非線形補償を用いた高精度定速回転制御[†]

——位置依存性外乱の除去——

余 錦 華*・中 野 道 雄**

High-Precision Constant-Speed-Rotation Control Using Nonlinear Compensation

——Elimination of Position-Dependent Disturbances——

Jin-Hua SHE* and Michio NAKANO**

To eliminate position-dependent disturbances in a control system for a constant-speed of rotation, we have proposed a very effective approach by introducing a new concept called the “position domain”. However, because the position domain model of a linear plant is in fact nonlinear, a linear control strategy may not meet the design requirements. To solve this problem, we propose a nonlinear compensation approach in this paper. The procedure for designing a control system comprises two steps. First, an input-output exact linearization approach is used to linearize the nonlinear plant in the position domain. Then, a repetitive controller is designed for the linearized plant to ensure good performance.

Key Words: constant-speed-rotation system, position-dependent disturbance, rotation-precision, input-output exact linearization, repetitive control

1. ま え が き

定速回転系では、回転速度が目標設定値に高精度かつ高速に追従することが要求される。しかし、系の構造および作業などに起因する回転角度に依存する外乱が存在し、回転精度の向上を大きく妨げることがある。最近、回転系の高精度化と高速化に伴い、このような外乱の除去は急務となっている。

われわれは、この種の外乱が回転角度に関して周期性を持つという特徴に注目し、回転角度上で定義された関数の集合を「位置領域」と定義し、「位置領域」という新しい概念を導入した。さらに、位置領域で繰返し制御系を構成することにより、この種の外乱が回転速度と関係なく完全に除去できることを提案し、シミュレーションおよび実験によりその有効性を検証した^{1),2)}。

一方、時間領域における線形な制御対象は、位置領域では非線形となる。この非線形な制御対象に対して、提案した位置領域における繰返し制御系の設計法は、ある基準回転速度における制御対象の線形近似モデルに基づくものであった。そのため、実際の目標回転速度が基準回転速度と違う場合では、設計用モデルと実際の制御対象との間では差が生じ、系の応答特性が劣化することがある。特に、実際の目標回転速度と基準回転速度のずれが大きくなると系の安定性が保証できなくなる可能性がある。

この問題点を解決するために、本論文では、位置領域における制御対象の非線形モデルに基づく制御手法を提案する。本手法では、定速回転制御系は非線形補償と繰返し制御という二重の制御ループを持つ。まず、回転速度などの制御対象の状態を用いて位置領域で制御対象の入出力特性を厳密に線形化する内側ループのコントローラを構成し、次に、この線形化された制御対象に対して要求される各種の仕様を満たすように、外側の線形な繰返し制御ループを構成する。

本論文の構成は次の通りである。2章では位置領域における制御対象の離散モデルを導く。3章ではこのモデルに対して、線形化コントローラと繰返しコントローラ

[†] 第24回制御理論シンポジウムで発表(1995・5)

* 東京工科大学工学部 八王子市片倉町1404-1

** 東京工業大学工学部 東京都目黒区大岡山2-12-1

Faculty of Engineering, Tokyo Engineering University, Hachioji

** Faculty of Engineering, Tokyo Institute of Technology, Meguro-ku, Tokyo
(Received November 10, 1995)

(Revised May 20, 1996)

3.1 制御対象の入出力線形化—内側ループの設計

位置領域における制御対象の状態方程式(7)式は非線形である。広範囲の回転速度に対して位置依存性外乱を完全に除去するために、この非線形性の影響を考慮しなければならない。以下では厳密線形化手法(たとえば、文献4), 5), 6), 7)を参照)を用いて、内側ループのコントローラを設計し、回転系の入出力線形化を行う。

まず、 $\left[\frac{\partial}{\partial} \begin{bmatrix} \Psi x_i \\ T(x_i) \end{bmatrix} \right] / \partial x_i \neq 0$ を満たすような $T(x_i)$ を選び、座標変換

$$\begin{bmatrix} \xi_i \\ \eta_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi x_i \\ T(x_i) \end{bmatrix} \quad (10)$$

と入力変換

$$u_i = \frac{\tilde{u}_i - \Psi \exp\left(A \int_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} \frac{d\theta}{\omega(\theta)}\right) x_i}{\Psi \int_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} \exp\left(A \int_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} \frac{d\theta}{\omega(\theta)}\right) \frac{d\theta}{\omega(\theta)} B} \quad (11)$$

を施すと、制御対象は

$$\begin{bmatrix} \xi_{i+1} \\ \eta_{i+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{u}_i + \Psi \int_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} \exp\left(A \int_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} \frac{d\theta}{\omega(\theta)}\right) \Gamma v_1(\theta) \frac{d\theta}{\omega(\theta)} \\ \bar{q}(\xi_i, \eta_i, \tilde{u}_i, v_i) \\ \omega_i = \xi_i + 2i \end{bmatrix} \quad (12)$$

となり、その入出力特性は

$$\omega_{i+1} = \tilde{u}_i + \Psi \int_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} \exp\left(A \int_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} \frac{d\theta}{\omega(\theta)}\right) \times \Gamma v_1(\theta) \frac{d\theta}{\omega(\theta)} + v_{2(i+1)} \quad (13)$$

となる。明らかに、 $\tilde{u}_i$ から ω_i まで線形化されている。

一方、(12)式において、状態 η_i は出力から不可観測である。線形化された制御対象を安定化するために、この不可観測の状態 η_i も安定でなければならない。具体的に、外乱

$$v_1(t) = v_2(t) = 0 \quad (14)$$

とし、ある一定な目標回転速度 $\omega_0 (>0)$ に対応している状態を ξ_0 、制御入力を u_0 とすると、次のゼロダイナミクスと呼ばれるもの

$$\eta_{i+1} = \bar{q}(\xi_0, \eta_i, u_0, 0) \quad (15)$$

は安定でなければならない。

一方、文献3)では以下の結論が導いてある。

《補題》 入力にゼロ次ホールドをつけ、適切な小さいサンプリング間隔で離散化された相対次数1の制御対象の離散なゼロダイナミクスが安定となるための必要十分

条件はその連続なゼロダイナミクスが安定となることである。

以下では、この結果を用いて、線形化された制御対象のゼロダイナミクスの安定性について考察する。

まず、時間領域における制御入力から回転速度までの伝達関数を

$$P_R(s) = \frac{K(s^{n-1} + b_{n-2}s^{n-2} + \dots + b_1s + b_0)}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0} = \left[\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline \Psi & 0 \end{array} \right] \\ \left[\begin{array}{c|c} 0 & I_{n-1} \\ \hline -a_0 & -a_1 \dots -a_{n-1} \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ K \end{array} \right] \\ \left[\begin{array}{c|c} & \\ \hline b_0 \dots b_{n-2} & 1 \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{array} \right] \quad (16)$$

とする。それを位置領域に変換すると

$$\frac{dx}{d\theta} = \frac{A}{\omega} x + \frac{B}{\omega} u \quad (17)$$

$$\omega = \Psi x$$

が得られる¹⁾。ここで、目標回転速度 $\omega_0 (>0)$ に対応している状態は $x_0 = [x_{10} \dots x_{n0}]^T = [x_{10} \ 0 \dots 0]^T$ となり、

$$\begin{aligned} \Delta \xi &:= \Psi(x - x_0) \\ \Delta \eta &:= [x_1 \dots x_{n-1}]^T - [x_{10} \dots x_{(n-1)0}]^T \\ \Delta u &:= u - u_0 \end{aligned} \quad (18)$$

と変数を定義し、以下のように座標変換

$$\begin{bmatrix} \Delta \xi \\ \Delta \eta \end{bmatrix} = \Pi(x - x_0) = \begin{bmatrix} \Psi \\ I_{n-1} \end{bmatrix} (x - x_0) \\ = \begin{bmatrix} b_0 & b_1 & \dots & 1 \\ 1 & 0 & \dots & 0 \\ & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & & 1 & 0 \end{bmatrix} (x - x_0) \quad (19)$$

を施すことにより

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\xi} &= -\frac{\Psi}{\Delta \xi + \omega_0} \left(A \Pi^{-1} \begin{bmatrix} \Delta \xi \\ \Delta \eta \end{bmatrix} + A x_0 + B u_0 \right) \\ &\quad + \frac{\Psi B}{\Delta \xi + \omega_0} \Delta u \\ \Delta \dot{\eta} &:= q(\Delta \xi, \Delta \eta) = \frac{[0 \ I_{n-1}]}{\Delta \xi + \omega_0} \left(\Pi^{-1} \begin{bmatrix} \Delta \xi \\ \Delta \eta \end{bmatrix} + x_0 \right) \end{aligned} \quad (20)$$

が得られる。ここで、

$$\Pi^{-1} = \begin{bmatrix} b_0 & [b_1 \dots 1] \\ I_{n-1} & 0 \end{bmatrix}^{-1} \\ = \begin{bmatrix} 0 & I_{n-1} \\ 1 & -[b_0 \dots b_{n-2}] \end{bmatrix} \quad (21)$$

となり、この連続な非線形制御対象のゼロダイナミクスは

$$\begin{aligned}\Delta\eta &= q(0, \Delta\eta) = \frac{[0 \ I_{n-1}]}{\omega_0} \left(H^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta\eta \end{bmatrix} + x_0 \right) \\ &= \frac{1}{\omega_0} \begin{bmatrix} 0 & I_{n-2} \\ -b_0 & -[b_1 \ \cdots \ b_{n-2}] \end{bmatrix} \Delta\eta\end{aligned}\quad (22)$$

となる。上式より、

$$\begin{aligned}Q &= \frac{\partial q(0, \Delta\eta)}{\partial \Delta\eta} \Big|_{\Delta\eta=0} \\ &= \frac{1}{\omega_0} \begin{bmatrix} 0 & I_{n-2} \\ -b_0 & -[b_1 \ \cdots \ b_{n-2}] \end{bmatrix}^T\end{aligned}\quad (23)$$

と求められ、その固有値は

$$(\omega_0 \tilde{s})^{n-1} + b_{n-2}(\omega_0 \tilde{s})^{n-2} + \cdots + b_1(\omega_0 \tilde{s}) + b_0 = 0\quad (24)$$

により決まる。これは時間領域における制御対象の零点

$$s^{n-1} + b_{n-2}s^{n-2} + \cdots + b_1s + b_0 = 0\quad (25)$$

を $1/\omega_0 (>0)$ 倍だけスケリングしたものである。仮定 1 より、時間領域における制御対象のゼロ点はすべて開左半平面にあるので、 Q の固有値はすべて負の実部を持つことがわかる。そのため、位置領域において、連続な制御対象のゼロダイナミックスは $\Delta\eta=0$ における線形な部分が漸近安定であることがわかる。補題より、制御対象の制御入力にゼロ次ホールドをつけ、適切な小さいサンプリング間隔を選び、制御対象を離散化して得られた離散モデルのゼロダイナミックスも平衡状態において必ず漸近安定となる。したがって、位置領域における制御対象(7)、(8)式は安定化可能である。

3.2 繰返し制御系—外側ループの設計

議論を簡単にするため、以下の仮定をおいておく。

【仮定 4】 外乱 v_1 と v_2 の周期は同じであり、それを T とする。

(13)式において、位置領域における外乱 $v_{2(i+1)}$ は周期外乱である。また、

$$\tilde{v}_{1i} := \tilde{v}_1(\theta_i) = \Psi \int_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} e^{A \int_{\theta_i}^{\theta} \frac{d\theta}{\omega(\theta)}} \Gamma v_1(\theta) \frac{d\theta}{\omega(\theta)}\quad (26)$$

とおくと、

$$\begin{aligned}\tilde{v}_1(T + \theta_i) &= \Psi \int_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} e^{A \int_{\theta_i}^{\theta} \frac{d\theta}{\omega(\theta)}} \Gamma v_1(T + \theta) \\ &\quad \times \frac{d\theta}{\omega(T + \theta)}\end{aligned}\quad (27)$$

となる。明らかに、回転速度が位置領域で周期的に変動する限り、 $\tilde{v}_{1i}$ も位置に関しての周期的外乱となる。そのため、これらの外乱は位置領域における繰返しコントローラにより完全に除去できる。

外側ループのコントローラが Fig. 1 に示す二自由度繰返しコントローラを用いることにより、外乱除去特性と目標設定値に対する追従特性が独立に設計できる⁸⁾。以下ではその設計法について述べる。なお、本論文で用いる設計法は文献 1) の手法に比べて、フィードバックコ

ントローラの設計法は同じであるが、フィードフォワードコントローラの設計は文献 1) のデッドビート制御にさらにリップルの低減を考慮した設計法を用いている。

適切なサンプリング間隔 $\Delta\theta$ を選ぶと、繰返しコントローラの段数は

$$L = \frac{T}{\Delta\theta}\quad (28)$$

となる。

線形化された制御対象のパルス伝達関数は(13)式より

$$P(\lambda) = \lambda\quad (29)$$

となることがわかる。 $P(\lambda)$ に対して既約分解を施すと

$$\left. \begin{aligned}P &= ND^{-1}; \ N, D \in RH_{\infty} \\ N &= \lambda; \ D = 1\end{aligned} \right\}\quad (30)$$

を得る。このとき、次のような $X, Y \in RH_{\infty}$

$$X = \lambda^{L-1}, \ Y = 1\quad (31)$$

が存在し、方程式

$$XN + [(1-\lambda^L)Y]D = 1\quad (32)$$

を満たす。ここで

$$Y = (1-\lambda^L)Y' = 1-\lambda^L\quad (33)$$

とくと、系を内部安定化する繰返しコントローラの一般形は次式で表せる¹⁾。

$$\begin{aligned}C &= [C_1 \ C_2] = \{Y - (1-\lambda^L)K_2N\}^{-1} \\ &\quad \times [K_1 \ X + (1-\lambda^L)K_2D] \\ &= \{(1-\lambda^L)(1-\lambda K_2)\}^{-1} [K_1 \ \lambda^{L-1} + (1-\lambda^L)K_2] \\ &\quad K_1, K_2 \in RH_{\infty}\end{aligned}\quad (34)$$

(34)式において、 K_1 と K_2 は RH_{∞} に属する任意なパラメータである。それらを適切に選ぶことにより、望みの制御性能を達成することができる。

(1) パラメータ K_1 の決定法

コントローラのフリーパラメータ K_1 は、線形化された制御対象に対して、その出力はステップ状の回転速度の目標設定値変化に有限ステップでリップルなしに整定し、しかも整定するまでの入出力偏差および制御入力を小さく抑えるように選ぶ。

具体的に、ステップ状の目標入力に対して、リップルフリーデッドビート制御の条件

(i) 系の入出力誤差 $e(\lambda) := r(\lambda) - y(\lambda)$ は λ の有限多項式である。

(ii) 目標入力 $r(\lambda)$ から制御入力 $\tilde{u}(\lambda)$ までのパルス伝達関数は λ の有限多項式である。

を満たすパラメータ K_1 を以下のように与えられる^{9),10)}。

$$K_1 = 1 + (1-\lambda)\bar{K}_1; \ \bar{K}_1 \in R[\lambda]\quad (35)$$

ここで、任意の多項式 $\bar{K}_1$ を

$$\bar{K}_1 = \bar{k}_0 + \bar{k}_1\lambda + \cdots + \bar{k}_q\lambda^q = \sum_{i=0}^q \bar{k}_i\lambda^i\quad (36)$$

とすると、過渡応答における追従偏差と制御入力は

$$\left. \begin{aligned} e &= r - y = \frac{1 - NK_1}{1 - \lambda} = 1 - \lambda \bar{K}_1 := \sum_{i=0}^{q+1} e_i \lambda^i \\ \Delta \tilde{u} &:= (1 - \lambda) \tilde{u} = 1 - \lambda + (1 - \lambda)^2 \bar{K}_1 \\ &:= \sum_{i=0}^{q+2} \Delta \tilde{u}_i \lambda^i \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

と表わせる。 $\bar{K}_1$ は以下のような評価関数

$$J_1 = \sum_{i=0}^{q+2} \{ |e_i|^2 + \rho^2 |\Delta \tilde{u}_i|^2 \} \quad (38)$$

を最小にするように設計する。その解法は文献9), 10)に示してある。また、この評価関数は整定ステップ数の増加に伴い単調減少し、整定ステップ数が無限大に近づくとき、一定値に収束することが知られている¹¹⁾。

(2) パラメータ K_2 の決定法¹⁾

等価的な外乱 v を

$$v_i := \Psi \int_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} \exp\left(A \int_{\theta}^{\theta_{i+1}} \frac{d\theta}{\omega(\theta)}\right) \Gamma v_1(\theta) \frac{d\theta}{\omega(\theta)} + v_{2(i+1)}$$

とすると、外乱の回転速度に対する影響は

$$\omega_v = \frac{1}{1 + PC_2} v = (1 - \lambda^L)(1 - \lambda K_2) v$$

と表わせる。明らかに、パラメータ $K_2 \in RH^\infty$ を適切に選べば、外乱の影響を低く抑えることが可能である。ここで、評価関数を以下のような重み付け感度の H_∞ ノルム

$$\begin{aligned} J_2 &= \|WS\|_\infty = \left\| \frac{W}{1 + PC_2} \right\|_\infty \\ &= \|(1 - \lambda^L)W(1 - \lambda K_2)\|_\infty \end{aligned} \quad (39)$$

と定義する。また、位置領域における外乱の周期性を考慮し、重み関数を具体的に

$$W = \frac{\tilde{W}}{1 - \lambda^L} \quad (40)$$

と選ぶと、評価関数 J_2 は

$$J_2 = \|\tilde{W}(1 - \lambda K_2)\|_\infty \quad (41)$$

となり、それを最小にするように $K_2 \in RH_\infty$ を決定する。

4. シミュレーション

時間領域における回転系は文献1)と同じく以下のようなものとする (Fig. 2)。

$$J \frac{d\omega}{dt} + D\omega = B_u u + B_v v_1 \quad (42)$$

そのパラメータは

$$J = 0.1; D = 1; B_u = B_v = 1 \quad (43)$$

とし、回転角度に依存する外乱 v_1 を

$$v_1(\theta) = 2 \sin(\theta(t)) + \sin(2\theta(t)) + 0.5 \sin(3\theta(t)) \quad (44)$$

Fig. 2 The plant in the time domain

とする。

まず、繰返しコントローラの段数を

$$L = 36 \quad (45)$$

と選ぶと、サンプリング間隔は

$$\Delta\theta = 2\pi/L = 2\pi/36 = 0.00872663 \text{ (rad)} \quad (46)$$

となる。

時間領域における制御対象の状態表現を求めると、

$$\left[\begin{array}{c|c} A & [B \quad \Gamma] \\ \hline \Psi & 0 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c|c} -10 & [10 \quad 10] \\ \hline 1 & 0 \end{array} \right] \quad (47)$$

が得られ、内側ループの線形化コントローラは

$$\begin{aligned} u_i &= \frac{\tilde{u}_i - \Psi \exp\left(A \int_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} \frac{d\theta}{\omega(\theta)}\right) x_i}{\Psi \int_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} \exp\left(A \int_{\theta}^{\theta_{i+1}} \frac{d\theta}{\omega(\theta)}\right) \frac{d\theta}{\omega(\theta)} B} \\ &= \frac{\tilde{u}_i - e^{-10 \int_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} \frac{d\theta}{\omega(\theta)}} \omega_i}{10 \int_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} e^{-10 \int_{\theta}^{\theta_{i+1}} \frac{d\theta}{\omega(\theta)}} \frac{d\theta}{\omega(\theta)}} \end{aligned} \quad (48)$$

と求められる。

この線形化制御則は複雑なので、実時間の実装は難しい。ここで、その近似的実現について考える。まず、位置領域におけるサンプリング間隔 $\Delta\theta$ が十分に小さく、

$$\omega(\theta) \approx \omega_i; \theta_i \leq \theta < \theta_{i+1} \quad (49)$$

が成り立つとする。また、一般的に、サンプリング間隔 $\Delta\theta$ を適切に選ぶことにより

$$\Phi_2 = \Psi \int_0^{\Delta\theta} \exp\left(\frac{A}{\omega_i} \theta\right) d\theta \frac{B}{\omega_i} \neq 0 \quad (50)$$

を満たすことができる¹²⁾。よって、制御入力 u_i は

$$\begin{aligned} u_i &= \frac{\tilde{u}_i - \Phi_1 x_i}{\Phi_2} \\ [\Phi_1 \quad \Phi_2] &= [\Psi \quad 0] \exp\left(\left[\begin{array}{cc} A & B \\ 0 & 0 \end{array} \right] \frac{\Delta\theta}{\omega_i}\right) \end{aligned} \quad (51)$$

より近似的に求められる。本シミュレーションでは、近似的な線形化制御則は

$$u_i \approx \frac{\tilde{u}_i - \exp\left(-\frac{10\Delta\theta}{\omega_i}\right) \omega_i}{1 - \exp\left(-\frac{10\Delta\theta}{\omega_i}\right)} \quad (52)$$

となる。

また、外側ループの繰返しコントローラの設計において、まず、

$$q = 10, \quad \rho = 1 \quad (53)$$

とおき、評価関数式(38)を最小にするように $\bar{K}_1 \in R[\lambda]$ を求めると

$$\begin{aligned} [\bar{k}_0 \quad \bar{k}_1 \quad \cdots \quad \bar{k}_{10}] &= \\ [-0.381966 \quad -0.145898 \quad -0.055728 \quad -0.021286 \\ &\quad -0.008131 \quad -0.003106 \quad -0.001186 \quad -0.000453 \\ &\quad -0.000173 \quad -0.000065 \quad -0.000022] \end{aligned} \quad (54)$$

が得られる。ゆえに、パラメータ K_1 は

$$\begin{aligned}
 K_1 &= 1 + (1-\lambda)\bar{K} = k_0 + k_1\lambda + \dots + k_{q+1}\lambda^{q+1} \\
 &= \sum_{i=0}^{q+1} k_i \lambda^i \\
 [k_0 \quad k_1 \quad \dots \quad k_{11}] &= \\
 [0.618034 \quad 0.236068 \quad 0.090170 \quad 0.034442 \\
 0.013156 \quad 0.005025 \quad 0.001919 \quad 0.000733 \\
 0.000280 \quad 0.000108 \quad 0.000043 \quad 0.000022] \quad (55)
 \end{aligned}$$

となる。このとき

$$J_1|_{q=10} = 1.618034 \quad (56)$$

である。ちなみに、 $q=\infty$ としたとき、

$$J_1|_{q=\infty} = 1.618034 \quad (57)$$

次に、(41)式において、

$$\tilde{W}=1 \quad (58)$$

とおき、パラメータ K_2 は

$$K_2=0 \quad (59)$$

と求められる。(55)、(59)式を(34)式に代入すると、外側ループの繰返しコントローラは

$$\begin{aligned}
 C &= [C_1 \quad C_2] = (1-\lambda^L)^{-1} [K_1 \quad \lambda^{L-1}] \\
 &= (1-\lambda^L)^{-1} \left[\sum_{i=0}^{11} k_i \lambda^i \quad \lambda^{L-1} \right] \quad (60)
 \end{aligned}$$

となる。

(52)、(60)式より高精度定速回転系は **Fig. 3** のように構成される。設計された定速回転制御系を用いてシミュレーションを行った結果を **Fig. 4** と **Fig. 7** に示す。また、比較を行うために、基準回転速度

$$\omega_0 = 20 \text{ (rad/s)} \quad (61)$$

とし、そのまわりでの離散な線形近似モデルを求めて、それに基づき 3.2 節の繰返しコントローラの設計法に従

Fig. 3 The designed high-precision constant-speed-rotation-control system

Fig. 4 Simulation results using nonlinear compensation [1]

Fig. 5 Simulation results without using nonlinear compensation [1]

Fig. 6 Simulation results without using nonlinear compensation[2]

い, $[C_1 \ C_2]$ を設計し, 線形な定速回転制御系を構成し, シミュレーションを行った. その結果を Fig. 5 と Fig. 6 に示す. この従来の「繰返し制御」のみの手法と比較することにより, 目標回転速度が広範囲にわたり変化する場合, 本論文で提案した「非線形補償+繰返し制御」手法の有効性を示す.

まず, 回転速度を 0 から 20(rad/s) まで立ち上げて, 出力が定常状態に入った後, 回転角度に依存する外乱が系に加わったとする. このときの外乱除去過程は Fig. 4 に示す. さらに, 外乱が加わった状態で, 目標回転速度を 20(rad/s) から 30(rad/s), 30(rad/s) から 40(rad/s) へ変えた場合のシミュレーション結果も Fig. 4 に示す.

それに対して, 繰返し制御だけの設計法の場合の応答は Fig. 5 に示す.

明らかに, 非線形補償を用いた定速回転系の方は過渡応答におけるオーバーシュートが小さく, 収束も速い.

また, 繰返し制御だけの場合, 目標回転速度が 0 から 20(rad/s) まで立ち上げて, それから 20(rad/s) より 12(rad/s), 8(rad/s) へ変えたときのシミュレーション結果を Fig. 6 に示す. シミュレーション結果から目標回転速度が 8(rad/s) のとき, 系は安定に追従できなくなることがわかる.

それに対して, 非線形補償を施すと, 目標入力の設定値の変動範囲は大幅に拡張され, Fig. 7 のシミュレーション結果から, 2(rad/s) の目標入力に対しても安定に

Fig. 7 Simulation results using nonlinear compensation [2]

追従できることがわかる.

以上のシミュレーション結果から, 非線形補償を施すことにより, 系の安定性だけでなく, 系の応答特性も改善されていることがわかる.

5. む す び

本論文では, 広範囲にわたって変動する目標回転速度の設定値に対して, 高精度に追従できる定速回転制御系の設計法について検討を行った. 得られた結果をまとめると次のようになる.

- 1) 位置領域における回転系の離散モデルを導いた.
- 2) 広範囲の目標回転速度設定値に安定に追従でき, しかも位置に依存する周期外乱が抑制できる二重ループ構造の高精度定速回転制御系の構成を提案した.
- 3) 位置領域における制御対象の非線形な入出力特性を厳密に補償する内側ループの設計法を示し, 制御対象の安定化可能性について議論を行った.
- 4) 外側の二自由度繰返し制御ループの設計法を示した.
- 5) シミュレーションにより, 提案した手法の有効性を検証した.

最後に, 有益なご意見をいただいた東京工業大学三平満司先生, Vichai Saechout 氏, 貴重な論文をお送りいただいた神戸大学木村哲也氏に心から感謝いたします.

また、適切にご指摘をいただいた査読者に謝意を表わす次第である。

参 考 文 献

- 1) 中野・余・松尾：「定速回転制御系における角度依存性外乱の新しい除去法」, 電学論 D, **112-D-4**, 409/414 (1992)
- 2) 日野・余・中野：第31回 SICE 学術講演会, 527/528 (1992)
- 3) S. Monaco and D. Normand-Cyrot: Zero dynamics of sampled nonlinear systems, Systems & Control Letters, **11**, 229/234 (1988)
- 4) M. Sampei and K. Furuta: On Linearization and Control with Transformation of the Time Scale, The 10th Triennial World Congress of IFAC, 97/102 (1987)
- 5) 木村・藤田・原・香川：厳密線形化を用いた空気圧アクチュエータ駆動系の制御, 8-2, 52/60 (1995)
- 6) A. Isidori: Nonlinear Control Systems, Second Edition, Springer-Verlag (1989)
- 7) 石島・石動・三平・島・山下・渡辺：非線形システム論, 計測自動制御学会 (1993)
- 8) 前田・杉江：アドバンスド制御のためのシステム制御理論, 朝倉書店 (1990)
- 9) 余・中野：「主軸の回転角度の周期関数となる目標入力に対する高精度位置決め制御」, 電学論 D, **113-D-1**, 79/86 (1993)
- 10) 舟橋・山田：2自由度補償法によるリップルフリー最適デッドビート制御, 計測自動制御学会論文集, **27-1**, 33/40 (1989)
- 11) 堀口・西村・長田・富田：「過渡応答を考慮した2自由度デッドビート制御」, 計測自動制御学会論文集, **25-10**,

1046/1053 (1989)

- 12) 美多・原・近藤：基礎デジタル制御, コロナ社, 58/59 (1988)

[著 者 紹 介]

余 錦 華 (正会員)

1983年中国中南工業大学理工学部制御工学科卒業, 1993年東京工業大学大学院理工学研究科博士課程修了。同年東京工科大学工学部講師, 現在に至る。おもに制御理論応用, 計算機制御に関する研究に従事, 電気学会, IEEEなどの会員(工学博士)。

中 野 道 雄 (正会員)

1963年東京工業大学理工学部電気工学科卒業, 1968年東京工業大学大学院理工学研究科博士課程修了。同年同大学工学部助手, 1973年同助教授, 1986年同教授。1974年より高エネルギー物理学研究所併任。おもに計測制御機器, 計算機制御に関する研究に従事。日本シミュレーション学会(現在会長), 電気学会, システム制御情報学会, IEEEなどの会員(工学博士)。