サーボ系の機械振動抑制 FIR フィルタの自動調整

長 野 鉄 明*

Auto-tuning of Vibration Suppression FIR Filter Using Adaptive Filter in Servo System

Tetsuaki NAGANO*

Servo systems are widely used in various position control applications from general industry machine to semiconductor machine. In these systems, it is usually difficult to adjust the controller to high response, because there are mechanical vibrations caused by mechanical resonances and phase delay in high frequency domain. This paper proposes an auto-tuning method of vibration suppression FIR filter using adaptive FIR filter. The auto-tuning method is performed by setting coefficients of adaptive FIR filter outside of control loop to vibration suppression FIR filter in turn. Simulation and experimental results show that the proposed method can suppress the vibration, and can improve stability and response of servo system. Thus, the proposed method can provide auto-tuning of vibration suppression filter under various operating conditions.

Key Words: servo, adaptive filter, vibration suppression, auto-tuning

1. はじめに

サーボモータとそれを駆動するサーボアンプは、産業機械で広く用いられており、利用分野の拡大や生産設備の技術進化に伴い、機器メーカではさまざまな取り組みが行われてきた^{1)~6)}。産業機械ではサーボモータとボールネジを用いたテーブル駆動系が一般的に用いられるが、カップリングやボールねじなどの伝達機構や機械構造の剛性に起因した機械共振が存在する。これらはおおむね 150 Hz 以上の領域に存在するが、ダンピングが悪いため制御帯域から離れていても振動的になりやすく、テーブル位置や荷重による共振周波数の変化、潤滑や組立・設置状態による機台間の特性ばらつきが存在する。サーボアンプでは、速度制御帯域より高域の機械共振に対しては、制御ループ内にノッチフィルタを挿入して振動抑制を図る場合が多い。しかし、モータ速度に現れる振動周波数と機械共振周波数が一致しない場合や、より高次の機械共振が励起される場合があり、ノッチフィルタの調整を難しくしている。このノッチ周波数の設定に関しては、ノッチ深さが固定された一つのノッチ特性をもつ IIR (Infinite Impulse Response) ノッチフィルタのノッチ周波数を自動調整する適応ノッチフィルタ^{7)~10)}が提案されている。また、テーブルの位置決め制御装置において、剛性の異なるカップリングに交換した場合に発生する振動問題に対し、適応制御による振

動抑制の効果を、4 種類のカップリングを用いた実験検証した先行研究がある¹¹⁾。一方、筆者らは、速度制御器の後段に置いた FIR (Finite Impulse Response) フィルタを、適応フィルタ¹²⁾を用いて機械共振周波数に対応したノッチフィルタ特性に自動調整する事例¹³⁾ (以下、従来事例) を紹介した。

近年、変種変量生産に対応した機械の運転パターンの変更をきっかけに振動が発生する事例が散見されており、生産現場では振動発生時の機械振動抑制の自動調整が、サーボアンプの重要な機能として改めて求められている。従来事例に関しては、以下の四つの課題があることがわかった。すなわち、①制御器や検出器の位相遅れが原因で発生する高域振動への対応、②二つの機械共振モードへの対応、③小振幅動作時の調整時間の増加、④適応フィルタの参照信号を速度指令と独立に生成することによるフィルタ係数の変動と速度応答のばらつき、である。

本論文では、FIR フィルタによるノッチ特性と位相進み特性の定量的な検討と、従来事例の上記の四つの課題に対応した適応フィルタを用いた振動抑制 FIR フィルタの自動調整方式の改善について提案する。すなわち、速度指令に対し所定の応答を示す信号を適応フィルタの参照信号とし、それにサーボモータ速度の振動成分を加算した信号を適応 FIR フィルタの入力とし、その出力が参照信号に近づくように NLMS (Normalized Least Mean Square) アルゴリズム¹²⁾によってフィルタ係数を逐次調整する。次いで、そのフィルタ係数を、速度制御器の後段に置いた振動抑制 FIR フィルタに逐次設定することで振動抑制 FIR フィルタの自動調整を行なうものである。そして、シミュレーションと実験により評価を行なう。

* (株) エムテック 大阪市淀川区宮原 3 丁目 3-31

* M-TEC COMPANY LIMITED, 3-3-31 Miyahara, Yodogawa-ku, Osaka

(Received May 21, 2017)

(Revised September 4, 2017)

Fig. 1 Speed control system with notch filter

(a) Bode plot

(b) Motor speed step response (simulation)

Fig. 2 Bode plot and speed response without notch filter in Fig. 1

2. ノッチフィルタによる機械振動抑制の課題

Fig. 1 に、検討の対象とするノッチフィルタを備えた速度制御系の構成を示す。速度制御器は、デジタル制御であるが、連続系 PI 制御器で簡略化した。\$J\$ は、モータ軸換算の機械系全体の慣性モーメント、\$\omega_{SC}\$ は、機械系を慣性モーメント \$J\$ の剛体とした場合の速度応答の設計値（開ループ交差周波数）であり、\$\omega_{PI}\$ は PI 折れ点周波数である。無駄時間 \$T_{d1}\$ は、速度制御周期 0.5 ms の半分と演算遅れ 0.1 ms の合計値 0.35 ms である。サーボモータは 3 相交流モータであるが、ベクトル制御と電流制御が行なわれているので、トルク指令値 \$T_m^*\$ からモータトルク \$T_m\$ までの応答を、2 次系と無駄時間 \$T_{d2}\$ で近似した。後述する実験装置の特性に基づいて、\$\omega_{cc} = 4000\$ rad/s、\$\zeta = 0.8\$ とし、\$T_{d2}\$ は電流制御の制御周期 0.1 ms の半分と演算遅れ 0.1 ms の合計値 0.15 ms とした。無駄時間 \$T_{d3}\$ は速度検出の遅れの 0.25 ms である。機械系 \$G_M(s)\$ はモータトルク \$T_m\$ からモータ速度 \$\omega_m\$ までの伝達関数を表わす。なお、産業機械では、一般的に速度制御系

(a) Notch frequency \$\omega_n\$ is matched to resonance frequency \$\omega_p\$.

(b) Notch frequency \$\omega_n\$ is set to vibration frequency 1400 rad/s in Fig. 2(b).

Fig. 3 Speed step response with notch filter

の外側に位置制御系が設けられるが、ここでの振動現象には直接影響しないため省略した。

Fig. 2 は、Fig. 1 において、機械系 \$G_M(s)\$ の伝達関数を (1) 式の 2 慣性共振系としてノッチフィルタ \$G_N(s)\$ を省略した場合のボード線図と、速度指令を矩形波状に与えた場合のモータ速度のシミュレーション結果である。

$$G_M(s) = \frac{\omega_p^2}{J\omega_z^2 s} \frac{s^2 + 2\zeta_z\omega_z s + \omega_z^2}{s^2 + 2\zeta_p\omega_p s + \omega_p^2} \quad (1)$$

ここで、\$\omega_{SC} = 450\$、\$\omega_{PI} = 30\$、共振周波数 \$\omega_p = 1000\$ rad/s、反共振周波数 \$\omega_z = 707\$ rad/s、ダンピング \$\zeta_p = \zeta_z = 0.02\$ とした。速度応答波形には、閉ループボード線図のゲインピーク周波数 1400 rad/s に対応した、顕著な振動が発生している。

Fig. 3 は、Fig. 2 の振動的な状態に対して、(2) 式の IIR ノッチフィルタを、適用した場合のシミュレーション結果である。

$$G_N(s) = \frac{s^2 + 2g_n\zeta_n\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_n\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2)$$

ここで、\$\omega_n\$：ノッチ周波数、\$\zeta_n\$：ノッチ帯域幅、\$g_n\$：ノッチ深さ

Fig. 3(a) は、(2) 式の \$\omega_n\$ を共振周波数 1000 rad/s に一致

Fig. 4 Speed control system with proposed method

させ、 $\zeta_n = 0.5$, $g_n = 0.02$ と設定した場合であり、良好に速度振動が抑制されていることがわかる。Fig. 3 (b) は、モータ速度に現れている振動周波数 1400 rad/s をノッチ周波数 ω_n に設定した場合であるが、応答が不安定となっている。これは、モータ速度に現れる振動周波数からノッチ周波数を適切に設定することは、一般にできないことを意味する。一方、機械の運転を止めて診断や調整を行なうことは、専門知識や計測器を必要とするだけでなく生産性が低下するため、振動抑制フィルタの自動調整の高性能化が求められる。

3. 適応 FIR フィルタによる振動抑制 FIR フィルタの自動調整

3.1 制御系の構成

基本的な構成は、従来事例¹³⁾に基づいている。すなわち、Fig. 1 の速度制御器の後段のノッチフィルタを振動抑制 FIR フィルタで置き換え、速度ループとは別に配置した振動抑制 FIR フィルタと同じ構造の FIR フィルタをもつ適応 FIR フィルタで振動抑制 FIR フィルタ係数を逐次調整して行く構成である。ただし、従来事例では、参照信号は、速度指令とは振幅、周期、位相とも独立であったが、本論文では、1 章で述べた課題④を改善するために参照信号の生成方法を変更する。同じく課題③を改善するために、フィルタ係数を調整する適応アルゴリズムを変更する。詳細は以下に述べる。

Fig. 4 に、サーボモータの速度制御系に提案法を適用した場合の構成を示す。同図において、速度指令 ω_r をローパスフィルタ $G_L(s)$ に通したものを、適応 FIR フィルタの参照信号 r とする。また、モータの速度信号 ω_m をハイパスフィルタ $G_H(s)$ に通すことによって ω_m に含まれる振動成分 d を抽出する。ここで、 $G_L(s)$, $G_H(s)$ は (3) 式、(4) 式で与え、その遮断周波数は速度制御の目標応答 ω_{sc} と同じ値とす

る。これにより、参照信号 r は速度指令に同期しかつ所定の目標応答 ω_{sc} の 1 次遅れ信号となり、振動成分 d は目標応答以上の除去すべき振動成分を多く含む信号となる。

$$G_L(s) = \frac{\omega_{sc}}{s + \omega_{sc}} \quad (3)$$

$$G_H(s) = \frac{s}{s + \omega_{sc}} \quad (4)$$

次いで、(5) 式のように参照信号 r に振動成分 d を加算した信号を適応 FIR フィルタの入力信号 x とする。これにより、 x は、速度指令 ω_r に対する 1 次遅れ信号である r に除去すべき振動成分 d が重畳した信号となる。

$$x = r + d \quad (5)$$

適応 FIR フィルタ部の FIR フィルタは信号 x を入力しその出力 y と参照信号 r との誤差 e が減少するように、後述する適応アルゴリズムによって FIR フィルタの係数 $a_0 \sim a_N$ を調整する。参照信号 r に振動成分 d を重畳させた信号 x が、参照信号 r に近づくので FIR フィルタは、参照信号 r を通過させ振動成分 d を除去する特性をもつことになる。そこで速度制御器の後段の振動抑制フィルタを FIR フィルタと同じ構造とし適応アルゴリズムにより調整されたフィルタ係数を逐次設定して行くことで、運転中の振動周波数の変動も含めて振動を除去することができる。

なお、本構成とは異なり速度制御器の後段の直接振動抑制フィルタを適応フィルタで置き換えることが考えられるが、トルク指令としての参照信号をどのように与えればよいかという問題が発生する。本構成によればその問題を解決することができる。

3.2 振動抑制 FIR フィルタの特徴と効果

2 章で述べたように、機械共振のゲインピークと制御系の位相遅れの影響で振動が発生するため、振動抑制 FIR フィル

タは、ゲイン抑制と位相進みの両方の特性に対応できることが望ましい。ところで、デジタル信号処理の分野では、タップ数が数十から百を超える FIR フィルタを設計の対象としており、本論文で取り扱う比較的低位のものについては、特に検討がなされていないように思われる。そこで、低位の FIR フィルタの特性について確認する。まず、タップ数 N の FIR フィルタの漸化式は (6) 式で表わされる¹²⁾。

$$y(k) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(k)x(k-i) \quad (6)$$

ここで、 $N=3$ の 3 タップの FIR フィルタを考える。たとえば、サンプリング周期が T_s 、波数 ω_{n1} でのゲインが g_{n1} (< 1)、直流ゲインが 1 という条件 ($a_0 + a_1 + a_2 = 0$) を与えると、ノッチ周波数 ω_{n1} 、ノッチ深さ g_{n1} であるノッチフィルタとなる係数 $a_0 \sim a_2$ が、(7)、(8) 式のように求まる。Fig. 5 (a) は、 $T_s = 2 \text{ ms}$ 、 $\omega_{n1} = 800, 900, 1000 \text{ rad/s}$ 、 $g_{n1} = 0.01$ (-40 dB) とし、 $a_0 \sim a_2$ を (7)、(8) 式で与えた場合のボード線図である。

$$\alpha_1 = \frac{\cos^2(\omega_{n1}T_s)}{2 \sin\left(\frac{\omega_{n1}T_s}{2}\right) \left\{ \sin\left(\frac{\omega_{n1}T_s}{2}\right) - \sin\left(\frac{3\omega_{n1}T_s}{2}\right) \right\}} \quad (7)$$

(a) $T_s=2\text{ms}$, $\omega_{n1}=800,900,1000\text{rad/s}$, $g_{n1}=0.01$, $a_0 \sim a_2$ given by Eq.(7),(8)

(b) $a_0=\alpha_2$, $a_2=-1+\alpha_2$, ($\alpha_2=0.6, 0.65, 0.7$)

Fig. 5 Bode plot of 2-tap FIR filter

$$a_0 = \frac{1}{2} - \alpha_1 + \frac{g_{n1}}{2} + \alpha_1 g_{n1}, \quad a_1 = 2\alpha_1(1 - g_{n1}), \quad (8)$$

$$a_2 = a_0 - g_{n1}$$

また、直達成分 $x(k)$ と連続系の微分に相当する差分成分 $x(k) - x(k-1)$, $x(k) - x(k-2)$ との線形和により位相進み特性を与えることができる。Fig. 5 (b) は、一例としてフィルタ係数を $a_0 = \alpha_2$, $a_1 = 0$, $a_2 = -1 + \alpha_2$, $\alpha_2 = 0.6, 0.65, 0.7$ とおいた場合のボード線図であり、位相進み特性となっている。このように、低位の FIR フィルタであっても、係数の調整によりノッチフィルタ特性や位相進み特性を実現できることがわかる。

3.3 振動抑制 FIR フィルタのタップ数について

サンプリング周期 T_s 、 N タップの FIR フィルタにおいては、 $y(k) = (1 - \gamma)x(k) + \gamma x(k - N)$, ($0 < \gamma < 1$) とした場合に最小のノッチ周波数 ω_{n_min} が得られ、 $y(k) = (1 - \gamma)x(k) + \gamma x(k - 1)$ とした場合に最大のノッチ周波数 ω_{n_max} が得られる。具体的には (9) 式となる。

$$\omega_{n_max} = \frac{\pi}{T_s}, \quad \omega_{n_min} = \frac{\pi}{(N-1)T_s} \quad (9)$$

また、FIR フィルタを位相進み特性として用いる場合、FIR フィルタは (10) 式の範囲で位相進み特性を示す。

$$\omega_{n_min} < \omega < \omega_{n_max} \quad (10)$$

以上のように想定される振動抑制の周波数範囲に応じて FIR フィルタのタップ数 N とサンプリング周期 T_s を設定すればよい。対象となる振動周波数の範囲については、サーボアンプのメーカー側でおおむね把握できているので、提案法をサーボアンプに実装する際に支障とはならないと考える。

3.4 適応 FIR フィルタの適応アルゴリズム

従来事例で採用した LMS アルゴリズムは演算量が少ないが、振動成分が減少すると収束速度が低下するという性質がある。ここでは NLMS アルゴリズムを採用し収束速度の改善を図る。(11) 式にフィルタ係数の調整式を示す。 σ_x^2 は入力信号 x の分散であり (12) 式で与えられる。 β は正の定数であり、値が大きいほど調整速度が速い。ただし、NLMS アルゴリズムの収束条件として $0 < \beta < 2$ の制約がある¹²⁾。

$$a_i(k+1) = a_i(k) + \frac{\beta}{\sigma_x^2} e(k)x(k-i) \quad (11)$$

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{n+1} \sum_{i=0}^n [x(k-i) - \bar{x}]^2 \quad (12)$$

ここで、2 章で述べたように対象とする速度制御系は位置制御の中で用いられ、サーボモータは所定の動作範囲内で位置決め制御されるので、その平均速度は零となる。したがって、入力信号 x の平均値も零とみなせるので、(12) 式は、(13) 式で簡略化できる。

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{n+1} \sum_{i=0}^n [x(k-i)]^2 \quad (13)$$

Table 1 Simulation conditions

Controlled object	
(1) Rigid body	
(2) 2mass system	
Resonance frequency ω_p	1000 rad/s
Anti-resonance frequency ω_z	709 rad/s
Damping coefficient ζ_p, ζ_z	0.02
Speed controller	
PI control	
(1) ω_{sc}, ω_{pi}	1200 rad/s, 40 rad/s
(2) ω_{sc}, ω_{pi}	450 rad/s, 30 rad/s
Time-delay T_{d1}, T_{d2}, T_{d3}	0.35, 0.15, 0.25 ms
Torque(current) control system	
2'nd order system	
Cut off frequency ω_{cc}	4000 rad/s
Damping coefficient ζ_{cc}	0.8
Adaptive FIR filter	
Sampling time T_s	0.25 ms
Number of taps N	17
Adaptive algorithm	NLMS
Parameter β	0.05
Vibration suppression filter	
FIR filter	
Sampling time	0.25 ms
Number of taps N	17

4. 検証結果と考察

4.1 シミュレーション結果

本節では、Fig. 4 において機械系 $G_M(s)$ が慣性モーメント J の剛体とみなせる場合と、(1) 式の 2 慣性系である場合についてシミュレーション検証を行なう。Table 1 に、制御対象の特性、制御器の応答設定、適応 FIR フィルタおよび振動抑制 FIR フィルタの仕様を示す。タップ数 $N = 17$ 、 $T_s = 0.25$ ms なので、(9), (10) 式の ω_{n_max} , ω_{n_min} は、12566, 785 rad/s であり、以下のシミュレーションで現れる振動周波数はこの範囲に含まれる。フィルタの係数の初期値は、ゲイン 1 の直達要素となるように $a_0 = 1$, $a_1 \sim a_{16} = 0$ と設定した。なお、(11) 式の β は、シミュレーションで何通りか試して $\beta = 0.05$ とした。

(1) 機械系が剛体である場合

Fig. 6 にシミュレーション結果を示す。同図 (a) に示すように、機械自体には振動要素はないが、制御器などの位相遅れにより閉ループ系は 1500 rad/s 付近にゲインピークをもつ振動系となっている。同図 (b), (c) から自動調整が始まると速度振動が速やかに抑制されることがわかる。同図 (d) は自動調整が収束した時点でのフィルタ係数から求めた振動抑制 FIR フィルタのボード線図であり、1000 rad/s 以上での位相進み量が多くなっていることがわかる。

(2) モータと負荷機械が 2 慣性共振系である場合

Fig. 7 にシミュレーション結果を示す。同図 (a), (b) から、自動調整により振動が抑制されることがわかる。同図 (c) は自動調整が収束した時点での振動抑制フィルタのボード線図である。Fig. 2 (a) に示したように閉ループ系は 1400 rad/s にゲインピークをもつ振動系であるが、振動抑制フィルタは、機械共振周波数 1000 rad/s でノッチ特性となり、1400 rad/s

(a) Bode plot of speed control without notch filter

(b) Motor speed response.

(c) Coefficients of vibration suppression filter.

(d) Bode plot of vibration suppression FIR filter after tuning.

Fig. 6 Auto-tuning of vibration suppression filter with proposed method in rigid system (simulation)

付近で位相進みとなっていることがわかる。

4.2 実験結果

(1) 機械系が二つの機械共振をもつ場合

Table 2 と Fig. 8 に、実験装置の構成と仕様を示す。この装置は、産業機械で一般的に使われているサーボモータとボールねじによるテーブル駆動を模擬したものである。テー

Fig. 8 Block diagram of experimental system

(a) Motor speed response

(b) Coefficients of vibration suppression filter

(c) Bode plot of vibration suppression FIR filter after tuning

Fig. 7 Auto-tuning of vibration suppression filter with proposed method in 2-inertia system (simulation)

ブル端部に錘をオフセットさせて装着することによって、テーブルを支持している直動軸受のばね剛性によるテーブルの水平面内での回転振動（ヨーイング振動）が発生するようにし

Table 2 Specs of ball screw driving table

Servo Motor	Mitsubishi® HG-KR23
Rated power	200 W
Rated speed	3000 r/min
Rated torque	0.64 Nm
Moument of inertia	2.21e-5 kg・m ²
Encoder resolution	2 ¹⁸ pulse/rev
Coupling	
Tortional stiffness	4000 Nm/rad
Moument of inertia	1.15e-5 kg・m ²
Ball screw	NSK® SKR46
Diameter	0.015 m
Length	0.82 m
Effective stroke	0.70 m
Lead	0.01 m/rev
Moment of inertia	3.18e-5 kg・m ²
Moving table	
Mass (with offset weight)	2.25 kg

Table 3 Specs of controller and adaptive FIR filter

Servo control system	
dSPACE® real-time controller DS1006 system	
Speed PI controller	
ω_{sc}, ω_{pl}	735 rad/s, 70 rad/s
Sampling time T_s	100 μ s
Current PI controller	
Sampling time	50 μ s
Cut-off frequency	6000 rad/s
Vibration suppression FIR filter	
Number of taps N	17
Sampling time	100 μ s
Adaptive FIR filter	
Adaptive algorithm	NMLS
Number of taps N	17
Parameter β	0.05
Sampling time	100 μ s

た、この振動は、実際の機械でもよく生じる振動モードである。さらに、カップリングとボールねじのねじり剛性による軸ねじり振動も存在する。

Table 3 に、速度制御とトルク制御の応答設定、および適応 FIR フィルタと振動抑制 FIR フィルタの仕様を示す。制御装置には、MATLAB/Simulink®で作成した制御ブロック

Fig. 9 Bode plot from torque command to motor speed in Fig. 8 (measured)

(a) Upper: motor speed, middle: torque command, lower: filter coefficients.

(b) Enlargement of motor speed before tuning.

Fig. 10 Experimental result of auto-tuning in Fig. 8 when rectangular speed pattern

図から直接制御演算が実行可能な dSPACE®社製のコントローラを使用した。速度制御の応答 ω_{sc} は、振動抑制フィルタなしでは応答が徐々に発散する設定となっている。なお、 β

Fig. 11 Bode plot of vibration suppression FIR filter after tuning (measured)

Fig. 12 Experimental results when speed command level is one-tenth of Fig. 10

の値、フィルタ係数の初期値は前節のシミュレーションと同一値とした。

Fig. 9 に、実験装置におけるトルク指令からモータ速度の検出信号までの周波数特性の実測値を示す。2400 rad/s 付近のゲインピークは、テーブルのヨーイング振動によるものであり、6500 rad/s 付近のゲインピークは、カップリングとボールねじのねじり剛性によるものである。二つの共振モードをもつ 3 慣性系の特性を示しているといえる。また、2000 rad/s 以上での位相遅れの増加は、制御器や検出器の影響である。なお、タップ数 $N = 17$ 、 $T_s = 0.1$ ms なので、(9)、(10) 式の ω_{n_max} 、 ω_{n_min} は、31416、1963 rad/s であり、実験装置の振動周波数と適合している。

Fig. 10 に、速度指令を振幅 ± 100 r/min の矩形波状に与えた場合の応答を示す。自動調整が始まると振動が速やかに抑制されていることがわかる。また、同図 (b) の拡大図において、0.27 s から 0.29 s 区間を見ると上述の二つの機械共振の振動成分が混在していることがわかる。Fig. 11 は、自動調整が収束した時点のフィルタ係数から求めた振動抑制フィ

Fig. 13 Experimental result of auto-tuning in Fig.8 when speed pattern changed from trapezoidal to rectangular

Fig. 14 Experimental results by method of reference ¹³⁾

ルタのボード線図である。二つの機械共振に対応した特性に調整されたことがわかる。**Fig. 12**は、テーブルが数 mm/s という極低速の動作を想定して、速度指令振幅を Fig. 10 の 1/10 の ± 10 r/min とした場合の応答である。良好に振動が抑制されている。**Fig. 13**は、速度パターンを滑らかなパターンから、途中で矩形波状に変更した場合の実験結果である。滑らかなパターンでは振動が生じていないが、矩形波状に切替えると振動が発生している。これは、機械系に存在する何らかの非線形性によるものと思われる。なお、1.4 sec 付近で自動調整を開始することで振動は抑制されている。

Fig. 14は、従来事例で示した速度指令とは独立に参照信号 r を生成する手法を適用した場合の実験結果を示す。 r の生成法以外は、Fig. 10 と同一の条件である。参照信号 r は、速度指令と振幅と周期が同一で、位相だけが異なるものを用いた。速度指令の変化タイミングでフィルタ係数が変動しており、速度応答の立ち上がり部分に応答のばらつきや若干の振動の発生が認められる。

Fig. 15 Bode plot from torque command to motor speed with load-disk directly connected to motor shaft (measured)

(a) Motor speed and vibration suppression filter coefficients.

(b) Bode plot of vibration suppression FIR filter after tuning.

Fig. 16 Experimental result of auto-tuning when inertia disk direct connected to motor with system phase lag

(2) 位相遅れが要因で振動的である場合

サーボモータに負荷円板を直結した場合の実験結果について述べる。モータ、制御装置、適応フィルタの構成は、Table 2, Table 3 と同じである。Fig. 15 は、モータトルク指令から、モータ速度の検出信号までのボード線図である。約 3000 rad/s で位相余裕が零になっている。また、モータ軸のねじり剛性による機械共振があるが、トルク制御応答の帯域によりゲインが低下しているため、この実験には影響はない。Fig. 16 (a) は、速度応答 ω_{SC} を 2700 rad/s に設定した場合の応答波形である。自動調整により振動が抑制されることがわかる。Fig. 16 (b) は、自動調整の収束時点でのフィルタ係数から求めた振動抑制フィルタのボード線図である。2500 rad/s 付近を中心に位相進みとなっていることがわかる。なお、トルク制限値を超えないよう速度指令振幅を $\pm 10 \text{ r/m}$ としている。

4.3 考察

(1) 位相余裕の改善について

4.1 節 (1) のシミュレーション結果 Fig. 6 および 4.2 節 (2) の実験結果 Fig. 16 において、位相余裕が零の付近で FIR フィルタが位相進み特性に調整され、振動が抑制されることを確認できた。

(2) 二つの機械共振への対応

4.2 節 (1) の Fig. 9～Fig. 11 に示した実験結果において、二つの機械共振に対応したノッチフィルタとなるように FIR フィルタが調整され良好に振動が抑制されることを確認できた。

(3) 小振幅動作時の収束速度の改善

4.2 節 (1) の Fig. 10 と Fig. 12 に示した実験結果の比較において、小振幅動作において、NLMS アルゴリズムを適用した本提案法では、フィルタ係数調整の収束速度が低下しないことを確認できた。

(4) 適応フィルタの参照信号の生成方法の改善

4.2 節 (1) の Fig. 14 に示した従来事例の構成による実験結果では、速度指令の変化タイミングでフィルタ係数の変動、速度応答のばらつき、および若干の振動発生が認められる。これは、参照信号 r が一定の期間に速度指令信号が変化するため、その際の速度変化が振動と認識されフィルタ係数が修正されることがその要因と考えられる。一方、本論文では、速度指令信号から参照信号を生成したので、Fig. 11 に示すようにフィルタ係数や速度応答のばらつきが認められず、その改善効果が確認できた。ただし、Fig. 4, Fig. 8 の構成において参照信号 r は速度指令 ω_r から作成するので、停止状態では参照信号 r は零となって振動が発生しても、適切な調整が行えないことは明らかである。対策としては、従来事例のように参照信号 r を速度指令 ω_r とは独立に与えるように切り替えることが考えられるが、これについては本論文の範囲を超えるため、今後の検討課題としたい。

5. おわりに

本論文では、サーボアンプで制御される産業用の機械装置

を高応答化する際に発生する高域の振動を抑制するために、筆者らが従来事例で示した適応 FIR フィルタを用いた振動抑制 FIR フィルタの自動調整方式の四つの課題に対して提案方式により改善を行なった。併せて、FIR フィルタの振動抑制作用としてのノッチ特性と位相進み特性についてタップ数、サンプリング時間、有効に作用する周波数範囲との関係を式で示した。そして、シミュレーションおよび実験で、従来事例での課題を改善できることを確認した。特に実際の産業機械の振動特性を模擬した実験装置を用いて、二つの機械共振を同時に抑制できることや、位相余裕の改善による振動低減効果を確認した。以上のように、本論文における改善提案は、サーボアンプの調整の容易化と調整時間の短縮に有用と考える。

参考文献

- 1) 松本, 長野, 寺田, 磯田: 汎用 AC サーボの制振制御機能, 三菱電機技報, **77-6**, 37/41 (2003)
- 2) T. Miyazaki and M. Ozaki: New AC Servo Amplifier MR-J3 series, Mitsubishi Electric ADVANCE, **112**, 2/4 (2005)
- 3) 川尻, 池田, 榎本, 土屋, 吉田: 次世代 AC サーボアンプ “MR-J4 シリーズ”・サーボモータ “HG シリーズ”, 三菱電機技報, **86-4**, 7/10 (2012)
- 4) 酒井, 井本: 汎用インバータ・サーボシステムの最新技術, 富士時報, **85-3**, 12/16 (2012)
- 5) 久保, 大久, 久松: AC サーボドライバ Σ -7 の開発, 技報安川電機, **78-2**, 57/61 (2014)
- 6) 今田, 鈴木, 園田, 藤原: AC サーボの高速・高精度位置決めと簡単調整を実現する制御技術の開発, パナソニック技報, **60-2**, 54/59 (2014)
- 7) 松井義弘: 共振機械系制御のための適応ノッチフィルタ, 電気学会産業応用部門大会, 395/398 (2006)
- 8) 木坂正志: 周波数追従型ピークフィルタを使った適応ノッチフィルタ, 電気学会産業計測制御研究会, IIC-06-136, 27/30 (2006)
- 9) 小木, 塚原: 適応ノッチフィルタの開発および XY ステージへの適用, 住友重機械技報, **176**, 7/12 (2011)
- 10) J. Levin and P. Ioannou: Multirate Adaptive Notch Filter with an Adaptive Bandwidth Controller for Disk Drives, Proc. of American Control Conference, 4407/4412 (2008)
- 11) 佐藤和也: ロバスト適応制御法を用いた位置決め制御～入力部の非線形特性の補償について～, 計測と制御, **48-8**, 652/657 (2012)
- 12) 飯国洋二: 適応信号処理アルゴリズム, 培風館 (2000)
- 13) 池田, 長野: サーボモータのセルフチューニング制御, 計測と制御, **39-10**, 643/646 (2000)

[著者紹介]

長野 鉄 明 (正会員)

1983 年東京工業大学制御工学科卒業。同年、三菱電機 (株) に入社し同名古屋製作所にて、誘導電動機のセンサレスベクトル制御、サーボによる機械振動の抑制制御、リアルタイムシミュレーション技術、モデルベース開発手法などの開発に従事。2016 年より (株) エムテックにて特許調査事業に従事。電気学会会員。