

Fig. 6. Root loci for the change of slip frequency.

減少しており、系がより安定となることを示す。また、 H が小さい場合ほど虚部が大であり、過渡応答の減衰性は悪くなるが、不安定となることはない。最も虚軸に近い $\omega_{s0}=0$ の場合の共役複素根は次式で与えられる。

$$s = -\frac{r_r}{2L_r} \pm j\sqrt{\frac{K_1 n^2 (\lambda_{r0}^*)^2}{J L_r} - \left(\frac{r_r}{2L_r}\right)^2} \quad (36)$$

上式より、すべり周波数制御系の過渡応答は、一般 r_r におよび J が大きいほど、また K_1, λ_{r0}^* が小さいほど減衰性が良いといえる。

次に、 $\omega_{s0}=0$ の場合の特性根が一次フィルタのそう入により、どのように変化するかを H をパラメータとして求めた根軌跡を第7図に示す。同図はフィルタ時定数 T_F が増加するほど系の安定性が悪くなることを示しており、動作に支障のない限り T_F を小とする必要がある。すべり角周波数が定格値 ω_{sn} および $2\omega_{sn}$ の場合について図と同様な T_F に対する根軌跡を求め比較を行なった結果、 $T_F=50\text{ms}$ 以下では無負荷 (第7図の場合) において、特性根が最も虚軸に近づくことが明らかとなった。そこで、同図より特性根の実部の大きさが $T_F=0\text{ms}$ のときの70%まで減少する T_F の値を大略の許容値として求めると、 $H=0.2$ では5ms, $H=1.0$ で20ms, $H=2.0$ で30msである。インバータの転流或は速度演算での切替えなどのため生じる雑音成分は普通、数100Hz以上であるから、5msの時定数 (しゃ断周波数31.8Hzに相当) を持つ一次フィルタによりほとんど除去されよう。

第7図 フィルタ時定数 T_F の変化に対する根軌跡 ($\omega_{s0}=0$)

Fig. 7. Root loci for the change of filter time constant.

第 8 図 速度指令の変化に対する速度のステップ応答

Fig. 8. Calculated speed responses for the step change of reference speed.

第 8 図は H が 0.2 と 1 の場合について、 T_F をそれぞれ 0ms, 5ms および 20ms として (34) 式より求めた速度指令の変化に対する速度のステップ応答である。 $H=0.2$ では 5ms, $H=1.0$ では 20ms の T_F であれば、フィルタによる応答の劣化はほとんどないことがわかる。

4. 実験結果とその検討

第 1 表に実験に用いたかご形誘導電動機、負荷として用いた直流電機およびフライホイールの諸定数を示す。また実験に用いた主回路接続図を第 9 図に示す。

以下の実験結果は特に断わらない限り、 $T_F=20$ ms,

第 1 表 供試電動機の定格およびその他の諸定数

Table 1. Ratings of tested machine and other constants.

三相かご形誘導電動機	
定 格	0.75kW, 4 極, 50Hz, 200V, 1,410rpm
一次インダクタンス	130mH
二次インダクタンス	130mH
相互インダクタンス	125.5mH
一 次 抵 抗	2.6Ω
二 次 抵 抗	2.2Ω
定 格 ト ル ク	5.0Nm
定格二次鎖交磁束	0.638Wb
直 流 発 電 機	
定 格	0.75kW, 160V, 1,750rpm
フ ラ イ ホ イ ー ル	
慣 性 質 量	0.065kg・m ²
機械系全体の慣性質量	0.083kg・m ²

第 9 図 主回路接続図

Fig. 9. Connection diagram of the main circuit.

$K_1=2$, すべり周波数制限, ± 7 Hz として行なったものである。また, n_r^* , $\hat{n}_r$, n_r は ω_r^* , $\hat{\omega}_r$, ω_r に対応する回転数である。

〈4.1〉 定常特性 第 10 図は速度演算回路により求めた速度 $\hat{n}_r$ と速度計発電機によって測定した速度 n_r との関係を示したもので, ○印は無負荷時 (機械損, $T_L=0.2$ N・m), +印は負荷時 ($T_L=4.7$ N・m) を表わす。また $\hat{n}_r - n_r$ を定格回転数で割った相対誤差 ε も示したが, 無負荷時には 0.5% 以内, 負荷時には 1% 以内の誤差に収っており, 速度演算は比較的良好に行なわれた。

第 11 図は速度-トルク特性の実測結果で, ●印が $\hat{n}_r$ を帰還した場合, +印が速度計発電機を用いた場合を示す。高速時には $\hat{n}_r$ 帰還と n_r 帰還の回転数は良く一致しているのに対し, 低速時には $\hat{n}_r$ 帰還の場

第 10 図 速度演算値と実測値の関係および演算誤差と速度実測値との関係 ($\varepsilon = (\hat{n}_r - n_r) / n_{rn}$)

Fig. 10. Relation between calculated speed and measured speed, and relation between calculation error and measured speed.

第 11 図 速度-トルク特性 (実測値)

Fig. 11. Relation between speed and torque.

合の速度低下が大きく、 $n_r^*=300\text{rpm}$ 、 $T_L=4.7\text{N}\cdot\text{m}$ のとき、 n_r 帰還の 240rpm に対し $\hat{n}_r$ 帰還では 217rpm であった。更に速度指令が低下すると積分器のオフセットなどによる誤差のため使用不能となったが、その下限は、無負荷時で約 150rpm 、定格負荷時で約 300rpm であった。

〈4.2〉 過渡特性 第 12 図は速度指令を定格速度から逆方向の定格速度までステップ的に変化させた場合の応答(無負荷)を実測した結果である。(a)図は $\hat{n}_r$ 帰還、(b)図は n_r 帰還であるが、いずれの場合にも $\hat{n}_r$ と n_r の波形は速度零付近を除いて良く一致しており、過渡的にも速度演算が良好なことを示す。また、(a)図と(b)図の速度応答はほとんど等しく、演算不能であっても、この例のように短時間で低速領域を通

(a) $\hat{n}_r$ 帰還 (b) n_r 帰還

第 12 図 速度指令変更に対する大振幅応答

Fig. 12. Responses for the large step-change of reference of speed.

(a) $T_F=20\text{ms}$ (b) $T_F=100\text{ms}$

第 13 図 速度指令の小振幅変化に対する速度のステップ応答

Fig. 13. Step responses for the small change of reference of speed.

過する場合は過渡応答は速度計発電機による帰還時とほとんど変わらない。

第 13 図は速度演算回路の一次フィルタ時定数 T_F を変え、速度指令値の小振幅変化 ($1,500\text{rpm}$ を中心とし、 $\pm 1.67\%$) に対する無負荷でのステップ応答の実測結果で、(a)図 $T_F=20\text{ms}$ 、(b)図 $T_F=100\text{ms}$ の場合である。図の右側の波形は伝達関数より求めた理論値である。共に実測値と理論値は良く一致した。(b)図の応答は(a)図に比較して、行過ぎ量、整定時間ともに大となっており、 T_F が大き過ぎると、系の減衰性が悪くなることを示している。

〈4.3〉 始動特性 速度演算回路は停止時および低速時には誤差が大きくなり演算値が得られない。そこで、始動時には始動直後の 0.2 秒間はアナログスイッチを用い、速度演算値を強制的に零とした。第 14 図(a)にこの方法による始動時の応答波形を示す。また、(b)図に速度計発電機を用いて始動した場合の応答を示す。(b)図では始動直後より、速度が直線的に増加しているのに対し、(a)図では一旦 210rpm に落ち着いた後、直線的に増加している。これは、インバ

(a) $\hat{n}_r$ 帰還(b) n_r 帰還

第 14 図 始動時の応答

Fig. 14. Speed and slip frequency variation at starting.

ータの動作周波数が始動後 0.2 秒間は最大すべり周波数 (7Hz) に固定されるためである。従って、この始動方式では速度計発電機を用いる場合に比し、始動に要する時間が多少長くなるが、実用上は問題ないと思われる。

5. む す び

誘導電動機の基本方程式より回転子速度と一次電圧および電流との関係を導出し、これをもとにアナログ演算回路により速度を求める方法を開発した。また、速度演算値を用いて誘導機のすべり周波数制御を行なった場合の定常および過渡特性について、理論的および実験的に検討を行ない、次のような結論を得た。

(1) 本方式による速度演算法は低速時を除き、良好な定常特性を示し、実際の速度とほぼ同じ演算値を与えた。演算誤差は無負荷時で定格速度の 0.5%、定格負荷時で 1.0% 以内であった。

(2) 過渡時にも正確な速度演算値が得られ、これを用いてすべり周波数制御を行ない、速度計発電機のある場合と同等の過渡応答を得た。なお、雑音除去のため推定回路に一次フィルタをそう入する必要があるが、その時定数を機械系の慣性定数に同じ適当に選べば、過渡応答にはほとんど影響を与えない。

(3) 演算利得の変化などのため、速度演算値に誤差が生じても定格すべり角周波数の 10% 程度であれば系の定常特性には大きな影響を及ぼさない。また二次抵抗値の変化に対してはトルク-速度特性の傾きがわずかに変化するのみで、二次鎖交磁束は常に指令値に保たれる。

(4) 低速時には、積分器のオフセットなどによる誤差の影響が大となるため、速度演算値を利用できない。速度下限は無負荷時で定格速度の約 10%、定格負荷時で約 20% であった。但し、始動直後は速度演算値を強制的に零とし、安定な始動が可能であった。

以上、速度演算によるすべり周波数制御方式は、速度計発電機を用いた場合とほぼ同等の速度制御特性を

持つが、速度計発電機を要しないことから、信頼性の点で優り、誘導機の持つけんろう、小形、無保守、高速化に有利などの利点を十分生かした運転を可能にすると考えられる。但し、本方式の適用には、誘導機の諸定数を正確に求め、速度推定回路の各部利得を調整する必要がある。また、定格すべりの小さい誘導機を対象とする場合には、演算精度を更に高める必要があり、今後積分器および微分器の改良、電動機定数変化の影響を受けない演算回路の構成などについて検討する必要がある。(昭和 55 年 6 月 28 日受付)

文 献

- (1) 河上・田中:「揃速グループ運転 (V/F 一定制御方式)」, 昭 53 電気学会全大 S7-4
- (2) A. B. Plunkett: "Direct Flux and Torque Regulation in a PWM Inverter-Induction Motor Drive" *IEEE Trans. Indust. Applic. IA-13*, 2, 139 (1977)
- (3) A. Abbondanti: "Method of Flux Control in Induction Motors Driven by Variable Frequency, Variable Supplies" *IEEE/IAS ISPC 177* (1977)
- (4) 鈴木・中野:「すべり周波数制御方式」, 昭 53 電気学会全大 S7-6
- (5) 難波江, 他:「誘導電動機のすべり周波数制御特性」, 東芝レビュー, 31, 7 (昭 51)
- (6) F. Blaschke: "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvektor Closed-Loop Control System for Rotating-Field Machines" *Siemens Review* 39, 5, 217 (1972)
- (7) 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)
- (8) 岩金・甲斐・広瀬:「ベクトル制御方式(磁界オリエンテーション制御)」, 昭 53 電気学会全大 S7-5
- (9) 石田・林・上田:「スロット高調波を利用した誘導機のすべり周波数制御」, 電学論 B, 99, 335 (昭 54-5)
- (10) A. Abbondanti & M. B. Brennen: "Variable Speed Induction Motor Drives Use Electronic Slip Calculator Based on Motor Voltages and Currents", *IEEE Trans. Indust. Applic. IA-11*, 5, 483 (1975)
- (11) R. H. Nelson, T. A. Lipo & P. C. Krause: "Stability Analysis of a Symmetrical Induction Machine" *IEEE Trans. Power Apparatus Syst. PAS-88*, 11, 1710 (1969)
- (12) 林・藤原・佐藤:「速度演算による誘導電動機すべり周波数制御の一実験」, 半導体電力変換研究会資料 SPC-80-17 (昭 55-7)