長距離移動のための終端状態制御

平 田 光 男*・城 所 隆 弘*

Final-state Control for a Long Span Motion

Mitsuo HIRATA* and Takahiro KIDOKORO*

We have proposed a design method of feedforward input that does not excite high frequency resonance modes based on a final-state control (FSC). However, for a long span motion, the number of steps of feedforward input tends to be higher, and the final-state control method may not produce a correct solution because of numerical conditions. In this paper, we propose a new design method of the final-state control for the long span motion. The amount of calculation is reduced to have time intervals in which the feedforward input is a constant or zero. The effectiveness is shown by simulations.

Key Words: final-state control, long span motion, trapezoidal input

1. はじめに

ハードディスクや精密ステージの位置決め制御など、高速かつ高精度な位置決め性能が求められるシステムでは、機構系の共振モードによる残留振動を抑える制振軌道の設計が重要となる¹⁾。この問題に対し文献2)では、周波数整形型の終端状態制御(FSC: final-state control)³⁾を提案している。この手法は、システムの状態を初期状態から終端状態まで有限ステップでもってゆくフィードフォワード入力の中から特定の周波数成分を低減した入力を求める手法である。したがって、制御対象の機械共振が存在する周波数において、入力の周波数成分を低減することで、残留振動を抑え、高速な位置決めが実現できる。そのため、ハードディスクドライブだけでなく、さまざまな高速高精度位置決め制御系に適用され、実験的にその有効性が確認されている^{2), 4)~6)}。

終端状態制御では、フィードフォワード入力の時系列データが計算で求まる。したがって、長距離移動の場合、入力のステップ数が多くなるのでフィードフォワード入力を記憶するために多くのメモリ容量が必要になる。また、入力のステップ数と同じサイズの逆行列を計算する必要がある⁷⁾ので、そのサイズが大きくなると数値的に悪条件になりやすく、正しい解が求まらない場合もある。

ところで、産業システムの位置決め制御系では、台形状の入力波形が比較的良く用いられている⁷⁾。急な加減速となるBang-bang制御入力に比べ、加速度が連続的に変化するた

め、残留振動を起こしにくい。また、最大加速度と加減速時間を設定するだけでよいので、入力の設計が簡単で、実用的である。しかしながら、入力の周波数成分を任意の周波数で最小化することはできないので、高速性と制振性能の両立が難しい。

そこで、本論文では台形入力波形をもとにしたFig. 1のように入力が一定となる区間と零となる区間を設けた終端状態制御入力の導出法を提案する。入力が一定となる区間を設けることで、その間の入力を求める必要がなくなり、入力の計算で必要となる逆行列のサイズが大幅に縮小できる。そして、それらの区間については、入力の時系列データを記憶する必要がなくなるので、使用するメモリ量が低減できる。さらに、零区間を設けることによる最大速度の低減や電流駆動アンプやアクチュエータの負荷の低減にも貢献できる。最後に、シミュレーションにより、台形入力波形や従来の周波数整形型FSCと比較することで、提案手法の有効性を検証する。

2. 終端状態制御

2.1 終端状態制御入力の導出

可制御な n 次の離散時間システム $P[z]$ の状態方程式を次式で定義する。

$$x[k+1] = Ax[k] + Bu[k] \quad (1)$$

これをステップ数 N で初期状態 $x[0]$ から終端状態 $x[N]$ に遷移させる制御入力列

$$U = \begin{bmatrix} u[0] & u[1] & \cdots & u[N-1] \end{bmatrix}^T \quad (2)$$

を求めることを考える。(1)式を $k=0$ から N まで繰り返し用いると、次式を得る。

* 宇都宮大学大学院工学研究科 宇都宮市陽東 7-1-2

* Graduate School of Engineering, Utsunomiya University, 7-1-2 Yoto, Utsunomiya

(Received June 1, 2009)

(Revised September 28, 2009)

Fig. 1 Feedforward input with constant values at some intervals

$$x[N] = A^N x[0] + \Sigma U \quad (3)$$

ただし

$$\Sigma = \begin{bmatrix} A^{N-1}B & A^{N-2}B & \cdots & B \end{bmatrix} \quad (4)$$

(3) 式を満たす制御入力 U は無数に存在するため, Q を正定対称の重み行列とし, つぎの評価関数

$$J = U^T Q U \quad (5)$$

を最小化する U を求めると

$$U = Q^{-1} \Sigma^T (\Sigma Q^{-1} \Sigma^T)^{-1} (x[N] - A^N x[0]) \quad (6)$$

を得る. ここで重み行列 Q を単位行列に選べば

$$J = \sum_{k=0}^{N-1} u^2[k]$$

となるので, $u[k]$ の 2 乗和を最小とする入力 that 求まる.

機械共振や残留振動を抑えるためには, 制御入力は急激に変化せず滑らかなほうがよい. そこで, 制御対象への入力 $u_c[k]$ の変化

$$u[k] := u_c[k+1] - u_c[k] \quad (7)$$

の 2 乗和を最小化することを考える. これは, Fig. 2 に示すように, 離散時間モデル $P_d[z]$ の入力端に和分器 $1/(z-1)$ を接続し, 拡大系への入力 $u[k]$ の 2 乗和を最小化することと等価である. なお, 図中において, $\mathcal{H}$ は零次ホールド, τ はサンプリング周期を表す.

いま, $P_d[z]$ は 1 入出力かつ可制御な連続時間制御対象 $P_c(s) = (A_c, B_c, C_c, 0)$ の離散時間モデルとし, その状態空間実現を

$$P_d[z] = (A_d, B_d, C_d, 0) \quad (8)$$

で与える. ただし, $A_d = e^{A_c \tau}$, $B_d = \int_0^\tau e^{A_c t} B_c dt$, $C_d = C_c$ となる. ここで, (A_d, B_d) は可制御とする. 以上から, 拡大系 $P[z]$ の状態空間実現はつぎのように求まる.

$$P[z] := \left[\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline C & 0 \end{array} \right] := \left[\begin{array}{cc|c} A_d & B_d & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ \hline C_d & 0 & 0 \end{array} \right] \quad (9)$$

Fig. 2 Augmented system with an integrator

ただし, $P_d[z]$ の状態変数を $x_d[k]$, 拡大系 $P[z]$ の状態変数を $x[k] := [x_d^T[k] \ u_c[k]]^T$ と定義した.

したがって, (9) 式の状態空間実現と $Q = I$ に対して (6) 式から U を求めれば, $u_c[k]$ は滑らかな入力となる. このとき, 実際の制御入力 u_c が $u_c[0] = u_c[N] = 0$ を満たすように拡大系の初期状態および終端状態を

$$x[0] = \begin{bmatrix} x_d[0] \\ 0 \end{bmatrix}, \quad x[N] = \begin{bmatrix} x_d[N] \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

と与えることが多い. このようにして求めた入力を終端状態制御 (FSC: final-state control) 入力と呼ぶことにする.

2.2 周波数整形型終端状態制御

滑らかな入力は, 残留振動低減に効果的であるが, 高速性が犠牲になる. 残留振動を抑えるには, 必ずしも滑らかな入力にする必要はなく, 機械共振の周波数でのみ, 制御入力の周波数成分が低減できればよい. そこで, 実際の制御入力 $u_c(t)$ のフーリエ変換 $\hat{U}_c(\omega)$ を次式で定義し,

$$\hat{U}_c(\omega) = \int_0^{N\tau} u_c(t) e^{-j\omega t} dt$$

そのゲインを任意に選んだ周波数点 $\omega_i (i = 1, \dots, \ell)$ で最小化するために, つぎの評価関数を導入する.

$$J_\omega = \sum_{k=0}^{N-1} u^2[k] + \sum_{i=1}^{\ell} q_i |\hat{U}_c(\omega_i)|^2 \quad (11)$$

すると, 簡単な代数演算から (11) 式は (5) 式と同様に U の 2 次形式としてつぎのように表わすことができる^{1), 2)}.

$$J_\omega = U^T Q_\omega U$$

ただし,

$$Q_\omega = I_n + \sum_{i=1}^{\ell} q_i Q_U(\omega_i) \quad (12)$$

ここで $Q_U(\omega_i)$ は

$$Q_U(\omega_i) = \left\{ \frac{2 \sin(\frac{\omega_i \tau}{2})}{\omega_i} \right\}^2 \Omega_z^T (S_R^T S_R(\omega_i) + S_I^T S_I(\omega_i)) \Omega_z$$

であり, $S_R(\omega_i)$, $S_I(\omega_i)$, Ω_z はそれぞれ

$$S_R(\omega_i) = [\cos(0), \cos(\omega_i \tau), \dots, \cos((N-1)\omega_i \tau)]$$

$$S_I(\omega_i) = [\sin(0), \sin(\omega_i \tau), \dots, \sin((N-1)\omega_i \tau)]$$

$$\Omega_z = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 1 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 1 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

である。したがって、(6) 式から FSC 入力を求める際に、 Q を単位行列ではなく (12) 式の Q_ω に選ぶことで入力の数値整形が可能となる。

3. 一定値入力と零入力をもつ終端状態制御

3.1 問題設定と準備

本論文では Fig. 1 に示すように制御入力が一応および零となる区間を設けた終端状態制御入力を導出する。これにより、制御入力を導出する際の数値的悪条件が回避できるだけでなく、フィードフォワード入力を記憶するためのメモリの節約や、零区間を設けることによる最大速度の低減や電流駆動アンプやアクチュエータの負荷の低減にも貢献できる。

Fig. 1 のように制御入力を 7 分割したときの各区間における入力のステップ数を N_i ($i = 1, \dots, 7$) と定義する。そして、区間 N_2 , N_6 の入力は一定値、区間 N_4 の入力は零になるものとする。

なお、次節以降の表記を簡略化するため、 N_1, N_3, N_5, N_7 を自由区間、 N_2, N_6 を一定区間、 N_4 を零区間と呼ぶことにする。また、式の導出を簡略化するため、区間 N_i の制御入力列 U_i ($i = 1, \dots, 7$) を次式で定義する。

$$U_i = \begin{bmatrix} u[S_{i-1}] & u[S_{i-1} + 1] & \cdots & u[S_i - 1] \end{bmatrix}^T$$

ただし、 S_i については $S_0 = 0$ および次式で定義した。

$$S_i = \sum_{k=1}^i N_k, \quad (i = 1, \dots, 7)$$

すると、全区間にわたる入力列 U は次式となる。

$$U = \begin{bmatrix} U_1^T & U_2^T & \cdots & U_7^T \end{bmatrix}^T$$

さらに、任意の自然数 k に対し、次式を定義しておく。

$$\Sigma_k = \begin{bmatrix} A^{k-1}B & A^{k-2}B & \cdots & B \end{bmatrix}$$

3.2 フィードフォワード入力の導出

まず、Fig. 2 の拡大系のもとで、区間 N_2, N_4, N_6 において実際の入力 $u_c[k]$ が一定値になるものとする。拡大系への入力 $u[k]$ と実際の入力 $u_c[k]$ の間には (7) 式の関係があるので、 $u[k]$ が 0 ならば $u_c[k]$ と $u_c[k+1]$ は同じ値となる。したがって、 $u_c[k]$ が一定値になるという条件は、拡大系への入力 $u[k]$ が零になることに等価である。

そこで、一定区間と零区間の入力列 U_2, U_4, U_6 を零ベクトルとおくと、(3) 式は次式となる。

$$x[N] = A^N x[0] + \Sigma_m U_m \quad (13)$$

ただし、

$$U_m = \begin{bmatrix} U_1^T & U_3^T & U_5^T & U_7^T \end{bmatrix}^T$$

$$\Sigma_m = \begin{bmatrix} A^{N-S_1}\Sigma_{N_7}, A^{N-S_3}\Sigma_{N_5}, A^{N-S_5}\Sigma_{N_3}, \Sigma_{N_1} \end{bmatrix}$$

ここで、つぎの列フルランク行列

$$T = \begin{bmatrix} I_{N_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I_{N_3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_{N_5} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I_{N_7} \end{bmatrix} \quad (14)$$

を定義すると、(3) 式の U, Σ と (13) 式の U_m, Σ_m との間には

$$U = TU_m, \quad \Sigma T = \Sigma_m$$

が成り立つ。このとき (5) 式は次式のように書き表わすことができる。

$$J = U_m^T Q_m U_m \quad (15)$$

ただし

$$Q_m = T^T Q T$$

T は列フルランクなので、 $Q > 0$ ならば $Q_m > 0$ が成り立つ。

つぎに、Fig. 1 に示す入力を求めるためには、区間 N_4 で実際の入力 $u_c[k]$ が零にならなければならない。 $U = TU_m$ により同区間で $u_c[k]$ が一定値になることが保証されているので、その最初の入力がゼロになる条件を付加すれば十分である。この条件は、

$$u_c[S_3] = C_z x[S_3] = 0 \quad (16)$$

と書くことができる。ただし、 C_z は拡大系の状態変数から実際の入力を取り出すための出力行列であり $C_z = [0_{1 \times n}, 1]$ となる。このとき、(1), (16) 式および $U = TU_m$ から次式を得る。

$$0 = u_c[S_3] = C_z A^{S_3} x[0] + \begin{bmatrix} C_z \Sigma_{S_3} & 0_{1 \times (N-S_3)} \end{bmatrix} T U_m \quad (17)$$

以上から、求めるべき入力列 U_m は (13) 式と (17) 式を同時に満たさなければならない。これらをまとめて次式を得る。

$$\begin{bmatrix} x[N] \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^N \\ C_z A^{S_3} \end{bmatrix} x[0] + \begin{bmatrix} \Sigma_m \\ [C_z \Sigma_{S_3}, 0_{1 \times (N-S_3)}] T \end{bmatrix} U_m \quad (18)$$

ここで、

$$x_{ex} = \begin{bmatrix} x[N] \\ 0 \end{bmatrix}, \quad A_{ex} = \begin{bmatrix} A^N \\ C_z A^{S_3} \end{bmatrix}$$

$$\Sigma_{ex} = \begin{bmatrix} \Sigma_m \\ [C_z \Sigma_{S_3}, 0_{1 \times (N-S_3)}] T \end{bmatrix}$$

と置けば (18) 式は次式となる。

Table 1 Parameters of the plant model

k_0	1.5×10^3	k_1	0.25×10^4	k_2	-1.5×10^4
		ζ_1	2×10^{-3}	ζ_2	10×10^{-3}
		ω_1	$2\pi \times 1000$	ω_2	$2\pi \times 2000$

$$x_{ex} = A_{ex}x[0] + \Sigma_{ex}U_m \quad (19)$$

したがって、Fig. 1 に示す入力、(19) 式のもとで (15) 式を最小化することで求められる。(19)、(15) 式と (5)、(3) 式の関係から、(6) 式の Q , Σ , $x[N]$, A_N をそれぞれ Q_m , Σ_{ex} , x_{ex} , A_{ex} に置き換えたものが解となる。つまり、 Σ_{ex} がフルランクのとき、入力列 U_m は次式から計算できる。

$$U_m = Q_m^{-1} \Sigma_{ex}^T (\Sigma_{ex} Q_m^{-1} \Sigma_{ex}^T)^{-1} (x_{ex} - A_{ex}x[0]) \quad (20)$$

このとき、サイズが N となる Q に比べて Q_m のサイズは $N - N_2 - N_4 - N_6$ と大きく減少するので、計算すべき逆行列のサイズが低減できる。結果として、計算負荷や数値的悪条件を回避できる。また、メモリに記憶すべき入力列も U から U_m になるので、メモリ容量も節約できる。

4. シミュレーションによる有効性の検証

4.1 制御対象

ガルバノスキャナ⁶⁾を模擬した、剛体モードと2つの共振モードをもつ以下の伝達関数

$$P(s) = \frac{k_0}{s^2} + \frac{k_1}{s^2 + 2\zeta_1\omega_1s + \omega_1^2} + \frac{k_2}{s^2 + 2\zeta_2\omega_2s + \omega_2^2}$$

を制御対象として提案手法の有効性を検証する。ガルバノスキャナとは、モータ軸にミラーが接続されたメカニカルシステムであり、レーザ光を反射させるミラーの角度を高速に位置決めし、対象物をレーザ加工する装置である。なお、シミュレーションの目的は提案手法の検証なので、各パラメータは非現実的にならない範囲で適当に定めることとする。また、入力および出力についても、特に単位は定めないが、入力はアクチュエータに流れる電流（トルクに比例）、出力は変位に対応する。ここでは、制御対象の各パラメータは1kHzと2kHzに共振モードをもつよう、Table 1 に示すように選んだ。そして、サンプリング周期 $T_s = 25 \times 10^{-6}$ [s] で零次ホールド離散化を行なった。離散化した制御対象のボード線図を Fig. 3 に示す。

ここで、アクチュエータを駆動する電流アンプに負担をかけないように、制御入力はつぎの条件を満たさなければならないものとする。

条件1 連続して入力を加える時間は75ステップ以内

条件2 入力の大きさは ± 20 以内

条件3 2つの共振モードはそれぞれ $\pm 2\%$ の変動をもつとする

4.2 入力の設計

終端状態制御入力の計算には、剛体モードからなるノミナルモデル

Fig. 3 Frequency response of the plant

$$P_n = \frac{k_0}{s^2}$$

を用いることとする。また、共振モードが存在する1kHzおよび2kHz付近の入力の周波数成分を低減して残留振動を抑えるため、周波数整形型終端状態制御を用いる。(11) 式の ω_i は各共振モードの変動範囲 ($\pm 2\%$) を考え、980Hz~1020Hzを10分割した周波数点と、1960Hz~2040Hzを10分割した周波数点に選び、重み q_i はすべて 1×10^7 とした。つまり、各共振モードの $\pm 2\%$ の範囲で入力の周波数成分を低減するように評価関数のパラメータを選んだ。そして、(12) 式から Q_ω を求めた。また、初期状態と終端状態については、それぞれ、原点で静止状態、目標位置 $r_m = 1$ または 2 で静止状態とした。

終端へ移動するまでのステップ数 N_i は入力に対する条件を満たすようにつぎのように決めた。まず、条件1を満たすためそれぞれ自由区間と一定区間を25ステップずつとし、 $N_1 + N_2 + N_3 = 75$, $N_5 + N_6 + N_7 = 75$ となるようにした。また、条件2を満たすように零区間の長さを調整し、 $r_m = 1$ のとき $N_4 = 40$, $r_m = 2$ のとき $N_4 = 170$ とした。このとき、入力を求める際の逆行列のサイズは $r_m = 1$ のとき190から140に、 $r_m = 2$ のとき320から140に低減される。

求めた入力の時間応答およびスペクトラムを Fig. 4 および Fig. 5 の (a), (b) に実線で示す。どちらも、Fig. 1 に示すような一定値入力および零入力をもつ入力が求まっていることが確認できる。また、1kHzおよび2kHz付近のスペクトラムも低減している。

4.3 台形入力波形との比較

比較のために、高速位置決め制御で比較的良好に用いられる台形入力波形を求める。これは Fig. 1 の自由区間において傾きが一定である場合に相当する。各区間のステップ数 N_i を4.2節と同じものを選んで求めた台形入力波形の時間応答とスペクトラムを Fig. 4 および Fig. 5 の (a), (b) に破線で示す。時間応答を比較すると、台形入力波形と終端状態制御で

(a) Time responses of input

(b) Spectra of input

(c) Time responses of output

Fig. 4 FSC inputs and trapezoidal input ($r_m = 1$)

(a) Time responses of input

(b) Spectra of input

(c) Time responses of output

Fig. 5 FSC inputs and trapezoidal input ($r_m = 2$)

Table 2 Comparison of J

Reference	$r_m = 1$	$r_m = 2$
Conventional FSC	36.5	10.3
Proposed FSC	80.7	103.3

は自由区間の応答が若干異なっていることが確認できる。また、スペクトラムを見ると、台形入力波形では共振周波数である 1kHz および 2kHz で必ずしもスペクトラムが小さくなってはいないことがわかる。

つぎにこれらの入力を共振モードを含む制御対象に加えたときの出力の時間応答を評価する。なお、共振周波数の変動に対するロバスト性も評価するため、各共振モードのノミナル値と $\pm 2\%$ 変動した場合のすべての組み合わせ (9 通り) についてシミュレーションを行なった。結果を Fig. 4 および Fig. 5 の (c) に示す。上段が終端状態制御入力、中段が台形入力波形の結果を表わす。なお、残留振動の違いがわかるように、目標値付近を拡大してプロットしている。これらの図から、台形入力波形に比べ、終端状態制御入力では、残留振動が大幅に抑えられていることが確認できる。また、共振周波数が変動しても、大きな劣化がないことも確認できる。

4.4 制約がない場合の終端状態制御との比較

4.1 節で課した条件 1 がいない場合、従来型の周波数整形型終端状態制御 (従来型 FSC) が適用できる。そこで、目標値 $r_m = 1, 2$ に対して、同じ評価関数を用いて FSC 入力を求めた。FSC 入力とそのスペクトルを Fig. 4, Fig. 5 の (a), (b) に点線で示す。評価関数 J の値を提案法と従来型 FSC で比較すると、Table 2 に示すように、ステップ数が大きくなると、その差も大きくなる。スペクトラムについても、共振周波数付近で特に小さくなっている。また、変動モデルに対する目標値付近の応答を Fig. 4(c), Fig. 5(c) の下段に示すが、残留振動はほとんど見られない。したがって、従来型 FSC に比べて、提案法は制振性能が劣化することがわかる。提案法では、一定区間および零区間で入力の自由度を拘束しているため、この劣化は避けられない。

一方、各入力に対する速度応答を求めた。結果を Fig. 6 に示す。従来型 FSC では、ステップ数が増えると最大速度もそれに従って増加しているが、提案法や台形入力波形では、零区間があるために、最大速度は増加していない。位置決め制御系では、センサのダイナミクスや機構上の理由から最大速度制約がある場合が多く、この点でも提案法は有効である。

5. おわりに

本論文では、終端状態制御を長距離移動に適用するために、一定値入力と零入力を生成する終端状態制御を提案した。そして、ガルバノスキャナを模擬した制御対象に対して提案手法を適用し、高速位置決め制御と比較的よく用いられる台形入力波形と比較した。その結果、共振モードに変動がある場合でも、提案手法のほうが残留振動の低減に有効であることを確認した。

Fig. 6 Comparison of velocity responses

なお、提案法は一定区間および零区間で入力の自由度を拘束しているため、従来型 FSC に対する性能劣化は避けられない。したがって、実用上は、使用するメモリ量や最大速度制約、制振性能などの間にあるトレードオフを考えながら、一定区間および零区間のステップ数を決めてゆく必要がある。

参考文献

- 1) 山口, 平田, 藤本: ナノスケールサーボ制御, 東京電機大出版局 (2007)
- 2) 平田, 長谷川, 野波: 終端状態制御によるハードディスクのショートシーク制御, 電学論 D, **125**-5, 524/529 (2005)
- 3) T. Totani and H. Nishimura: Final-State Control using Compensation Input, Trans. of the SICE, **30**-3, 253/260 (1994)
- 4) 廣瀬, 寺地, 川福, 岩崎, 平井: オンライン定数同定と初期値補償を併用した位置決め整定特性のリアルタイム補償, 電学論 D, **128**-6, 718/725 (2008)
- 5) 川瀬, 岩崎, 川福, 平井: LMI を用いた位置指令生成による機台振動抑制を考慮した高速高精度位置決め制御, 電学論 D, **126**-6, 718/725 (2008)
- 6) 平田, 城所, 上田: 終端状態制御によるガルバノスキャナのナノスケールサーボ制御, 電学論 D, **129**-9, 938/944 (2009)
- 7) H. Li, M.D. Le, Z.M. Gong and W. Lin: Motion Profile Design to Reduce Residual Vibration of High-Speed Positioning Stage, IEEE/ASME Transaction on Mechatronics, **14**-2, 264/269 (2009)

[著 者 紹 介]

平 田 光 男 (正会員)

1969年1月17日生。93年千葉大学大学院工学研究科修了, 96年千葉大学大学院自然科学研究科修了。同年千葉大学工学部助手, 2004年宇都宮大学工学部助教授, 2007年同准教授現在に至る。博士(工学)。2002年~2003年カリフォルニア大学バークレイ校機械工学科客員研究員。ロボスト制御, ナノスケールサーボ制御, およびそれらの産業応用に関する研究・教育に従事。システム制御情報学会, 電気学会, 日本機械学会, IEEEの会員。99年日本機械学会機械力学・計測制御部門部門貢献賞, 2002年計測自動制御学会制御部門大会賞, 2004年日本機械学会奨励賞を受賞。著書にMATLABによる制御系設計, ナノスケールサーボ制御(東京電機大学出版局)。

城 所 隆 弘

1984年5月1日生。2007年宇都宮大学工学部電気電子工学科卒業, 2009年宇都宮大学大学院工学研究科博士前期課程修了, 同年キャノン(株)入社, 現在に至る。在学中はナノスケールサーボ制御の産業応用に関する研究に従事。