繰返し学習制御による脈動負荷をもつ 誘導電動機の世界変動抑制制御

正 員 石 田 宗 秋 (三 重 大)

正 員 大 野 政 治 (三 菱 電 機)

正 員 堀 孝 正 (三 重 大)

Suppression Control of Speed Variation of the Induction Motor with Fluctuating Load by Repetitive Learning Control

Muneaki Ishida, Member (Mie University), Masaharu Ohno, Member (Mitsubishi Electric Co.),
Takamasa Hori, Member (Mie University)

Induction motors are robust and inexpensive machines and are widely used for variable speed control because of recent development of electronic technique. In the case that loads of the motors are compressors, pumps, and so on, the constant V/F control of the induction motors is usually employed because it is difficult to install speed sensors and accurate speed control is not required. In such loads, the rotational speed of the motors is considerably fluctuated because the load torque is pulsated. When frequency of the torque pulsation is close to the resonant frequency of the mechanical system, large vibration and acoustic noise are produced especially in low frequency region.

In this paper, authors propose a method to suppress the variation of the rotational speed of the V/F controlled induction motor with a fluctuated load by feedforward compensation using a timing sensor of 1 pulse/rev. considering that the load torque varies periodically. The feedforward data by a period for the compensation is obtained by the learning control based on the repetitive control in which the motor speed is controlled by periodically reflecting the past speed error on the present V/F input to the inverter. Effectiveness of the proposed method is confirmed by approximate analysis, simulations and experiments.

キーワード：誘導電動機，脈動負荷，繰返し学習制御，速度変動抑制

1. ま え が き

誘導電動機は構造が簡単であるため，堅牢，安価であり，保守が容易な電動機である。また，近年のパワーエレクトロニクスおよびマイクロエレクトロニクス技術の発展により可変速制御用の電動機としても用いられるようになり，産業用，家電用電動機として最も広く用いられている。

誘導電動機を可変速制御する場合，制御方式は大きく分けて，速度クローズドループ制御と，速度オープン

ループ制御がある⁽¹⁾。前者にはベクトル制御，滑り周波数制御，後者には V/F 一定制御があげられる。このなかでベクトル制御は特に優れており，直流機の電機子電流制御に匹敵する駆動性能を実現できる。しかし，同時に制御システムも複雑となり，回転速度，電流，電圧などの高精度のセンサが必要となる。これに比べ V/F 一定制御は，構造上あるいは環境上センサが取付けにくい場合でも，速度センサを用いずに速度制御することができる。また，制御システムも簡単なため単純な速度制御用としてブロワや圧縮機，ポン

ブなど、更に最近ではエアコンディショナなどの家庭用電気機器などにも広く用いられている。このなかで、エアコンディショナのように圧縮機を駆動する機器は一般に脈動トルクを発生し⁽²⁾、環境上、性能上の問題を生じている。しかし、一般に圧縮機の脈動トルクは複雑であり、また脈動トルクの電動機への影響も、磁束レベル、動作点、温度に依存する二次抵抗などにより大きく変化する。従って、 V/F 一定制御による速度オープンループ制御を行う場合、負荷トルクによる速度変動などを抑制するために演算によって負荷脈動トルクを推定することは困難である。更に、負荷トルクに見合うトルクを発生させるための一次周波数変調信号を演算することも極めて困難であると考えられる。

最近、ブラシレスモータをエアコンディショナの圧縮機に使い、繰返し学習制御を適用して脈動トルクによる速度変動を低減する方式が提案されている⁽³⁾。この場合では、負荷の回転角と電動機の入力電圧、電流の位相が同期しており、非同期の誘導電動機を用いた場合より繰返し学習制御の適用は比較的容易と考えられる。

本研究は V/F 一定制御を基本にした誘導電動機速度制御系において、圧縮機などのように、負荷トルクが周期的に大きく脈動する場合に生ずる速度変動を、1回転1パルスの位置センサを用いた速度オープンループで抑制することを目的とする。変動抑制制御は、電動機の一次周波数をフィードフォワード的に変調し、負荷の脈動に見合うトルクを電動機に発生させることにより実現する。フィードフォワード信号は、実際の運転状態を模擬した速度センサ付きモデルシステムを用いた繰返し学習制御により求める⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

本論文では、周期的脈動負荷をもつ誘導電動機の繰返し学習制御の概念を示し、繰返し学習制御のフィードバックゲインの与え方、および制御系の安定性を近似解析によって検討する。更に、繰返し学習制御の有効性をシミュレーションおよび実験により示す。

2. 速度変動抑制法

〈2・1〉 V/F 一定制御によるトルク変化法⁽¹⁾

誘導電動機の回転速度は電源周波数および極数によってほぼ決定されるので、インバータで電動機に供給する電源の周波数を変化させることによって速度制御をすることができる。 V/F 一定制御は、広範囲な可変速運転に対して電動機磁束をほぼ一定に保つ(定常運転時)ために、基本的には端子電圧を一次周波数に比例させながら一次周波数をオープンループ制御する

V_s, I_s : 一次電圧, 一次電流
 I_m, I_r : 励磁電流, 二次電流
 r_s, r_r : 一次, 二次抵抗
 l_s, l_r : 一次, 二次漏れインダクタンス
 M : 一次, 二次間相互インダクタンス
 S : 滑り $[=(\omega_i - \omega_r)/\omega_i]$
 ω_i : 一次角周波数, ω_r : 回転子角速度(電気角)
 (二次側諸量は、すべて一次側換算値)

図1 誘導電動機のT形等価回路
(Y結線一相分)

Fig. 1. A T-type equivalent circuit of an induction motor (a phase of Y-connection).

図2 V/F 一定制御によるトルクの増減

Fig. 2. Variation of torque by the constant V/F control.

方式である。誘導電動機の定常特性は図1のT形等価回路から求めることができる。

V/F 一定制御で電動機発生トルクを変化させるには、図2に示すように、一次角周波数を、負荷トルクと電動機発生トルクが釣合った点を中心に増減させればよい。トルクを増す場合は(a)図のように一次角周波数を上げ、トルクを減らす場合は(b)図のように下げればよい。

〈2・2〉 脈動負荷をもつ誘導電動機の特性 脈動負荷として圧縮機を例にとる。圧縮機は負荷の回転角に対応してピストンなどの往復運動を繰返し、それに伴う吸気、圧縮などの行程により、ほぼ回転角度に同期した大きな脈動トルクが発生する⁽²⁾。その結果、誘導電動機の回転速度は、ほぼ周期的な変動を示す。

一方、 V/F 一定制御された誘導電動機は、低周波駆動時、特に無負荷、軽負荷時において不安定になりやすい。これを抑制するために電流フィードバック、電圧フィードバック、あるいは適正な定数の選定によ

電動機 4 極, 2.2 kW, エアコンプレッサ負荷, 速度比
(負荷/電動機) 1/3, 圧力タンク空気圧 3 kg/cm²

図 3 速度変動波形 ($\omega_r/2\pi$)

Fig. 3. Waveforms of speed variation ($\omega_r/2\pi$).

り安定化させる方法が報告されている⁽⁶⁾⁽⁷⁾。また、負荷が大きい場合、あるいは V/F 比が低い場合には一般にダンピングが悪いが安定になる。

誘導電動機が圧縮機などのような大きな脈動負荷になった場合、負荷の回転角度に同期した速度変動が発生する。速度変動波形は、誘導電動機の安定性(ダンピング特性)、カップリングのばね特性などから、複雑になるが、図 3 に示すように周期性をもっており、また速度が変わった場合もある範囲内では変動波形は類似している。ここで、速度変動の周波数が機械系の共振周波数に近付いた場合、速度変動が増幅されて機械系の振動が激しくなり、最悪の場合には、機械系の破壊に至る。しかし、一般に誘導電動機と圧縮機などの負荷は機械的に接近して設置されており、何らかの方法により、電動機速度変動を抑制できれば、機械系の振動は防ぐことができると考えられる。

〈2・3〉 繰返し学習制御^{(3)~(5)(8)~(11)} 速度変動を抑制するには、負荷のトルク変動と釣合うように、電動機の発生トルクを変化させてやればよい。誘導電動機は、入力周波数の変化が電動機発生トルクの変化に対応するので、 V/F 比を一定に保ちながらインバータ出力電圧の振幅と周波数を変調することにより速度変動抑制制御を行う。図 4(a) は変調を受けていない場合のインバータ出力電圧波形(スイッチングによる高周波成分を除いた基本周波成分)である。電動機速度変動が(b)図であるとき、(c)図のような変調信号により、(d)図に示すようにインバータ出力電圧波形を変調する。ここで、速度の変動が負荷の慣性モーメントのためにトルクの変動に対してほぼ一次遅れの特性をもちことを考慮し、変調信号は速度変動に対して進みの特性にする必要がある。

図 4 V/F 一定制御による速度変動抑制
Fig. 4. Suppression of speed variation by the constant V/F control

誘導電動機は、低周波駆動時に安定性が悪く、また、高周波駆動時には速度変動の周波数が高くなるため、通常速度フィードバックを用いてループゲインを上げる方法による速度変動の抑制は困難であると考えられる。また、圧縮機などの場合は、コスト、設置環境の条件などにより速度検出器を取付けられない場合が一般的である。そこで、速度変動波形が周期的な関数であり、速度を変えた場合でもほぼ相似形であることに着目した速度変動の抑制法を提案する。

図 5 に速度変動抑制の制御構成概念図を示す。実際に運転する場合は(a)図のように学習データを利用することによりフィードフォワードで制御する。その学習データは、(b)図のように実際の運転条件を模擬した速度検出器付き駆動システムを用いて、繰返し制御による速度変動抑制制御を行うことによって求める。ここで、学習データを効率良く作成するために、トルクに対する電動機速度の応答遅れを考慮し、学習部への入力を、進み補償器により速度変動に対して、一次進みの特性にする。図の破線内の学習アルゴリズムに示すように、学習入力は速度変動の一周期(T)遅れ

(b) 学習データ作成システム

図 5 制御構成概念図

Fig. 5. Conceptual diagram of system configuration.

図 6 速度変動抑制過程

Fig. 6. Process of speed variation suppression.

て学習出力として速度変動抑制に関与し、その学習出力は次の一周期の学習入力と加え合せられて新たな学習出力となる。図6は、学習アルゴリズムを用いた速度変動の抑制過程の概念波形を示す。学習アルゴリズムが毎周期繰返され、速度偏差が小さくなった時点で学習データが得られる。

繰返し制御により学習データを得る場合、および得られた学習データを利用する場合、負荷の回転角度に同期した信号を検出する必要がある。ここでは、従来のシステムへの適用が容易である一回転パルスのタイミングセンサを用いる。本法は、負荷側に直接にセンサを取付けられない場合でも、弁の動き、圧力、振動、音の変化などを捕らえて代用することもできると考えられる。図5において、 T は負荷が一回転する時間、すなわち負荷の速度変動の周期を示す。

更に、急加減速を行わない可変速運転に対応するため、図7に示すような可変速対応型の学習アルゴリズムを考える。(a)図では第 n 周期目の速度脈動データを取込み、同時に速度変動周期 T を計測する。

図 7 可変速対応学習データ (ω_d) 加工法

Fig. 7. Method for processing learned data (ω_d) adapted for variable speed.

図 8 学習部の機能図

Fig. 8. Functional diagram of the learning part.

(b)図では雑音対策および高調波対策のためにデータを m 個に分割、平均化し、(c)図ではこれを今までのデータに加え合せ、学習データを更新する。学習データの出力(変調信号)は、(d)図一周期前の速度変動周期 T を用いて、学習データを実時間に引伸ばして行う。このアルゴリズムは図8に示すように、 m 個の積分器、マルチプレクサ、サンプラを用いて実現される。マルチプレクサは、データを m 個に規格化するために、一周期前に計測した周期 T を m 個に等分し、各々の期間ごとに順次切替える。出力は、マルチプレクサで選択される直前の値をサンプルホールドして得る。

3. 繰返し学習制御系の安定性

図6の破線内の学習部の周波数特性を図9に示す。図より、周期 T のトルク変動(角周波数を $\omega_f = 2\pi/T$ とする)に起因する速度変動の基本波成分およびその n 次高調波成分に対しては、ゲインが無限大となっているのがわかる。従って、誘導電動機および進み補償器の周波数特性によっては速度変動が発散する(不安定になる)ことが考えられる。ここでは進み補償器のゲインの目安およびシステムの安定性について検討する。

図9 学習部の周波数特性 ($T=0.1$ s)
Fig.9. Frequency characteristics of the learning part ($T=0.1$ s).

〈3・1〉 進み補償器ゲインの目安 図6に示される学習アルゴリズムの進み補償器のゲイン k_1 , k_2 の値は速度変動ができるかぎり早く減衰するように決定するのが望ましいが、誘導電動機は非線形であり、また、脈動負荷の特性が十分把握できていないため、困難である。ここではまず、以下に示す近似計算によりゲインの目安を得る。

V/F 一定制御による誘導電動機の発生トルク対周波数の特性が準定常、すなわち電動機のトルク応答が機械系の応答に比べて十分速いと考え、また、簡単のため電動機の一次巻線抵抗、漏れインダクタンスを無視すると、電動機の発生トルク T_M は図1より次の近似式で表される。

$$T_M = K(\omega_i - \omega_r) \quad (1a)$$

$$K = 3p(V_s/\omega_i)^2/r_r \quad (1b)$$

ここで、 p : 極対数

いま、各周期的変動成分をその一周期ごとの軌跡で扱うものとし、負荷トルク T_L 、回転子角速度 ω_r 、一次角周波数 ω_i の第 k 周期目の軌跡をそれぞれ T_{Lk} , ω_{rk} , ω_{ik} とすると、そのときの負荷トルク軌跡の推定値 $\hat{T}_{Lk}$ は電動機発生トルクより慣性項を差し引くと、

$$\hat{T}_{Lk} = K(\omega_{ik} - \omega_{rk}) - (J_M + J_L)P\omega_{rk}/p \quad (2)$$

ここで、 J_M , J_L : 電動機回転子、負荷慣性モーメント(電動機側換算値)、 P : 微分演算子 ($=d/dt$)

となる。この負荷トルクによる速度変動を抑制するために、それに見合う電動機トルクを第 $k+1$ 周期目に発生させることを考える。第 $k+1$ 周期目の負荷トル

表1 システムの定数
Table 1. System constants.

電動機+負荷	極対数: 2, 定格200 V, 2.2 kW
	$I_s = I_r = 0.0024$ H, $M = 0.0816$ H
制御システム	$r_s = 0.85 \Omega$, $r_r = 0.55 \Omega$
	γ_ω = 負荷速度/電動機速度 = 1/3
	$J_M + J_L = 0.012$ kg·m ² , $D = 0.01$ Nms/rad
制御システム	$\sqrt{3} V_s/F = 200/60$ V/Hz
	$k_1 = 0.1$, $k_2 = 0.001$ s
	規格化数 $m = 8$

クが第 k 周期目とほぼ等しいと近似し(実際には $\omega_{rk+1} \neq \omega_{rk}$ となるので T_{Lk} とは異なるが)、これを推定値 $\hat{T}_{Lk}$ で与えると、第 $k+1$ 周期目に発生させるべき電動機トルク軌跡 T_{Mk+1} の指令値の軌跡 $T_M^*{}_{k+1}$ は

$$T_M^*{}_{k+1} = K(\omega_{ik+1} - \omega_r^*{}_{k+1}) = \hat{T}_{Lk} \quad (3)$$

となればよい。ここで、 $\Delta\omega_{rk} = \omega_{rk} - \omega_r^*{}_{k+1}$, $P\Delta\omega_{rk} = P\omega_{rk}$ を考慮し、 $\omega_r^*{}_{k+1} = \omega_r^*{}_k$ とすると、(2)式、(3)式より一次周波数 ω_{ik} についての漸化式が次式のよう求められる。

$$\omega_{ik+1} = \omega_{ik} - \{1 + (J_M + J_L)P/(pK)\}\Delta\omega_{rk} \quad (4)$$

一方、図6の学習アルゴリズムより、速度偏差は一周期遅れて学習データ出力に関与するので

$$\omega_{ik+1} = \omega_{ik} - (k_1 + k_2P)\Delta\omega_{rk} \quad (5)$$

と表される。(4)式と(5)式を係数比較すると、補償器のゲイン k_1 , k_2 の目安となる値が与えられ、

$$k_1 = 1, k_2 = (J_M + J_L)/(pK) \quad (6)$$

となる。供試機については、表1の電動機+負荷の定数を用いて、(2), (6)式より

$$k_1 = 1, k_2 = 0.0059 \text{ s} \quad (7)$$

が得られる。このゲインは理想的には1回の変動周期で学習データが得られる場合を想定して与えている。しかし、実際には準定常状態は成り立っておらず、一般に電動機の電氣的応答遅れによる安定性(ダンピング特性)の悪化などにより速度変動が発散する。そのため、補償器のゲインを(7)式より小さくする必要がある。

〈3・2〉 小信号線形近似による安定性解析 ここでは誘導電動機の過渡特性を考慮し、摂動論に基づいてシステムの安定性について検討する。システムをモデル化するにあたって、インバータを正弦波電圧を出力する理想電圧源と仮定し、座標の基準軸(d 軸)を一次電圧ベクトルに一致させる。このとき、誘導電動機の電圧方程式、負荷の方程式は以下のように表される。

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_s P & -\omega_i L_s \\ \omega_i L_s & r_s + L_s P \\ MP & -(\omega_i - \omega_r)M \\ (\omega_i - \omega_r)M & MP \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} MP & -\omega_i M \\ \omega_i M & MP \\ r_r + L_r P & -(\omega_i - \omega_r)L_r \\ (\omega_i - \omega_r)L_r & r_r + L_r P \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

$$v_{ds} = A\omega_i, \quad v_{qs} = 0 \dots\dots\dots (9)$$

$$T_L = \Delta T_{Lr}(\theta_L) + D\omega_L \dots\dots\dots (10)$$

$$\omega_m = \omega_r / p \dots\dots\dots (11)$$

$$\theta_m = \int \omega_m dt \dots\dots\dots (12)$$

$$\theta_L = r_w \theta_m, \quad \omega_L = r_w \omega_m \dots\dots\dots (13)$$

$$T_M = -(3/2)pM(i_{ds}i_{qr} - i_{qs}i_{qs}) \dots\dots\dots (14)$$

$$T_M - T_L = (1/p)(J_M + J_L)P\omega_r \dots\dots\dots (15)$$

ここで、 v_{ds} 、 v_{qs} ：一次電圧空間ベクトル d - q 軸成分 i_{ds} 、 i_{qs} 、 i_{dr} 、 i_{qr} ：一次および二次電流空間ベクトル d - q 軸成分(ただし、ベクトルの大きさは相電圧あるいは線電流の波高値に等しくする)、 A ： $\sqrt{2}V_s/\omega_i$ 比(= V_s/F 比/ 2π)、 θ_m ：回転子回転角、 ω_m ：回転子角速度(機械角)、 θ_L ：負荷回転角、

ω_L ：負荷回転角速度、 r_w ：速度比(負荷/電動機)、 $\Delta T_{Lr}(\theta_L)$ ：負荷脈動トルク(周期 T)、 L_s 、 L_r ：一次、二次巻線自己インダクタンス、 D ：負荷粘性係数(負荷定常トルクに關与)、その他の記号は前述

各式を定常動作点近傍の変動分に関して線形近似して得られた繰返し学習制御システムの構成図を図 10(a)に示す。 G_T 、 G_w は誘導電動機の伝達関数を表し、 G_T は ΔT_{Lr} から $\Delta\omega_r$ への、 G_w は $\Delta\omega_i$ から $\Delta\omega_r$ への伝達関数である。また、ここでは簡単のため負荷脈動トルク ΔT_{Lr} は回転速度の変動分 $\Delta\omega_r$ に依存しないと仮定し、単なる入力変数として扱う。 ω_r^* が一定の場合、速度変動分 $\Delta\omega_r$ は Δe_r で評価できる。偏差 Δe_r に着目して(a)図の構成図を書換えると、(b)図のようになる。 $G_T \Delta T_{Lr}$ は負荷の脈動トルクによって生ずる速度変動成分である。ここで脈動の角周波数を ω_f とすると、 $n\omega_f$ ($n=1, 2, \dots$)以外の周波数成分に関しては、繰返し学習のループゲインは有限な値となり、更に、脈動トルクには $n\omega_f$ 以外の成分は含まれていないと仮定すると、系の安定性は、角周波数 $n\omega_f$ における $1 - (k_1 + k_2 s)G_w(s)$ の周波数特性によって検討できる。ここで、 α_n を

$$\alpha_n = 1 - (k_1 + k_2 s)G_w(s)|_{s=jn\omega_f} \dots\dots\dots (16)$$

のように定義し、図 10(b)の等価系にスモールゲインの定理を適用すると、

$$|\alpha_n| < 1 \quad (n: \text{すべての自然数}) \dots\dots\dots (17)$$

のとき、学習制御系は発散しない(安定である)ことが

図 10 制御システム近似構成図
Fig.10. Approximate block diagrams of the control system.

図 11 $1 - (k_1 + k_2 s)G_w(s)$ のナイキスト線図
Fig.11. Nyquist diagram of $1 - (k_1 + k_2 s)G_w(s)$.

わかっている⁽⁸⁾⁽¹²⁾。

図 11 に、 $1-(k_1+k_2s)G_\omega(j\omega)$ のナイキスト線図の一例を示す。システムの定数を表 1 に示す。ここでは、一次角周波数 ω_{i0} を 125.6 rad/s ($f_0=20$ Hz)、滑り角周波数 ω_{s0} を 6.28 rad/s とした。補償器のゲイン k_1 および k_2 は、システムがほぼ準定常状態とみなすことができ、かつ速度変動の大きさの変化が比較的速くなるように、前節で示したゲイン目安の約 1/10、 $k_1=0.1$ 、 $k_2=0.001$ s とした。図中の n は、負荷脈動角周波数を $\omega_f=(\omega_{i0}-\omega_{s0})r_w/p=19.9$ rad/s としたときの n 次高調波の次数を表す。図の場合 $n=4$ で $|a_n|>1$ であるので、連続して学習を行った場合速度変動は発散し、システムは不安定となる。しかし、ここでは学習データを得ることを目的に、速度変動が最小になった時点で繰返し学習制御を打切ることを考え、速度変動の減衰性(収束速度、発散速度)を検討する。 a_n は実際には定常状態で定義された伝達特性であるが、偏差 Δe_r の大きさが変化している場合でも、その変化が周期 T に比べてゆっくりしているとして、システムが準定常であると仮定する。これにより、偏差 Δe の各周波数成分が変動周期 T ごとに a_n のゲインだけ減少あるいは増加すると考える。

図 10(b)において $\Delta\omega_r^*=0$ とし、脈動負荷トルク ΔT_{Lr} (周期 T) の関数形は一定で、その第 n 次高調波成分を ΔT_{Ln} とする。また、第 k 番目の周期における速度変動 $\Delta\omega_r$ 、偏差 Δe_r 、入力 Δu の第 n 次高調波成分を各々複素表示で ΔW_{rnk} 、 ΔE_{nk} 、 ΔU_{nk} とすると、第 n 次高調波成分に関して次の近似式が得られる。すなわち、

$$\Delta U_{n1} = -G_T \Delta T_{Ln} \quad \dots\dots\dots (18)$$

$$\Delta U_{nk} = 0 \quad (k \geq 2) \quad \dots\dots\dots (19)$$

より、

$$\Delta E_{n1} = \Delta U_{n1} \quad \dots\dots\dots (20)$$

$$\Delta E_{nk+1} = a_n \Delta E_{nk} = (a_n)^{k-1} \Delta U_{n1} \quad \dots\dots\dots (21)$$

$$= (\Delta U_{n1}/a_n)(a_n)^{t_k/T} \quad \dots\dots\dots (22)$$

となる。ここで、 $t_k=kT$ である。これからも(17)式の収束条件が導出される。(22)式を連続とみなすことにより、速度変動の第 n 次高調波成分の収束(あるいは発散)時定数 τ_n は、

$$|a_n|^{t/T} = e^{-t/\tau_n} \quad \dots\dots\dots (23)$$

より、

$$\tau_n = -T/\log_e |a_n| \quad \dots\dots\dots (24)$$

で与えることができる。ただし、時定数 τ_n が負の場合は、時間の負方向に向かって定義した時定数に負号を付けたもの(ここでは発散時定数と呼ぶ)を意味する

ものとする。図 11 の結果からは速度変動の基本波成分($n=1$)に対しては $|a_1| \approx 0.9 < 1$ であるので収束し、時定数は $\tau_1 \approx 10$ T となる。第四調波($n=4$)に対しては $|a_4| \approx 1.05 > 1$ で発散となり、発散時定数は $\tau_4 \approx -20$ T である。

補償器のゲイン k_1 および k_2 を同率で上げた場合、図 11 のナイキスト線図は(1.0, 0.0)の点を中心にして拡大される。この場合、単位円内の速度変動基本波および低次高調波成分の収束時定数は小さくなるが、単位円外の高次高調波成分の発散時定数(絶対値)も小さくなる。ただし、単位円内の成分のうち、実軸から離れた成分は、ゲインが上昇しても必ずしも収束時定数が小さくなるとは限らない。また、本解析法は準定常状態を仮定しているため、時定数の小さい場合は誤差が大きくなると思われる。なお、補償器のゲインを小さくした場合は、収束あるいは発散の時定数は大きくなる。従って、補償器のゲインは、速度変動の各高調波成分の初期値の大きさ(一般に、高次成分は小さい)を考慮し、単位円内の低次高調波成分が単位円の中心から、また単位円外の高次高調波成分が単位円から離れすぎないように選ぶのが望ましいと思われる。

4. シミュレーションおよび実験結果

4・1 制御システム 実験では、供試機として 2.2 kW、4 極の三相誘導電動機、脈動負荷にはエアコンプレッサを用い、負荷と電動機はブーリを介して接続した(負荷速度：電動機速度 = 1:3)。実用上は複数の実駆動システムと一台の模擬駆動システムを想定しているが、ここでは基礎的研究のため、図 5 の学習データ作成システム、フィードフォワード制御システムのインバータ、電動機および脈動負荷には同じものを用いた。また、繰返し学習制御、フィードフォワード制御およびインバータの制御は、16 bit マイクロプロセッサ(MPU 68000)により実現した。更に、速度検出器の出力にはリプル抑制のため、時定数 1.3 ms の低域フィルタを挿入した。制御周期 T_c は 500 μ s とし、インバータには電圧形トランジスタ PWM インバータを用いた。シミュレーションは(8)~(15)式により行った。ここでは簡単のため、インバータ出力は制御周期 T_c ごとにサンプルホールドされるアナログ出力とし、インバータの入力直流電源は DC フィルタの影響を無視し理想電圧源とした。システムの諸元を表 1 に示す。

4・2 定速度駆動時 図 12(a)に学習データ作成時のシミュレーション結果を示す。電動機回転速度の指令値 ω_r^* は $20 \times 2\pi$ (rad/s) であるので、電動機

の極対数を考慮すると、エアコンプレッサの平均速度は $3.3 \times 2\pi$ (rad/s) となり、変動周期は約 0.3 s である。図は $t=0$ 時に電動機を立上げ、 $t=t_1$ 時に繰返し学習制御を開始したものである。速度変動は繰返し学習制御によりいったん減少しているが、前章で検討したように、速度変動の高調波の中に増加する成分がある(系が不安定である)ので、途中から発散している。しかし、図 12(b)に示すように、速度変動が最小値であると考えられる $t=t_2$ の時点で学習制御をオフと

(a) 連続学習した場合

(b) 学習を途中で止めた場合

図 12 定速度駆動時のシミュレーション結果
Fig. 12. Simulation results in the case of constant speed drive.

し、その時点での学習データを利用してフィードフォワード制御した場合、速度変動が t_2 以降も継続して抑制されているのがわかる。

進み補償器のゲイン k_1 および k_2 を変えてシミュレーションした結果、 $k_1=0.1$ 、 $k_2=0.001$ s のとき、ほぼ速度変動の最小値が得られており、この場合、収束の時定数としては変動周期 ($T \approx 0.3$ s) の約 10~20 倍となる。〈3・2〉節において同条件で求めた、速度変動の基本波成分の時定数 τ_1 は約 10 T であった。これにより系の減衰性は (24) 式でほぼ評価できることがわかる。電動機の過渡特性、脈動負荷の特性を考慮したゲインの設定法については今後検討する。

〈4・3〉 可変速度駆動時

図 13 に学習データを用いたフィードフォワード速度変動抑制制御を行っているとき、速度指令 ω_r^* を変化させた場合のシミュレーション結果を示す。回転速度の指令値 ω_r^* を $20 \times 2\pi$ (rad/s) で始動した後、 $t=t_1$ 時に繰返し学習制御を開始し、 $t=t_2$ まで学習データを作成した。 t_2 以後は学習制御をオフとし、フィードフォワード V/F 一定制御で $t=t_3$ より ω_r^* を $30 \times 2\pi$ (rad/s) に上げ、 $t=t_4$ より $25 \times 2\pi$ (rad/s) に下げた。V/F 一定制御で

図 13 速度変化時のシミュレーション結果
Fig. 13. Simulation result in the case of speed variation.

図 14 速度変化時の実験結果

Fig. 14. Experimental result in the case of speed variation.

は、急加減速による脱調を防ぐため、 ω_r^* の変化率の上限を $5 \times 2\pi(\text{rad/s}^2)$ とした。速度変動は、加減速の途中でやや大きくなっているが、定常速度ではあまり大きくなることなく抑制されており、全体として学習制御以前の約 1/5 程度に抑制されているのがわかる。この結果より、速度変化時についても、速度変化の幅が大きくなければ、特定の運転周波数で得られた学習データを用いて速度変動抑制ができ、フィードフォワード速度変動抑制が有効に作用していることがわかる。図 14 の実験結果からも同様に有効性が確認できる。実験ではシミュレーションより収束速度が遅くなっているが、これにはパラメータの誤差、インバータの制御遅れ、電源側のフィルタなどが関係していると考えられ、今後の検討を要する。

5. あとがき

圧縮機などのような周期的な大きな脈動負荷をもつ誘導電動機に対して、負荷トルクの変動がほぼ負荷の回転角度に同期していることに着目し、これに繰返し学習制御を適用することにより、速度変動が抑制されることを、近似解析、シミュレーションおよび実験により確認した。以下に結果をまとめる。

(1) 負荷の速度脈動を繰返し学習制御により約 1/5 程度に抑制することができた。

(2) 誘導電動機の小信号等価回路より近似解析を行い速度変動の基本波およびその高調波の各成分について安定性、収束速度(時定数)を評価する方法を示した。

(3) 繰返し学習制御系が基本的に不安定な(速度変動が発散するような)場合でも、速度変動の最小値が適度に小さな状態で学習を止めることにより、得られた学習データを継続して用いることにより速度変動抑制制御ができることを示した。

(4) 速度オープンループ制御のまま回転速度を変化させた場合でも、変化幅があまり小さくなければフィードフォワード制御で速度変動抑制制御が有効であることを示した。

しかし、今回は負荷の大きさ(圧縮空気の圧力により変化)による影響については考慮せず、今後これらを含めた学習データ作成法、広範囲な速度にわたっての速度変動抑制をフィードフォワード制御で実現する方法を検討しなければならない。また、速度変動の最小値をより小さくする方法(例えば進み補償器の厳密なゲインの決定法)についても検討しなければならない。

最後に、本研究の一部は岡三加藤文化財団の援助を得て成されたことを記し、関係者各位に謝意を表する。

(平成 3 年 2 月 4 日受付, 同 3 年 8 月 8 日再受付)

文 献

- (1) 三菱電気編: インバータ応用マニュアル (昭 60) 電気書院
- (2) 伊藤, 他: 実用機器シリーズ・容積形圧縮機 (昭 45) 産業図書
- (3) 遠藤, 他: 「圧縮機の振動抑制のためのブラシレス直流モータ速度制御法」, 電気学会半導体電力変換研究, SPC-88-63, 1(昭 63)
- (4) 大野, 他: 「脈動負荷を持つ誘導電動機の学習制御」, 同上, SPC-89-70, 51(平 2)
- (5) 大野, 他: 「脈動負荷を持つ誘導電動機学習制御系の応答性」, 平 2 電学大全, No.573
- (6) 古賀, 他: 「インバータ駆動誘導機の安定性解析と安定化制御」, 昭 62 電学産業応用部門大会, No.81
- (7) 黒江, 他: 「周期的負荷を持つ誘導電動機駆動系の安定解析法」, 電学論 D, 107, 1175(昭 62-9)
- (8) 中野, 他: 「繰返し制御系の理論と応用」, システムと制御, 30, 34 (昭 61-1)
- (9) 川崎, 他: 「学習制御を適用したモータの回転リプル抑制法」, 昭 60 電学会大会, No.593
- (10) 小林, 他: 「繰返し制御を適用したモータの回転むら低減法」, 電学論 D, 107, 29 (昭 62-1)
- (11) 鈴木, 他: 「学習方式による水平関節形ロボットの直角軌道制御」, 昭 62 電学大会, No.1543
- (12) C. A. Desoer & M. Vidyasagar: Feedback Systems Input-Output Properties (1975) Academic Press

石 田 宗 秋 (正員)

昭和 27 年 4 月 12 日生。55 年 3 月名古屋大学大学院工学研究科電気工学および電子工学専攻博士過程後期課程修了。同年 4 月同大学工学部電気工学科助手, 62 年 6 月三重大学工学部電気工学科助教授, 現在に至る。工学博士。主として, パワーエレクトロニクスと圧電素子を用いた新形モータの開発に関する研究に従事。IEEE, パワーエレクトロニクス研究会, 計測自動制御学会会員。

大 野 政 治 (正員)

昭和 40 年 10 月 17 日生。平成 2 年 3 月三重大学大学院工学研究科電気工学専攻修了。同年 4 月三菱電機(株)に入社, 現在に至る。

堀 孝 正 (正員)

昭和 13 年 10 月 30 日生。36 年 3 月大阪大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月(株)日立製作所日立研究所入所。62 年 1 月三重大学工学部電気工学科教授, 現在に至る。計測制御国際会議(IECON'91)論文委員長, 電気学会産業応用部門特別委員会委員, 平成 2 年度 IEEE/IES 副会長(技術担当)。IEEE, パワーエレクトロニクス研究会, 計測自動制御学会, システム情報制御学会会員。