Implementation of Disturbance Attenuation Controller Based on Frequency Estimation

Tatsuo Narikiyo Member (Toyota Technological Institute and RIKEN BMC Center)

Katsuhiko Fuwa Non-member (Nagoya Institute of Technology)

Takeshi Murano Non-member (Toyota Technological Institute)

Keywords: disturbance observer, frequency estimator, adaptive notch filter

In this paper, a design method of disturbance attenuation system that can cope with the frequency variation (DOFV) is proposed. The main idea of this design method is to combine DOFV with frequency estimator (adaptive notch filter:ANF) that can estimate disturbance frequency in real time.

We consider a pure sinusoidal signal

$$d(t) = k \sin \omega_* t, \quad \omega_* > 0, \quad \dots \quad (1)$$

where ω_* is unknown frequency and k is an amplitude, $k > 0$, is also unknown. To estimate the unknown frequency we introduce the ANF described by following dynamical system.

$$\begin{cases} \ddot{z}(t) + 2\zeta\omega(t)\dot{z}(t) + \omega(t)^2 z(t) = \omega(t)^2 d(t) \\ \dot{\omega}(t) + \gamma z(t) \{ \omega(t)^2 d(t) - 2\zeta\omega(t)\dot{z}(t) \} = 0 \end{cases} \quad \dots \quad (2)$$

Where $\omega(t)$ represents the estimated frequency, $\zeta > 0$ and $\gamma > 0$ are tuning parameters to relieve the conflict between estimation speed and noise sensitivity.

The overall disturbance attenuation system is depicted in Fig. 1. $G_p(s)$ represents a given plant, $r(s), u(s), y(s)$ and $e(s)$ are reference input, control input, measurement output and error signal, respectively. $\hat{K}$ is the state feedback gain matrix to assign desired poles to the closed loop system. C_e, C_y and $\hat{C}_{dal}$ are controllers of DOFV. $G_{p_sub}(s)$ can be given arbitrarily if it is proper stable transfer function.

Fig. 1. Block diagram of DOFV with ANF

To demonstrate the usefulness of this control system we apply to experimental system depicted in Fig. 2. By the identification method based on frequency response the dynamical model of the experimental system is obtained as

$$G_p(s) = \frac{2100}{s^2 + 5.845s + 3.282 \times 10^2} \quad \dots \quad (3)$$

Fig. 3 shows measurement output controlled by the proposed disturbance attenuation system. This result demonstrates the effectiveness of the proposed disturbance attenuation system.

Fig. 2. Experimental system

Fig. 3. Disturbance response with proposed control

周波数推定に基づく外乱抑制制御系の実装

正員 成清 辰生* 非会員 不破 勝彦**
非会員 村野 剛志***

Implementation of Disturbance Attenuation Controller Based on Frequency Estimation

Tatsuo Narikiyo*, Member, Katsuhiko Fuwa**, Non-member, Takeshi Murano***, Non-member

A well-known control system that can reduce the adverse effects of disturbances is a disturbance observer. Whenever we apply disturbance observer, disturbance frequency should be known and constant. However, in many cases of industrial systems disturbance frequency is varied for some frequency range. Therefore, it may be difficult to reduce the adverse effect of such disturbance by use of the traditional disturbance observer. In this paper, a design method of disturbance attenuation system that can cope with the frequency variation (DOFV) is proposed. The main idea of this design method is to combine DOFV with frequency estimator that can estimate disturbance frequency in real time. Even though the proposed disturbance attenuation system is low degree and low gain controller, it has superior steady state characteristic. Numerical simulations and experiments show the usefulness of the proposed disturbance attenuation system.

キーワード：外乱オブザーバ，周波数推定，適応ノッチフィルター

Keywords: disturbance observer, frequency estimator, adaptive notch filter

1. はじめに

外乱抑制問題は，重要な制御問題の一つとして数多くの研究が行われてきた。例えば，高ゲイン H_∞ オブザーバによる完全観測⁽¹⁾や高ゲイン未知入力オブザーバ⁽²⁾などを用いた未知外乱抑制制御系が提案されている。これらの手法は，ある範囲に周波数スペクトルを持つ外乱に対して有効であることが知られているが，高ゲインに起因するノイズ対応が問題となっている。一方，単一周波数の外乱に対しては，繰返し制御系⁽³⁾や外乱オブザーバ⁽⁴⁾による外乱抑制制御系が提案されている。これらの手法は直流あ

るいは固定周波数成分を有する外乱に対して設計されるため，外乱周波数が既知である必要がある。したがって，外乱周波数が未知な場合や変動する場合などに適用することは困難である。さらに， H_∞ 制御を用いて共振周波数近傍で感度関数のゲインを低下させることによって，周波数の変動する外乱に対してもその影響を除去しようとする報告もある⁽⁵⁾。しかしながら，この手法では，制御性能を高めるために一般的には複雑なループ整形が要求され，そのため H_∞ 制御器が求まらないことがしばしば起こり得る。したがって，実現を睨むと制御性能が保守的になり易いという問題がある⁽⁷⁾。

筆者らは周波数変動を伴う周期性外乱の抑制を目的とした外乱オブザーバ（周波数変動外乱オブザーバ：Disturbance observer to cope with frequency variation. 以下，DOFVと略記）を提案し，優れた制御効果を確認している^{(6)~(8)}。しかしながら，DOFVは混入する外乱の周波数が測定できる仮定の下で周期性外乱を抑制する構成であるため，実用上の観点から考えると外乱周波数が測定できない場合には適用が困難である。そこで，本研究では外乱周波数が測定できない場合においてもDOFVにより外乱抑制を達成できるよう，混入する周期性外乱の周波数を実時間で測定できる推定器⁽⁹⁾とDOFVの併合系の構成手法を提案し，制御用モータと外乱発生用モータから構成される実験装置に実装する。ここで用いる周波数推定器は非線形力学系で記述

* 豊田工業大学
〒468-8511 名古屋市天白区久方 2-12-1
Toyota Technological Institute
2-12-1 Hisakata, Tempaku, Nagoya 468-8511
理化学研究所 BMC センター
〒463-0003 名古屋市守山区下志段味 3-8-31
RIKEN BMC Center
3-8-31 Shimoshidami, Moriyama, Nagoya 463-0003

*** 豊田工業大学
〒468-8511 名古屋市天白区久方 2-12-1
Toyota Technological Institute
2-12-1 Hisakata, Tempaku, Nagoya 468-8511

** 名古屋工業大学
〒466-8555 名古屋市昭和区御器所町
Nagoya Institute of Technology
Gokisocho, Shouwa, Nagoya 466-8555

されており、外乱周波数を与える極限周期解 (Limit Cycle) への大域的な収束性が保証されている。ただし、この周波数は一定であることが必要である。このため、本論文で対象とする周期性外乱に対して以下の条件を付加する。

- (1) マッチング条件を満たす
- (2) 未知の単一周波数を持つ
- (3) 周波数はあらかじめ想定できる範囲内でステップ状に変化する
- (4) 周波数が一定値に保たれる時間は十分長い

これらの条件を満たす外乱を抑制する外乱抑制制御系を構成し、その有効性と有用性を実装実験によって実証する。

2. 周波数推定器の設計

本章では文献 (9) に従いオンラインで正弦波の周波数を推定できる周波数推定器の構成について述べた後、シミュレーションによりその推定効果を確認する。

〈2・1〉 周波数推定器の構成⁽⁹⁾ 測定可能で単一周波数の正弦波信号 $d(t)$

$$d(t) = k \sin \omega_* t, \quad \omega_* > 0 \dots \dots \dots (1)$$

における周波数 ω_* の推定器を提案する。この推定器は Adaptive Notch Filter (以下, ANF) と呼ばれ、ノッチフィルタがもつ周波数特性を利用して推定を実現する。具体的には、フィルタ出力からの情報を用いてノッチ周波数を調整する'時変'フィルタを形成して周波数推定を達成している。

上述の ANF は、 $\omega(t)$ を推定する周波数とすると、減衰係数 $\zeta (> 0)$ 、適応速度 $\gamma (> 0)$ の 2 つの設計パラメータを与えることで (2) 式のような簡単な連立微分方程式で表される。

$$\begin{cases} \ddot{z}(t) + 2\zeta\omega(t)\dot{z}(t) + \omega(t)^2 z(t) = \omega(t)^2 d(t) \\ \dot{\omega}(t) + \gamma z(t) \{ \omega(t)^2 d(t) - 2\zeta\omega(t)\dot{z}(t) \} = 0 \end{cases} \dots \dots \dots (2)$$

ここで、状態空間を $\begin{bmatrix} z(t) & \dot{z}(t) & \omega(t) \end{bmatrix}^T$ とすれば、(2) 式は 3 次の力学系となる。 $\hat{k}, \omega_o$ を、入力正弦波の振幅 k 、周波数 ω_* の初期推定量として、ANF の初期条件を

$$\begin{bmatrix} z(t_o) & \dot{z}(t_o) & \omega(t_o) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} -\frac{\hat{k}}{2\zeta} & 0 & \omega_o \end{bmatrix}^T$$

のように設定すると、(2) 式の解軌道はずぎの周期軌道に収束する。

$$\begin{bmatrix} z(t) & \dot{z}(t) & \omega(t) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} -\frac{k}{2\zeta} \cos \omega_* t & \frac{k}{2\zeta} \omega_* \sin \omega_* t & \omega_* \end{bmatrix}^T$$

ここで、 ω_* が外乱周波数である。

本稿ではこの ANF を利用し、入力する単一周波数の正弦波を制御対象の観測出力に置き換え、混入した外乱の周波数 ω_* を推定する。ただし、実装にあたっては、外乱が

未知であるため、ANF への入力信号として外乱信号を用いることはできない。そこで、Matlab・Simulink 上に構成した ANF を DSP に実装し、入力信号として制御対象からの出力信号を用いる。制御対象は線形であるから、出力信号は外乱の周波数成分を持った信号となり、ANF への入力信号として機能する。

ここで、ANF の初期条件と 2 つの設計パラメータの選定について説明する。ANF の周期軌道 $\begin{bmatrix} z(t) & \dot{z}(t) & \omega(t) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} -\frac{k}{2\zeta} \cos \omega_* t & \frac{k}{2\zeta} \omega_* \sin \omega_* t & \omega_* \end{bmatrix}^T$ は大域的な安定性が保証されている。従って、ANF の初期条件は任意に選定することができるが、後述するシミュレーション結果にも示されているように、初期条件によって安定周期軌道への収束時間やオーバーシュートの大きさなどが変化する。これらは、 γ や ζ の値との相対的な関係にも影響されるが、理論的な解析は困難である。また、周期軌道の近傍に初期条件を設定できれば、良好な収束性を得ることができるが、未知な外乱に対して周期軌道を予測することはできない。このため、現実的な対応として、実験やシミュレーションでは $\begin{bmatrix} z(0) & \dot{z}(0) & \omega(0) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \omega_0 \end{bmatrix}^T$ としている。ただし、 ω_0 は任意の値である。一方、減衰定数 ζ や適応速度 γ は理論的に設計することが困難なため、これらの選定はシミュレーションにより試行錯誤的に行なわれる。

〈2・2〉 シミュレーションによる ANF の動作の確認

ここでは制御系設計 CAD ソフト MATLAB を用い、(2) 式に示した ANF のシミュレーションを行ない、その有用性を確認する。Fig. 1 は ANF 設計パラメータを共に 0.1、初期条件を $\begin{bmatrix} z_1 & z_2 & z_3 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 2\pi \times 16 \end{bmatrix}^T$ とし、入力正弦波の振幅を $k = 1$ 、周波数は $\omega_* = 2\pi \times 14 \sim 2\pi \times 18$ の範囲内で、5 秒間隔でランダムに変化させた場合のシミュレーション結果を表している。階段状に変化する周波数を正確に推定していることがわかる。Fig. 2 は ANF の推定動作を状態空間上で表現したものである。周波数の変動に対応して、一定の z_3 の値、すなわち ω_* をもつ極限周期軌道が生成されていることが確認できる。

試行錯誤により決定された 2 つの設計パラメータ ζ およ

Fig. 1. Estimation of step-like varied angular velocity

Fig. 2. Limit cycles of ANF

び γ は任意に調整を図ることで周波数推定曲線の過渡特性、定常特性の改善が可能である。しかしながら、双方の設計パラメータの間にはトレードオフの関係があり、その決定には注意を要する。

3. DOFVの構成とANFとの併合系の構築

〈3・1〉 DOFVの構成法⁽⁶⁾ DOFVのブロック線図をFig. 3に示す。 $G_p(s)$ は制御対象を表し、 $r(s), u(s), y(s), e(s)$ はそれぞれ目標入力、制御入力、観測出力、外乱そして目標入力と外乱推定量との偏差である。ただし、本論文では外乱に対するレギュレーション問題を扱うため、以後、シミュレーションおよび実験においても目標入力 r は $r(s) = 0$ とする。また、 $\hat{K}$ は $r(s)$ から $y(s)$ への閉ループ系の極を指定するための状態フィードバックゲインである。本構成法は外乱周波数が直接測定できる仮定のもとで、スケジューリング手法による状態オブザーバを用い、ある周波数範囲での外乱抑制を実現する。以下、同次元オブザーバでDOFVの設計法を示す。

制御対象の状態方程式および伝達関数 $G_p(s)$ は

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$G_p(s) = C(sI_n - A)^{-1}B \quad \dots\dots\dots (4)$$

ただし、 $x(t)$ は n 次元状態変数、 $u(t)$ は1次元制御入力、 $y(t)$ は m 次元観測出力であり、 (A, B) は可制御、 (C, A) は可観測。また、外乱 $d(t)$ はマッチング条件⁽⁵⁾を満たしているものとする。外乱 $d(t)$ は(1)式と同じような

$$d(t) = k \sin \omega t$$

とする。ここで角周波数 ω は準静的過程を満足するように変動すると仮定する。このとき、外乱 $d(t)$ はつぎの状態方程式で表される。

$$\begin{aligned} \dot{x}_{dal}(t) &= A_{dal}x_{dal}(t) \\ d(t) &= C_{dal}x_{dal}(t) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (5)$$

ただし、

Fig. 3. Block diagram of DOFV

$$A_{dal} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix}, \quad C_{dal} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$

である。外乱の状態方程式を含んだ拡大系を示すと(6)式のようになる。

$$\begin{aligned} \dot{x}_L(t) &= A_L x_L(t) + B_L e(t) \\ y(t) &= C_L x_L(t) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (6)$$

ただし、

$$\begin{aligned} x_L(t) &= \begin{bmatrix} x(t) \\ x_{dal}(t) \end{bmatrix}, \quad A_L = \begin{bmatrix} A & BC_{dal} \\ O_{2 \times n} & A_{dal} \end{bmatrix} \\ B_L &= \begin{bmatrix} B \\ O_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \quad C_L = \begin{bmatrix} C & O_{m \times 2} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

であり、外乱 $d(t)$ は

$$d(t) = \hat{C}_{dal}x_L(t), \quad \hat{C}_{dal} = \begin{bmatrix} O_{1 \times n} & C_{dal} \end{bmatrix} \quad \dots\dots (7)$$

で表される。(6)式において、 (C_L, A_L) が可観測であるための条件

(1) (C, A) が可観測である。

(2) $G_p(s)$ は虚軸上に不変零点⁽⁵⁾⁽¹⁰⁾を持たない。ならば、拡大系に対するオブザーバが構成可能である。それゆえ、制御対象 $G_p(s)$ は条件(1)および(2)を満足するものとして、状態 $x_L(t)$ を同次元オブザーバにて推定し、(7)式より周波数変動を伴う周期性外乱を推定する。 $x_L(t)$ の推定量を $\hat{x}_L(t)$ とすれば、オブザーバの状態方程式と外乱 $d(t)$ の推定量 $\hat{d}(t)$ は

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_L(t) &= \hat{A}\hat{x}_L(t) + B_L e(t) + G y(t) \\ \hat{d}(t) &= \hat{C}_{dal}\hat{x}_L(t) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (8)$$

で与えられる。 G は $\hat{A} = A_L - GC_L$ を安定行列とするオブザーバゲインである。また、 A_L は ω の関数となっており、 ω の変動範囲においてオブザーバが安定となるよう G も ω の値に応じて変化させる。 ω の変動範囲を $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$ とすると、その端点における重み行列を

$$\begin{aligned} q_1 &= \frac{\omega_2 - \omega}{\omega_2 - \omega_1}, \quad q_2 = \frac{\omega - \omega_1}{\omega_2 - \omega_1}, \\ q_1 + q_2 &= 1, \quad q_1, q_2 \geq 0 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (9)$$

とし、 A_L, G を

$$A_L = q_1 A_1 + q_2 A_2, \quad G = q_1 G_1 + q_2 G_2 \cdots (10)$$

とすると、 $\hat{A}$ は

$$\hat{A} = q_1 (A_1 - G_1 C_L) + q_2 (A_2 - G_2 C_L) \cdots (11)$$

のようなポリトープ形式で表される。これが安定であるためには、つぎの LMI

$$\begin{aligned} X &> O \\ X A_i + A_i^T X - M_i C_L - C_L^T M_i^T &< O \quad \cdots \cdots (12) \\ M_i &= X G_i, \quad i = 1, 2 \end{aligned}$$

の解 X および $M_i (i = 1, 2)$ が存在すればよい。この LMI を解くことで、オブザーバを安定とする G が求まる。

なお、今回は G を求める LMI に加え極領域を指定する LMI を考慮し、これらを連立させて解くことで外乱オブザーバの速応性と定常特性の改善を図った。詳細は文献(6)(11)~(13)を参照されたい。

これにより、Fig. 3 における周波数依存の $C_e(s)$ および $C_y(s)$ は(13)式により与えられる。

$$\begin{aligned} C_e(s) &= (sI_{n+2} - \hat{A})^{-1} B_L \quad \cdots \cdots (13) \\ C_y(s) &= (sI_{n+2} - \hat{A})^{-1} G \end{aligned}$$

〈3・2〉 併合系の構成 本節では、外乱周波数が直接測定できない場合においても、ANF を用いて DOFV を適用できる併合系の構成手法を提案する。併合系のブロック線図を Fig. 4 に示す。本手法では、外乱の周波数を制御対象の観測出力を用いて推定する。しかし、観測出力は外乱抑制により、零へと収束するため周波数推定が困難になる。また、ANF への入力振幅も周波数推定へ影響を与えるため、これらを補正する必要がある。すなわち、ANF により周波数が正確に推定されると、DOFV による外乱フィードバックによって出力信号から外乱が除去される。ANF は本来、外乱を入力として周波数推定を行うため、外乱周波数成分が含まれない信号を入力信号として印加した場合、周波数推定を行うことができなくなり、誤った周波数を DOFV へ返すことになる。この結果、DOFV は外乱を推定することができず、再び、出力信号は外乱の影響を受けることにな

る。そして、外乱周波数を持った出力信号に対して、ANF が周波数推定を開始し、DOFV による外乱フィードバックの効果が現れる。このように、外乱フィードバックの効果を維持するためには、常に外乱信号が ANF へ入力される機構が必要となる。そこで、Fig. 4 のように ANF への入力チャンネルに $G_{p_sub}(s)$ と定数ゲイン K を付加し、信号補正を図る。ここで、 $G_{p_sub}(s)$ は ANF への入力信号の振幅補正のために挿入する。すなわち、推定外乱のフィードバックによって観測出力から除去された外乱成分を ANF へ再帰させることで、周波数推定を持続させる働きをする。このため、 $G_{p_sub}(s)$ は安定かつプロパな伝達関数であれば任意であるが、ANF のパラメータが制御対象の特性に依存して設計されるため、制御対象と同一の周波数特性を持っているほうが好ましい。一方、制御対象が不安定な場合、外乱の周波数帯域でゲインと位相が一致する安定な伝達関数を用いることが望ましいが、次節のシミュレーション結果に示されているように単なる定数ゲインとしても性能の劣化はほとんど見られない。定数ゲインは ANF の大域的安定性から、任意に大きくすることができるが、ステップで変化する周波数に対して推定値に大きなオーバーシュートが生じ、収束が非常に遅くなる。このため、事前にシミュレーションにより、定数ゲインと ANF の設計パラメータ ζ, γ との調整を行なう必要がある。

4. シミュレーション

〈4・1〉 安定なシステム 係数行列が以下のような(3)式の制御対象を考える。

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} -5.845 & -328.2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \\ C &= [0 \quad 2100] \cdots \cdots (14) \end{aligned}$$

このとき (A, B) は可制御、 (C, A) は可観測であり、 $G_p(s)$ は虚軸上に不変零点を持たない。(14) 式は、後に示す実験装置の伝達関数の実現である。実験装置はディスクの回転系であることから、出力 $y(t)$ はディスク回転角、すなわち、 $y(t) = \theta(t)$ である。また、外乱は一定振幅で周波数が階段状に変化するものとし、ANF の初期条件および設計パラメータ γ, ζ を

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} z(t) & \dot{z}(t) & \omega(t) \end{bmatrix}^T \Big|_{t=0} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 2\pi \end{bmatrix}^T, \\ \gamma &= 0.1, \quad \zeta = 0.45 \cdots \cdots (15) \end{aligned}$$

として、3 章の議論から周波数依存の $C_e(s)$ および $C_y(s)$ を求める。このとき、オブザーバゲイン G_1, G_2 は(12)式の LMI と conic sector を考慮した極領域指定 (sector 角度 88°) LMI を用いて次のように求めた。

$$\begin{aligned} G_1^T &= [12.2655 \quad 0.2880 \quad 276.644 \quad 32.0694] \\ G_2^T &= [11.3457 \quad 0.2660 \quad 251.640 \quad 12.7449] \end{aligned}$$

Fig. 4. Block diagram of DOFV with ANF

Fig. 5. Estimation of angular velocity ω_* for stable plant

Fig. 6. Disturbance response with proposed control for stable plant

$G_{p-sub}(s)$ は制御対象と同じ伝達関数とした。 A は安定行列であることから文献 (6) に従い、 $\hat{K} = O_{1 \times 2}$ として Fig. 4 の併合系を構成し、ANF による観測出力からの周波数推定を用いて、DOFV による外乱抑制のシミュレーションを行った。ANF の出力結果を Fig. 5 に、外乱抑制を行なった場合の出力応答を Fig. 6 に、行なわない場合を Fig. 7 に示す。周波数が変化したときに、多少の遅れは生ずるものの、定常的には外乱の周波数推定を達成し、DOFV により周期性外乱を抑制できることが確認できる。

〈4・2〉 不安定なシステム つぎに不安定な制御対象に対して ANF および DOFV の併合系を構成し、シミュレーションを行なう。(3) 式の制御対象の係数行列がつぎのような状態方程式を考える。

$$A = \begin{bmatrix} 4 & -3 \\ 2 & -1 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \dots (16)$$

これは、不安定根 1, 2 を持つ。 (A, B) は可制御であるのでシステムを安定とする状態フィードバック係数 $\hat{K}$ を求めることができる。固有値を $-5, -6$ とする $\hat{K}$ を求めると $\hat{K} = \begin{bmatrix} -28 & 14 \end{bmatrix}$ となる。また、このとき (C, A) は可

Fig. 7. Disturbance response without control for stable plant

Fig. 8. Estimation of angular velocity ω_* for unstable plant

観測であり、 $G_p(s)$ は虚軸上に不変零点を持たない。これらを用いて前回と同様 Fig. 4 の併合系を構成する。ただし、 $G_{p-sub}(s)$ は定数ゲイン (1000) とした。オブザーバゲイン G_1, G_2 は (12) 式の LMI と conic sector を考慮した極領域指定 (sector 角度 89°) LMI を用いて次のように求めた。

$$G_1^T = \begin{bmatrix} 0.0119 & -0.4355 & -7.9343 & -0.6331 \end{bmatrix} \times 10^5$$

$$G_2^T = \begin{bmatrix} 0.0118 & -0.4316 & -7.8289 & -0.3900 \end{bmatrix} \times 10^5$$

外乱は一定振幅で周波数が階段状に変化するものとし、ANF の初期条件及び設計パラメータ γ, ζ を

$$\begin{bmatrix} z(t) & \dot{z}(t) & \omega_* \end{bmatrix}^T \Big|_{t=0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 2\pi \times 7 \end{bmatrix}^T,$$

$$\gamma = 0.1, \quad \zeta = 0.45 \dots (17)$$

とし、シミュレーションを行なった。ANF の出力結果を Fig. 8 に、外乱抑制を行なった場合のシステムの出力結果を Fig. 9 に、Fig. 10 に状態フィードバックのみで、外乱抑制を行なわなかった時の結果を示す。不安定なシステムでは、安定なシステムに比べ推定周波数が一致していない

Fig. 9. Disturbance response with proposed control for unstable plant

Fig. 10. Disturbance response with state feedback for unstable plant

ときの乱れが大きくなっており、周波数が変化したときに、多少の遅れとオーバーシュートを生じた。しかしながら、定常的には外乱の周波数推定が達成されており、DOFVにより周期性外乱が抑制されることが確認できる。

5. 実装実験

本論文で提案した ANF と DOFV の併合系の有効性を実装実験にて確認する。

〈5・1〉 実験装置 Fig. 11, Fig. 12 に実験装置の全体構成を示す。2つのモータは制御用モータ (Drive Motor) と外乱発生用モータ (Disturbance Motor) であり、モータへの入力信号は指令トルク、出力信号はモータの回転角度である。制御用モータはドライブディスクを駆動し、外乱発生用モータはロードディスクを駆動する。それぞれのディスクはギアを介してガラス繊維を組み込んだ高パワーの動力伝達用タイミングベルト (米国 GATES 社製 Power Grip 260XL037) で連結されている。この実験装置はディスクや DC モータおよびギアからなる多慣性系であるが、使用するタイミングベルトは実質的に無弾性と考えられるため、これらの慣性が結合した 1 慣性系として回転する。

Fig. 11. Electromechanical plant

Fig. 12. Experimental system

2つのディスクの回転出力はドライブディスクに設けられたエンコーダにより角度として検出される。また、計算機にて生成された各制御則は DSP 上で実現されており、観測出力に応じて制御入力を生じ、サーボアンプを介して入力モータを駆動する。

〈5・2〉 制御対象のモデル化 提案した外乱抑制制御系を実装するため、外乱モータを停止させ、入力モータに一定振幅の正弦波を周波数 0.1[Hz] から 2.5[Hz] まで変動させたときのディスクの変位を測定し、制御対象の入出力モデルを導出する。ただし、オープンループで正弦波を印加した場合、モータにはクーロン摩擦などの非線形性の影響によりドリフトが発生し、出力信号の測定が困難となる。このため、制御対象の原点を安定化する PD 補償器をマイナーループへ挿入し、ドリフトの発生を抑えた。この PD 補償器を含んだシステムを制御対象とし、入力モータに一定振幅の正弦波を周波数 0.1[Hz] から 2.5[Hz] まで変動させ、CAD ソフト MATLAB を用いて同定を行なった結果、制御対象の伝達関数は次式のような 2 次系となった。

$$G_p(s) = \frac{2100}{s^2 + 5.845s + 3.282 \times 10^2} \dots\dots\dots (18)$$

なお、シミュレーションで用いた (14) 式はこの制御対象の状態空間モデルである。

〈5・3〉 実装実験 求めたモデルに対して ANF および DOFV の併合系を構成して DSP に実装し、サンプリングタイム 2.652[ms] にて外乱抑制実験を行なう。オブザーバゲイン G_1, G_2 などの制御器パラメータは全てシミュレーションを行なった 4・1 節で用いたものと同じである。4・1 節のシミュレーションと同様の外乱を印加した時の外乱抑制結

Fig. 13. Estimation of angular velocity ω_* .

Fig. 14. Disturbance response with proposed control

Fig. 15. Disturbance response without control

果を示す。Fig. 13にANFの出力結果を、Fig. 14に外乱抑制を行なった場合のディスク位置の出力結果を、Fig. 15に外乱抑制を行なわない場合の出力結果を示す。周波数推定がシミュレーション結果よりも若干定常状態において振動的になっているものの、実システムからの観測出力より周波数推定を達成し、実験においても極めて良好な外乱抑制性能が達成されていることが確認できる。

〈5・4〉 併合系の安定性 ANF, DOFVの併合系の安定性を考える必要があるが、ANFの出力 ω はDOFVへの入力ではなく、ゲインスケジューリング則における情報であるので、 $G_{p_sub}(s)$ ならびにANFが安定のもとで、DOFVが ω の変動範囲において安定であればよいということになる。ただし、ANFの推定遅れに対応する時間帯での安定性については注意する必要がある。すなわち、この間はDOFVのゲインスケジューリングによる安定化のための条件である準静的過程 $\dot{\omega}(t) = 0$ が成立しない。したがって、提案する外乱抑制制御系の安定性は、周波数変化が生じる点での安定性については厳密には保証できないことになる。しかしながら、周波数が一定値に保たれる時間は十分長いという条件の下では、周波数の変動に伴う過渡状態の影響は小さく、周波数の変動が設定された変動領域に存在する限りDOFVの安定性により閉ループ系の安定化は達成できる。

6. おわりに

本研究では、外乱により励起される振動を抑制するため、ANFを用いたDOFVを構成し、シミュレーションおよび実装実験により有効性を確認した。シミュレーションと実験において、出力応答と周波数推定は極めて良好な結果を示した。この結果、周波数が測定できない場合に対しても、ANFを用いて観測出力からオンラインで外乱の周波数推定することで、DOFVによる優れた低感度特性を有する制御系を実現することができることが分かった。実験では、安定な制御対象のみを扱ったが、不安定な制御対象に対しても、シミュレーションと同様、あらかじめ状態フィードバックによってシステムを安定化した後、提案手法を実装することで、外乱抑制を達成できる。また、実験における周波数推定結果には若干の振動がみられたが、この原因を探る手順の一つとして、ANFの理論的解析、特に離散化に伴う非線形力学系の安定周期解の挙動解析に関する議論が必要となると考えられる。この議論については、今後の課題とする。

本研究を遂行するにあたり、実験装置の構成やシミュレーションなどに協力いただいた平成17年度豊田工業大学卒業生池場威満氏（現、東邦ガス株式会社）に謝意を表す。また、本研究は、文部科学省科学研究費補助金（課題番号：(B)19360110）およびハイテクリサーチセンター整備事業の助成を受けて実施された。記して謝意を表す。

（平成20年3月14日受付，平成20年7月28日再受付）

文 献

- (1) M. Fujita, K. Uchida, and F. Matsumura: "Asymptotic H_∞ Disturbance Attenuation Based on Perfect Observation", IEEE Trans. Autom. Control, **36**-7, pp.875-880 (1991)
- (2) K. Sagara, I. Moriyama, K. Kawaguchi, and T. Ishimatsu: "An Observer with a Function of Estimating Unmeasurable Inputs (On an Observer of a Boiler Heating Surface)", T. JSME(C), Vol.63, No.605, pp.121-127 (1997-1) (in Japanese)

- 相楽和男 他：「計測不可能な入力の推定機構をもつオブザーバ（ボイラ伝熱面のオブザーバの構成について）」、日本機械学会論文集（C編），**63**-605, pp.121-127 (1997)
- (3) J. She, M. Nakano and L. Wang: "Suppression of Disturbances in Repetitive Control Systems—An Approach Based on Curvature Model of Disturbances—", T. SICE, Vol.37, No.5, pp.397-402 (2001-5) (in Japanese)
余 錦華・中野道雄・王 麗莉：「繰り返し制御系における外乱の抑制—外乱の曲率円弧モデルによるアプローチ—」，計測自動制御学会論文集，**37**, 5, pp.397-402 (2001)
- (4) K. Ohnishi, M. Nakano, K. Ohnishi, and K. Miyachi: "Microprocessor-Controlled DC Motor for Load-Insensitive Position Servo System", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol.IE-34, No.1, pp.44-49 (1987-2)
- (5) T. Mita, M. Hirata, and K. Murata: "Theory of H_∞ Control and Disturbance Observer", *T. IEE Japan*, Vol.115-C, No.8, pp.1002-1011 (1995-8) (in Japanese)
美多 勉・平田光男・村田健一：「 H_∞ 制御と外乱オブザーバの理論」，電学論 C，**115**, 8, pp.1002-1011 (1995-8)
- (6) K. Fuwa and T. Nariakiyo: "A Design Method of Disturbance Observer to Cope with Frequency Variation", *T.IEE Japan*, Vol.118-C, No.1, pp.127-133 (1998-1) (in Japanese)
不破勝彦・成清辰生：「周波数変動外乱オブザーバの構成法」，電学論 D，**118**, 1, pp.127-133 (1998-1)
- (7) K. Fuwa and T. Nariakiyo: "Implementation of the Vibration Suppression Control System using Disturbance Observer to Cope with Frequency Variation", *Trans. JSME*, Vol.68, No.674-C, pp.2918-2924 (2002) (in Japanese)
不破勝彦・成清辰生：「周波数変動外乱オブザーバを用いた振動制御系の実現」，日本機械学会論文集 C 編，**68**-674, pp.2918-2924 (2002)
- (8) K. Fuwa, T. Nariakiyo, and H. Kawaguchi: "Vibration Control of Flexible Structure Based on the Disturbance Rejection", T. SICE, Vol.39, No.12, pp.1143-1149 (2003-12) (in Japanese)
不破勝彦・成清辰生・川口久雄：「外乱抑制に基づく柔軟構造物の振動制御」，計測自動制御学会論文集，**39**-12, pp.1143-1149 (2003)
- (9) L. Hus, R. Ortega, and G. Damm: "A Globally Convergent Frequency Estimator", *IEEE Transactions on Automatic Control*, **44**-4, 698/713 (1999)
- (10) T. Mita: " H_∞ Control", *Shokodo*, pp.18-34 (1994-4) (in Japanese)
美多 勉：「 H_∞ 制御」，pp.16-133, 昭晃堂 (1994)
- (11) H. Kajiwar: "LMI-Based Design of Gain-Scheduled State Feedback to Control Angular Velocity Variations of a Spinning Body", *Proceedings of the 35th SICE Annual Conference*, II-308D-5, pp.879-880 (1996) (in Japanese)
梶原宏之：「回転体速度変動抑制のためのゲインスケジュールド・状態フィードバックの LMI ベース設計」，第 35 回計測自動制御学会

予稿集，II, 308D-5, pp.879-880 (1996)

- (12) 原 辰次：「線形行列不等式 (LMI) に基づく制御系設計」，SICE セミナーテキスト (ロバスト制御入門)，pp.66-78 (1995)
- (13) A. Fujimori: "Robust Control", *coronasha*, pp.188-192 (2001)
藤森 篤：「ロバスト制御」，pp.188-192, コロナ社 (2001)

成 清 辰 生 (正員) 1978 年名古屋大学応用物理学科卒業，1983 年同大学院情報工学専攻単位取得退学，同年通産省工業技術院九州工業技術試験所入所。1990 年豊田工業大学助教授，1998 年同教授。1993 年理化学研究所バイオミメティック・コントロール研究センターフロンティア研究員 (非常勤) 併任。制御工学，ロボット工学の研究と教育に従事。工学博士。

不 破 勝 彦 (非会員) 2000 年名古屋工業大学大学院工学研究科博士後期課程修了。同年，名古屋工業大学電気情報工学科助手。制御系設計法の研究に従事。

村 野 剛 志 (非会員) 2004 年徳山工業高等専門学校卒業。同年矢崎総業株式会社入社。2005 年社会人学生として豊田工業大学工学部先端工学基礎学科へ内地留学。2007 年同大学卒業。在学中は外乱抑制制御に関する研究に従事。