

解 説

モデルと実対象の信号差を利用した制御

岡島 寛*・松永 信智*

1. はじめに

制御系設計を行う際、制御器次数や設計の自由度が高いことは制御性能の向上に直結する。たとえば、P 制御より PI 制御、PI 制御より PID 制御の方が設計に用いる自由度が高く、PID 制御は P 制御や PI 制御を含むことから、適切な各ゲインのチューニングさえできれば、これら三つのうち PID 制御が最もよい性能を実現しうる。

その一方、自由度の高さによって制御系設計の困難さが増すことになる。パラメータ数が少ないうちは試行錯誤的な調整が可能であっても、パラメータ数が増加すると安定化設計すら困難な場合が生じる。

コントローラの設計において、制御対象の数理モデルが時にパラメータの決定において有用である事実は古くから知られている。第 1 図のフィードフォワード制御を例にこのことを考えてみよう。P を制御対象、 P_M をその数理モデルとし、理想とする入出力特性を T とする。このとき、SISO の線形系では理想入出力特性 T を実現するフィードフォワード制御器 C が次式で与えられる。

$$C = \frac{T}{P_M} \quad (1)$$

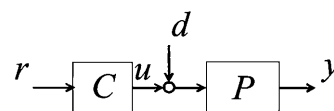
(1) 式の制御器 C を用いると、モデル化誤差なし ($P = P_M$)、外乱なしの状況下で $y = Tr$ を達成できる。これは、 P の次数や T の次数の高さによらず成り立つ事実である。さらに、制御対象が線形時不変システムでなかったとしても、何らかの意味で P_M の逆システムを構成できれば理想入出力特性 T を実現することができる。

制御器の内部に対象のモデルを含む形で構成することで、簡便かつ効果的な制御器のパラメータを設計できる。フィードフォワード制御では適用範囲が限られるが、フィードバックループ内に制御対象のモデルを陽に含んだ制御系はさまざまに存在し、とくに、モデルと実対象との信号差をフィードバック信号として用いることで、高い外乱抑制性能やロバスト性を実現できる。その有効性はさまざまな研究において明らかにされている [1–20]。

本稿では、モデルと実対象の信号差を利用した制御系について解説する。まず、よく知られた制御手法として、

* 熊本大学 大学院自然科学研究科

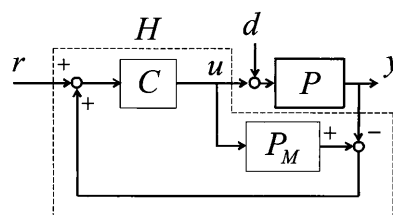
Key Words: internal model control, 2-DOF systems, feedback linearization, disturbance observer, model error compensator.



第 1 図 フィードフォワード制御系

内部モデル制御 [1–6] と 2 自由度系の条件付きフィードバック構造 [9–11] を紹介する。数値例を交えてモデルと実対象の差を利用する制御システムの基本構造とその効用について概説する。さらに、制御対象のロバスト性の向上、外乱抑制を目的として制御対象の入出力特性を補償するための制御系 [12–20] について紹介し、前述の二つの制御系との関連性について述べる。最後に、研究の展開として、非線形システムモデルを陽に用いたフィードバック線形化手法 [14] について概説する。非線形モデルを陽に制御器内部に含むことで、ロバスト性の高いフィードバック線形化を実現できることを数値例により示す。なお、本稿においては線形システムは伝達関数として表現するが、引数 (s) は紙面の都合上省略する。

2. 内部モデル制御



第 2 図 内部モデル制御系

本節では、内部モデル制御 (Internal Model Control, IMC) [1–6] について概説する。IMC は Morari によって提案された制御系であり、フィードバックループ内部に制御対象のモデル P_M を含む制御構造となっている。本節においては、制御対象 P およびそのモデル P_M は安定なものと仮定する。

このとき、第 2 図に IMC の制御構造を示す。IMC の制御器全体を破線で囲っており、 H と表記する。制御器の内部に陽に P_M が含まれていることが確認できる。また、 C は過渡応答を整形するための制御器である。IMC による目標値応答と外乱応答は次式で与えられる。

$$y = \frac{PC}{1+(P-P_M)C}r + \frac{1-P_MC}{1+(P-P_M)C}Pd \quad (2)$$

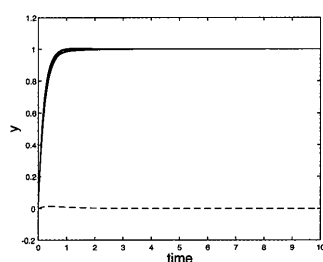
このとき、とくに $P=P_M$ を満たし、かつ $d=0$ の場合には

$$y = P_M C r \quad (3)$$

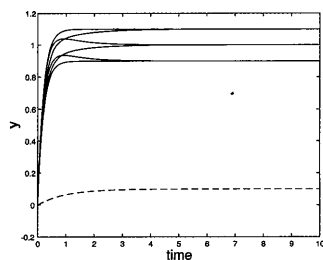
と与えられる。 $C=T/P_M$ と選ぶことで、(1) 式のフィードフォワード制御の場合と同様に目標の伝達特性 T を実現することができる。その一方、(1) 式とは異なり、外乱や P と P_M との差をフィードバックする構成になっている。

数値例により IMC の効果を確認する。ここでは、ステップ参照信号 $r=1/s$ およびステップ外乱 $d=0.1/s$ を考える。この場合における、フィードフォワード制御 (1) 式と IMC (2) 式とを比較する。制御対象を $P=K/(Ts+1)$ とし、 $P_M=1/(s+1)$ 、 $C=(s+1)/(0.2s+1)$ とした。また、 K および T はそれぞれ $[0.9 \ 1.1]$ の範囲から選んだ。第 3 図および第 4 図に IMC の応答およびフィードフォワード制御の応答を示す。実線はステップ参照信号を印加した場合の応答波形、破線は外乱応答である。このとき、第 3 図において、IMC の応答は第 4 図と比較してより理想応答に近く、モデル化誤差の影響が小さいことがわかる。また、第 3 図では、外乱の低減効果も高いことが確認できる。

P がむだ時間を含む場合、IMC とむだ時間制御に適しているスミス予測器との間の等価性が知られており、IMC はむだ時間系の制御系設計においても有効である。また、IMC を 2 自由度に拡張した制御系として GIMC [5] が知られており、外乱抑制性能を独立に調整できる設計自由度の高い制御構造となっている。



第 3 図 内部モデル制御による出力



第 4 図 フィードフォワード制御による出力

3. 2 自由度制御と条件付きフィードバック

所望の目標値応答を得ること、外乱抑制や制御対象の不確かさへの対処の二つを目的とした場合、目標値信号 r と制御対象の出力 y の二つの信号を用いた 2 自由度の制御構成が考えられる。2 自由度制御系ではフィードフォワードとフィードバックを含む制御構造となっている。

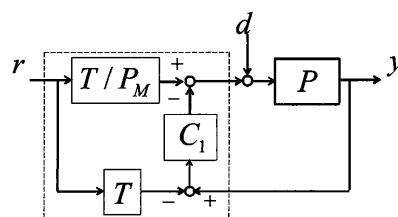
二つの目的を独立に調整するために、見通しのよい形で構成した制御構造が第 5 図の 2 自由度制御構造である。ここで、 P と P_M が一致している場合、第 5 図の入出力伝達関数は

$$\frac{y}{r} = T \quad (4)$$

となる。すなわち、入出力伝達関数は T で表されるため C_1 には依存しない。その一方、フィードバック特性は C_1 のみに依存し、外乱の抑制性能やモデル化誤差の影響の抑制に用いられる。外乱などの存在下でのみフィードバックが働くことから、第 5 図は条件付きフィードバック構造ともよばれる [9–11]。このような制御性能調整の独立性から、制御系の設計が容易な制御構造である。第 5 図の構造から一般によく用いられている 2 自由度制御系への変換は容易に行うことが可能である。

なお、前節の IMC の場合には制御対象 P およびモデル P_M が安定であるとしたが、第 5 図の場合には不安定であっても制御系を構成することができる。フィードバック制御器 C_1 は、外乱抑制やモデル誤差の影響低減のほかに、 PC_1 を一巡伝達関数とした閉ループが安定となるよう設計される必要がある。

また、 T/P_M が安定かつプロパーである必要性から、制御対象 P が非最小位相系の場合には T も P と同じ非最小位相零点を有する必要があることに注意する必要がある。



第 5 図 2 自由度制御系

4. 信号差を利用したロバスト性能補償

4.1 補償システムを用いた制御系のロバスト化

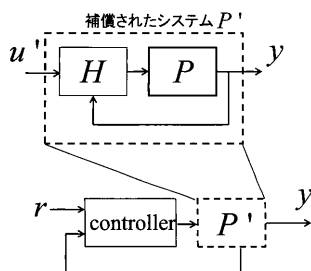
ここでは、モデルと実対象の信号差を利用して制御対象のロバスト性を向上させる手法 [12–20] について紹介を行う。本節では、外乱オブザーバとモデル誤差抑制補償器について紹介し、前節までの制御構造との関連性について触れる。

制御系を構成する際、過渡特性や目標値追従性能などの調整とは別に外乱やモデル誤差の影響を小さくするこ

とも求められる。ここで、第6図に示されるようなシステムを考えよう。コントローラは制御対象の入出力モデルに基づいて目標値追従性能などの特性を理想のものとなるよう設計される。もし、モデルと実対象の動特性が一致している場合、制御対象に得られた制御器を適用することで理想の応答を実現できる。

しかしながら、もしモデルと実対象の間に外乱やモデル誤差に起因したギャップが存在するとき、そのギャップを補償するものが本稿で紹介する外乱オブザーバ[18-20]やモデル誤差抑制補償器[12-17]である。両者ともに制御対象のモデルを補償器 H の内部に含むことにより、信号差をフィードバックすることで誤差補償を行う構造となっている。

このような補償を行うことによって、ギャップが存在しないときは補償器として働かず、ギャップが存在するときのみその補償を行うことができる。したがって、性能を維持したまま外乱抑制性能やロバスト性を向上させることができる。それぞれ簡素な補償器構造をしており、それぞれの特徴については次節以降で紹介する。



第6図 補償システムを含む制御系の構成

4.2 モデル誤差抑制補償器

著者らは、ロバスト性を扱うアプローチの一つとして制御対象とモデル間のギャップ抑制のみに特化したモデル誤差抑制補償器を提案している[12-17]。提案した補償器は制御対象のモデルを内部に含み、モデル出力と制御対象の出力との差をフィードバックする構造となっている。文献[12]では誤差補償器を H_∞ 制御の枠組みで提案している。補償システムのモデル化誤差を抑制することで、見かけ上の入出力特性をモデルの入出力特性に限りなく近づける。モデル誤差抑制に特化した補償器 H とモデルに対して設計された制御器(第6図の controller)との併用により、構成された制御系の応答は制御対象のモデル化誤差によらず良好なものになる。

また、モデル誤差抑制補償器は多入出力系、ハンマシュタイン型システムやピークル制御系などの非線形システムに適用可能であることなど、さまざまな観点から研究を進めており汎用性が高い[13-17]。

ここではまず、モデル誤差抑制補償器の基本アイデアについて述べる。モデルベースド制御では物理的条件や制御対象 P の応答から、最も確からしい入出力モデルとしてノミナルモデル P_M を設定する。制御器は通常

P_M に対して設計されることになる。

もし、 P と P_M が入出力ダイナミクスの意味でほぼ等価とみなせる場合には、設計した制御器を P に適用することで所望の応答が期待できるが、これらにギャップが存在する場合には制御器を適用しても所望の応答が得られないことがある。

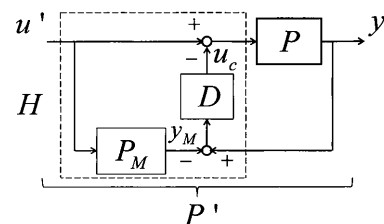
これを受けて、第7図に示すように P に補償器 H を加えた新たなシステム P' を考える。補償器 H は補償後のシステム P' と P_M とのギャップを抑制する補償器であり、モデル誤差抑制補償器とよぶ。 H によりモデル誤差 $P' - P_M$ を十分に小さくできれば、 P の代わりに P' を用いて第6図の制御系を組むことで理想出力に近い出力が見込まれる。

ここで、第7図の補償器は内部に P_M を含んだ構造となっており、 P と P_M の応答差をフィードバック信号として用いている。第7図は逆モデルをもたない点に特徴があり、後述の非線形システムなど適用範囲が広い。ここで、設計すべき補償器は誤差補償器 D であり、適切な D を与えることができれば補償入力 u_c によりモデル誤差を軽減し、 P' の動特性を P_M に近づけることができる。文献[12]では $P' - P_M$ を評価する以下の評価関数 Γ を考え、 D の設計問題を H_∞ 制御問題に帰着している。

$$\Gamma = \minsup_D \sup_{\Delta} \left\| W_e \frac{1}{1 + P_M D (1 + W \Delta)} \right\|_\infty \quad (5)$$

ただし、 W_e は周波数評価重みである。定値外乱除去や定常偏差を除去するためには $\omega = 0$ で $D(j\omega) \rightarrow \infty$ が求められ、 D に積分器を含むことが要求される。

モデル誤差抑制補償器は、第3節で示した条件付フィードバック構造に近い構造をしている。とくに制御対象が線形時不変システムの場合には、第7図の構造は、2自由度制御(第5図)における T を $T = P_M$ とすることに対応している。



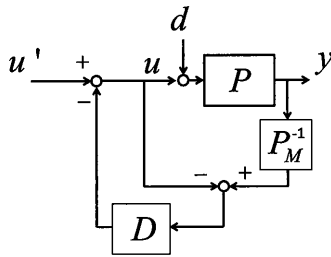
第7図 モデル誤差抑制補償器

4.3 外乱オブザーバ

外乱オブザーバとは、制御対象の操作入力および出力に基づいて外乱やモデル誤差の影響を推定するオブザーバであり、推定値を外乱を相殺するようフィードバック機構を含めて外乱オブザーバとよぶことが多い[18-20]。外乱オブザーバの構造を第8図に示す。第8図では、制御対象の逆モデル P_M^{-1} を含む補償器構造となっている。 D はフィルタであり、定値外乱の除去には $D(0) = 1$ が

条件として必要になる。逆モデル P_M^{-1} を構成することが困難な場合には、低周波で P_M^{-1} と同じ周波数特性となるようフィルタを目的に応じて設計する必要がある。ここで、第8図で与えられる補償器 H を第6図に適用したとき、 $P = P_M$ が成り立ち、かつ $d=0$ の場合にはフィードバック信号はゼロ信号となり、補償器は働かない。そのため、第6図はモデルに対して設計したコントローラを制御対象に適用していることと同じ働きとなる。

逆モデルを含む構造という違いはあるものの、第2節で示した内部モデル制御とはフィードバック構造が類似している。



第8図 外乱オブザーバ

5. 信号差を利用した非線形システムのロバスト入出力線形化

5.1 制御対象とモデル

U を n 次元空間 R^n 内に定義された開領域とし、 $x \in U$ を縦ベクトルとする。 $h(x)$ を $x \in U$ で定義されたスカラー関数、 $f(x)$ 、 $g(x)$ を n 次元縦ベクトル関数とする。制御対象 P がつぎの非線形システムとして与えられる場合を考える。

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)u \quad (6)$$

$$y = h(x) \quad (7)$$

このとき、 P は1入力1出力で与えられる。また、関数 $f(x)$ 、 $g(x)$ 、 $h(x)$ は $x \in U$ で十分に滑らかで、かつ任意階連続微分可能とし、 $f(0)=0$ 、 $g(x) \neq 0$ とする。相対次数は $m(\leq n)$ と与えられるものとする。さらに、 P のゼロダイナミクスが安定であるものと仮定する。

制御対象のモデル P_M は、その状態を x_M とし、スカラー関数 $h_M(x_M)$ 、 n 次の縦ベクトル関数 $f_M(x_M)$ 、 $g_M(x_M)$ で構成され、次式で与えられるものとする。

$$\frac{dx_M}{dt} = f_M(x_M) + g_M(x_M)u \quad (8)$$

$$y_M = h_M(x_M) \quad (9)$$

モデリングにおいて、 P とその動特性が近くなるように P_M が導かれ、とくに $f(x) = f_M(x)$ 、 $g(x) = g_M(x)$ 、 $h(x) = h_M(x)$ が成り立てば $P = P_M$ となる。制御対象同様、モデルの相対次数も m とし、ゼロダイナミクスが安定なものとする。

5.2 ロバスト入出力線形化

ここでまず、制御対象の非線形性を打ち消すフィードバック線形化 [21–25] を行うことを考えよう。非線形の状態フィードバックを適用することによって、システムの入力から状態の関係や入力から出力の関係を線形化する方法が知られている。線形化されたシステムに対して制御系設計することで、所望の制御結果を得るような全体制御系を実現することが容易であることから、線形化は非線形システムを制御する際の有用なアプローチの一つである。

モデル P_M に対して通常のフィードバック線形化 [21–25] を行う場合、つぎの制御則が得られる¹。

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v \quad (10)$$

$$\alpha(x) = -\frac{L_f^m h(x)}{L_g L_f^{m-1} h(x)} + F\xi \quad (11)$$

$$\beta(x) = \frac{1}{L_g L_f^{m-1} h(x)} \quad (12)$$

$$F = [F_1, F_2, \dots, F_m]$$

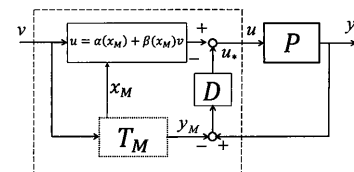
$$\xi = [h(x), L_f h(x), \dots, L_f^{m-1} h(x)]^T$$

このとき、(10) 式の制御則を適用することにより v から y の関係が入出力システムが線形システム T_M として与えられる。とくに $F=0$ の場合は v から y までの入出力特性は m 次積分システム $d^m y/dt^m = v$ と与えられる。

通常用いられる線形化手法の場合には、フィードバック線形化制御則は非線形状態フィードバック則として与えられることになる。ここで、 $P = P_M$ が成り立たない場合には、入出力関係の線形性は崩れることになり、 P と P_M とのギャップに起因して T_M の動特性が変動する。

これに対して、文献 [14] で提案しているロバストなフィードバック線形化システムのシステム構成が第9図に示される。

第9図において、フィードバック線形化制御器は二つのフィードフォワード部と一つのフィードバック部から構成されている。上側のフィードフォワード部は、(10) 式で与えられる線形化補償器であり、 P の状態の代わりに P_M の状態を用いている。下側のフィードフォワード



第9図 ロバスト入出力線形化システム

¹Lie 微分は $L_f h(x) = (\partial h / \partial x) f(x)$ 、 $L_f^i h(x) = L_f^i h(x)$ 、 $L_f^{i+1} h(x) = L_f \{L_f^i h(x)\}$ として定義されるものとする。

部は、モデル P_M に対してフィードバック線形化したシステム T_M である。

ここで、第9図において y の信号列と y_M の信号列とを厳密に一致させることができれば v から y までの入出力ダイナミクスを線形システム T_M とみなすことができる。そのため、 v から y までの入出力関係が線形化される。

モデル化誤差や外乱などにより $P = P_M$ が成り立つとは限らないことから、フィードバック補償器 D はそれらの誤差の影響を抑えるために付加される項である。 y_M と y との間に誤差が生じる場合には、その誤差を修正するように補償器 D が機能する。たとえば D を次式のように入力型サーボの形で与えることも可能である。

$$u_* = D_1(y - y_M) + D_2 \int_{t_0}^t (y - y_M) dt \quad (13)$$

通常のフィードバック線形化が状態フィードバック則であるのに対し、出力フィードバック制御則となる点も第9図の制御系の特徴の一つである。また、制御対象のモデルに対してフィードバック線形化したシステムが線形化補償器の内部に陽に含まれていることから内部モデル型のフィードバック線形化ともいえる。

5.3 数値例

ここで、例題を用いて第9図の制御系の効果を確認する。制御対象 P が次式で与えられるものとし、その初期状態 $x(0) = [x_1(0), x_2(0)]^T = [0, 0]^T$ とする。

$$\dot{x}_1 = 2\sin(0.5x_2) + d(t) \quad (14)$$

$$\dot{x}_2 = -x_1^3 - 2x_2 + \epsilon x_1 + \cos(x_1)u \quad (15)$$

$$y = x_1 \quad (16)$$

ここで、 ϵ はモデル化誤差を、 $d(t)$ は外乱を意味している。さらに、ここでは $\epsilon = 0$ 、 $d(t) = 0$ としたものをモデル P_M とする。まず、 u に均等幅のステップ状入力 $u = 0.5, 1.0, 1.5, 2.0$ を印加した場合の P_M に対する応答波形を第10図に示す。

第10図では、出力応答は入力のステップ幅に比例しておらず応答の非線形性が確認される。また、 u によってオーバーシュートや整定時間が大きく異なり、非線形性の強い制御対象であることがわかる。

つぎに、 P に対する入出力線形化制御則は次式で与えられる。

$$u = \frac{x_1^3 + 2x_2}{\cos(x_1)} + \frac{F_1 x_1 + 2F_2 \sin(0.5x_2) + v}{\cos(0.5x_2)\cos(x_1)} \quad (17)$$

ただし、 $\xi_1 = x_1$ 、 $\xi_2 = 2\sin(0.5x_2)$ であり、 $F_1 = -2$ 、 $F_2 = -3$ と設定している。これにより、線形化後のシステム T_M を伝達関数として表現すると $T_M = 1/(s^2 + 3s + 2)$ となる。

一方、第9図によるロバストな入出力線形化を考える。誤差補償器 D は(13)式で与えられるものとし、 $D_1 = 100$ 、

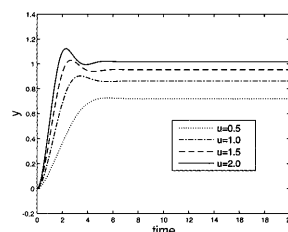
$D_2 = 10$ と設定した。その結果、制御則は次式で与えられる。

$$u = -D_1(y - y_M) - D_2 \int_0^t (y - y_M) dt + \frac{x_{M1}^3 + 2x_{M2}}{\cos(x_{M1})} + \frac{F_1 x_{M1} + 2F_2 \sin(0.5x_{M2}) + v}{\cos(0.5x_{M2})\cos(x_{M1})} \quad (18)$$

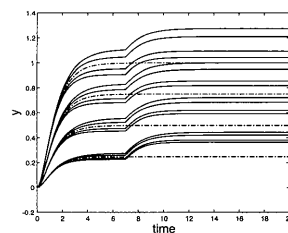
(18) 式の制御器において、 P の出力 $y = x_1$ のみが用いられており、 x_2 は含まれていない。そのため、出力フィードバック則であることがわかる。

ここでは、モデル化誤差や外乱の抑制性能について(17)式と(18)式の制御則を比較する。外乱 $d(t) = 0.1$ が $t > 7$ において印加されるものとし、 ϵ の値は -0.2 、 -0.1 、 0.1 、 0.2 の四つのパターンを用いて数値シミュレーションを行った。

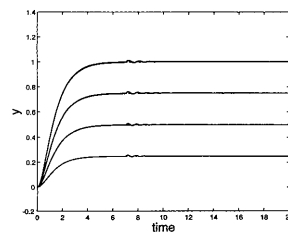
(17) 式に対する応答波形と(18)式に対する応答波形をそれぞれ第11図、第12図に示す。印加する信号は $v = 0.5, 1.0, 1.5, 2.0$ のステップ信号とする。 P_M に対するノミナル応答を一点鎖線で示している。どちらの手法もモデル誤差、外乱がない場合には入出力関係が線形となる。このとき、第11図の従来手法では ϵ の変動に対して実線の応答が一点鎖線からバラついていているのに対し、第12図の提案手法ではバラツキがかなり少ないことが確認できる。また、時刻 $t = 7$ で印加される外乱 $d(t)$ に



第10図 P_M に対するステップ応答波形



第11図 従来の入出力線形化手法 ($d = 0.1$, $\epsilon \neq 0$ の場合)



第12図 ロバスト入出力線形化手法 ($d = 0.1$, $\epsilon \neq 0$ の場合)

対しても、第12図ではその影響が抑制されていることがわかる。このように、モデルと実対象の信号差を利用する第9図の制御構造によってロバストな入出力線形化を実現している。

6. おわりに

本稿では、モデルと実対象の信号差を利用したさまざまな制御構造についてその概要を説明した。モデルと実対象の差の信号をフィードバックすることによって、モデル誤差の抑制や外乱抑制が可能であることを数値例を交えて紹介した。

(2015年8月20日受付)

参考文献

- [1] 阿部, 児島: むだ時間・分布定数系の制御, コロナ社 (2007)
- [2] 阿部, 延山: むだ時間システム入門—伝達関数からのアプローチ—, Vol. 44, No. 11, pp. 799–804 (2005)
- [3] M. Morari and E. Zafiriou: *Robust Process Control*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs (1989)
- [4] K. Zhou and Z. Ren: A new controller architecture for high performance, robust, and fault-tolerant control; *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 46, No. 10, pp. 1613–1618 (2001)
- [5] 滑川, 丸山: GIMC構造を用いた磁気浮上システムの高性能ロバスト制御; 計測自動制御学会論文誌, Vol. 42, No. 11, pp. 1181–1187 (2006)
- [6] 弓場井, 作石, 平井: GIMC構造に基づいた故障による性能劣化の補償: フレキシブルアームの冗長センサ故障への応用; 電気学会論文誌D 部門誌, Vol. 127, No. 8, pp. 866–874 (2007)
- [7] T. Matsuo and K. Nakano: Robust stabilization of closed-loop systems by PID+Q controller; *International Journal of Control*, Vol. 70, No. 4, pp. 631–650 (1998)
- [8] H. Kimura: Is the model a good controller?; *39th IEEE Conference on Decision and Control* (2000)
- [9] 杉江, 吉川: 2自由度制御系の基本構造とそのサーボ問題への応用; 計測自動制御学会論文誌, Vol. 22, No. 2, pp. 156–160 (1986)
- [10] 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)
- [11] 平田, 劉, 美多: フィードバック補償器の動特性を用いた2自由度制御系の一設計法—規範モデルを用いた手法—; 電気学会論文誌D 部門誌, Vol. 116, No. D-1, pp. 71–78 (1996)
- [12] H. Okajima, H. Umei, N. Matsunaga and T. Asai: A design method of compensator to minimize model error; *SICE Journal of Control, Measurement, and System Integration*, Vol. 6, No. 4, pp. 267–275 (2013)
- [13] 梅井, 岡島, 松永, 浅井: モデル誤差抑制補償器の多入出力システムに対する設計; システム制御情報学会論文誌, Vol. 27, No. 2, pp. 67–72 (2014)
- [14] 岡島, 西村, 松永: モデル誤差抑制補償に基づく非線形システムのフィードバック線形化; 計測自動制御学会論文誌, Vol. 50, No. 12, pp. 869–874 (2014)
- [15] 藤岡, 岡島, 松永: モデル誤差抑制補償器と周波数整形型終端状態制御の併用による3慣性ベンチマーク問題の一解法; 計測自動制御学会論文誌, Vol. 50, No. 12, pp. 861–868 (2014)
- [16] 岡島, 松永: モデル誤差抑制補償に基づく自動車のロバスト経路追従制御系の設計; 計測自動制御学会第1回制御部門マルチシンポジウム資料 (2014)
- [17] 丸野, A. T. Zengin, 岡島, 松永, 中村: モデル誤差補償による福祉用前輪駆動型パーソナルビークル STAVi の操縦特性の改善; 日本機械学会論文誌 (C 編), Vol. 79, No. 808, pp. 4721–4733 (2013)
- [18] 大西, 公平: 外乱オブザーバによるロバスト・モーションコントロール; 日本ロボット学会誌, Vol. 11, No. 4, pp. 6–13 (1993)
- [19] 大石, 大西, 宮地: 状態観測器を用いた他励直流機の制御法; 電気学会論文誌 (B 編), Vol. 104, No. 6, pp. 373–379 (1984)
- [20] 美多, 平田, 村田: H_∞ 制御と外乱オブザーバの理論; 電気学会論文誌 (C 編), Vol. 115, No. 8, pp. 1002–1011 (1995)
- [21] A. Isidori: *Nonlinear Control Systems*, Springer Verlag, Third edition (1995)
- [22] 島ほか: 非線形システム制御論, コロナ社 (1997)
- [23] 美多: 非線形制御入門—劣駆動ロボットの技能制御論, 昭晃堂 (2000)
- [24] 三平: 厳密な線形化とそのけん引車両の軌道制御への応用; 計測と制御, Vol. 31, No. 8, pp. 851–858 (1992)
- [25] 木村, 藤田, 原, 香川: 厳密な線形化を用いた空気圧アクチュエータ駆動系の制御; システム制御情報学会論文誌, Vol. 8, No. 2, pp. 52–60 (1995)

著者略歴

おか
島



ひろし
寛 (正会員)

2004年大阪大学大学院工学研究科電子制御機械工学専攻博士前期課程修了, 2007年同博士後期課程修了。同年, 熊本大学自然科学研究科助教, 2015年准教授となり現在に至る。車両の運動制御などの研究に従事。博士(工学)。計測自動制御学会, IEEEの会員。

まつ
松



のぶ
信 智

1987年熊本大学大学院工学研究科電子工学専攻修了。同年オムロン(株)中央研究所入社。1993年熊本大学大学院自然科学研究科博士課程修了。2003年熊本大学工学部数理情報システム工学科助教授, 2012年熊本大学自然科学研究科教授となり現在に至る。メカトロニクス制御などの研究に従事。博士(学術)。計測自動制御学会, 電気学会, ASME, IEEEなどの会員。