モデル誤差抑制補償器を用いた既存制御系のロバスト化 - ロバスト制御の一アプローチ -

○岡島 寛 （熊本大学大学院先端科学研究部）okajima@cs.kumamoto-u.ac.jp

Using Model Error Compensator (MEC) for Existing Systems - An approach to add robustness -

∗H. Okajima (Kumamoto Univ.)

Abstract: This paper presents a method for adding robustness to existing control systems. Model error compensator (MEC) minimize the effect of model error in the meaning of output response. This compensator is simple form and is easy for applying existing control systems such as non-linear systems, systems with delay, non-minimum phase systems and so on. Various types of control structure can be used with the model error compensator. The control system can become robust system by using the model error compensator.

Keywords: ロバスト制御, ロバスト化

1 はじめに

制御系設計を行う場合には，対象の数式モデルに基づいて制御器の設計を行うことが一般的である．このとき，数式モデルと制御対象の動特性との間にギャップがあれば，それに起因して所望の制御性能を得られない．動特性を数式モデルとして完全に表すことは難しく，対象パラメータの個体バラツキ，経年劣化など，対象の挙動を完全に把握しモデル化することは不可能に近い．また，例えばロボットが様々な重さの物体を運ぶような状況では，通常の制御手法では重さによらず同じ制御器で動作させることになるため，バラツキに強い制御系の構築が必要不可欠である．他方，一般的なロバスト制御手法では，このバラツキや外乱に特化して最悪性能の最適化という方向での展開を中心として研究が進められているが，その代わりに，ロバスト性の向上は期待できるものの扱える評価関数の構造が限定的であり，また，ロバスト指標以外の性能（例えばノミナル性能の向上）との両立は難しくなる．

これに対して，制御対象（もしくは既存の制御系）にマイナーフィードバックを施すことで，見かけ上の制御対象とあらかじめ設定された数式モデルとの入出力特性ができるだけ等しくなるように補償を行うことができれば，モデル誤差や外乱に起因する制御応答の劣化を抑制することが可能となり，既存の制御特性も保たれる．本稿では，そのようなモデル誤差や外乱の補償に特化した補償器であるモデル誤差抑制補償器 [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12]（Model Error Compensator, MEC）について概要をまとめる．MEC は，制御系のロバスト性向上のみに特化した補償器であり，制御対象の出力 y とモデルの出力 y_m の差をフィードバックすることで見かけ上の両者間のギャップを小さくする手法である．そのため，MEC を使うことで既存の制御システムに簡単にロバスト性を追加で付与できる．Fig. 1 に示すように，制御対象のモデル P_m を補償器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．制御対象 P に MEC を加えたシステム（青カッコ部分）を P_c とすると，このシステム P_c と P_m とのギャップを抑制する補償器であり，MEC と呼ぶ．Fig. 1 では，誤差抑制および外乱抑制のための誤差補償器 D を付加している．D および P_m の設計結果としてモデル誤差 $P_c - P_m$ やノイズ w_u, w_y の影響を十分に小さくできれば，P の代わりに P_c を用いて Fig. 2 の制御系を組むことで P_c へ

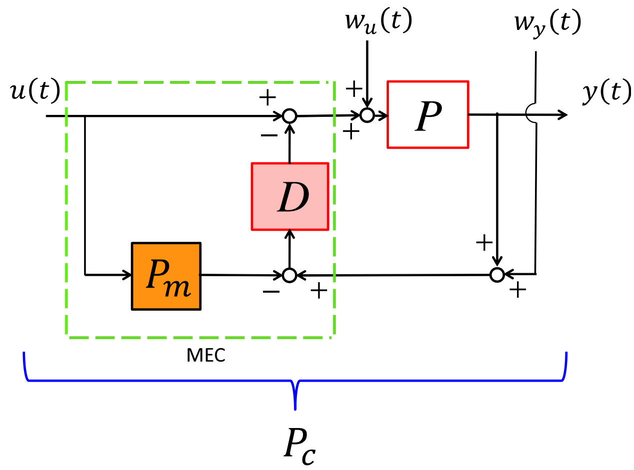

Fig. 1: モデル誤差抑制補償器 (Model error compensator,MEC) の基本構造

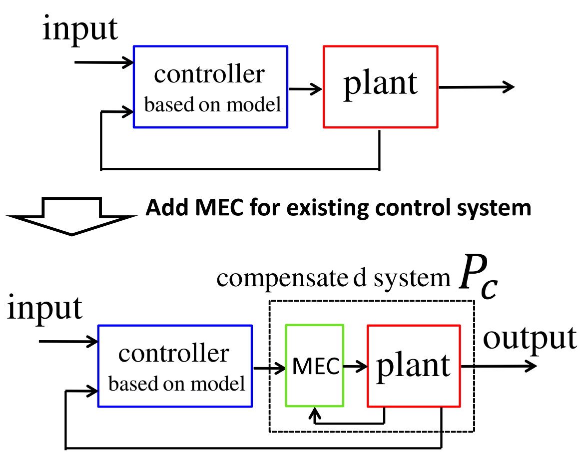

Fig. 2: MEC による補償システムを含む制御系の構成

の入力 u から出力 y までの特性が P_m に近いものとなり，制御応答として所望の出力に近い出力が見込まれる．基本的には，誤差補償器 D はハイゲインフィードバックとすることで出力に現れるモデル誤差の影響を劇的に減らすことが可能となる．ただし，観測ノイズの状況に応じて適切な設計が必要となりうるので，その設計については本文中に記す．MEC は，シンプルな形で既存の様々な制御系設計法と併用することができるため，良好な制御性能とロバスト性能の両立を簡単な設計手順で実現できる．例えば，文献 [7] では周波数整形型終端状態制御 (FFSC) と MEC との併用によって SICE の 3 慣性ベンチマーク問題にアプローチし良好な性能を実現している．MEC を含む制御系では既存の制御器との併用を前提としたことの結果として，制御性能とモデル化誤差の抑制とを分離して考えることができるため，両者を同時に考慮して設計しなければならない場合に比べて設計の見通しが格段に良くなる．

MEC は，外乱オブザーバ [16, 17] とはよく比較されるが，MEC の外乱オブザーバに対するメリットは逆モデルが不要な点にあり，逆モデルが要らないことで非線形系 [5, 6] や非最小位相系 [8, 12]，多入出力系 [2, 9, 11] など，適用範囲がより広くなる．タイトルに MEC 等が入った筆者らの他の研究グループによる研究も精力的に行われており，オンライン調整に関する研究 [20, 21, 25] や，モデル予測制御（MPC）との併用 [22]，トルク制御 [23]，データ駆動制御に関する研究 [24] など様々に展開されている．さらに，環境変動や搭乗者特性によって動特性が変動しうることから，ロバスト性の確保が必要とされるビークルの制御においても，MEC を利用して特性変動を抑制する結果を得ている [13, 14, 15]．

MEC の概要については，[26] において動画を用いて紹介している．また，[26] では，MATLAB のスクリプトファイルも多数用意してあるので，興味のある方は是非利用して頂きたい．

本稿の構成は以下のように与えられる．まず，MEC の基本的な考え方や適用方法について述べる．次に，非最小位相系や観測出力にノイズを含む場合，非線形システムの場合など，個別の問題に着目して概要を説明する．説明の中で，それぞれ注意すべき点について触れる．また，MEC の構造を応用して構成した速度・加速度制約を満たす信号制限フィルタについての説明を行う．最後に，MEC と既存の制御器との併用手法について考え方を述べる．

本稿では，連続時間系を対象とし，t は時間を表し s はラプラス演算子を表すものとする．離散時間系については，同様のアナロジーで設計が可能であるが，例えば状態空間表現では文献 [12] などで議論を行っている．

2　MEC の構成

ここではまず，Fig. 1 の MEC の構造について説明する．D および P_m を使ったマイナーフィードバックにより補償システム P_c を構築する．この補償器によって，P_c の入出力特性をモデル P_m の入出力特性に近づける．制御対象そのものに所望の過渡応答を実現するための制御器を適用するのではなく，補償システム P_c に対してその制御器を適用することで，モデル誤差に起因する制御性能の劣化を抑制することができる．

Fig. 1 において，w_u, w_y をゼロとし，伝達関数ベースで制御系を考えるとノミナルモデル $P_m(s)$ とプラント $P(s)$ の出力差が補償器 $D(s)$ への入力となっている．ここでは SISO 系を仮定し，制御対象 $P(s)$ がモデル $P_m(s)$ とモデル誤差 $\Delta_P(s)$ の和として次式のように与えられるものとする．

$$P(s) = P_m(s) + \Delta_P(s) \tag{1}$$

このとき，補償システム $P_c(s)$ の伝達関数は次式で与えられる．

$$P_c(s) = \frac{(P_m(s) + \Delta_P(s))(1 + P_m(s)D(s))}{1 + (P_m(s) + \Delta_P(s))D(s)} \tag{2}$$

ここでモデル誤差が無い場合 ($P(s) = P_m(s)$)，誤差補償器 $D(s)$ への入力が 0 となり，$P_c(s) = P_m(s)$ となることから制御系は理想的な開ループ特性となることがわかる．これはすなわち，仮に元の制御対象とモデルとが完全に一致している場合には，MEC を付与したことで制御対象の動特性が変化するようなことはなく，MEC が既存の制御システムの邪魔をしないことがわかる．

一方，理想的には $P_c(s)$ と $P_m(s)$ の差が限りなく零に近いことが望ましいが，$P_c(s)$ と $P_m(s)$ との差は次

式で与えられる．

$$
\begin{aligned}
P_c(s) - P_m(s) &= \frac{P(s)(1 + P_m(s)D(s))}{1 + P(s)D(s)} - P_m(s) \\
&= \frac{1}{1 + P(s)D(s)} \Delta_P(s)
\end{aligned} \tag{3}
$$

(3) 式より，モデル誤差の影響を小さくすることを考えると制御器 $D(s)$ が制御帯域でハイゲインに設定されていれば $1/(1 + P(s)D(s))$ のゲインが小さくなることから $P_c(s)$ と $P_m(s)$ の差が小さくなる．このことは，文献 [1] で示されており，特に $P(s)$ が最小位相系の場合には $D(s)$ のハイゲイン化設計によってモデル誤差の影響を大幅に抑制できることが示されている．また，(3) 式のうち $1/(1 + P(s)D(s))$ の項は単位フィードバック系の感度関数 $S(s)$ に相当する．

次に，観測ノイズ w_y が無視できない場合を考える．ハイゲインフィードバックでは観測ノイズの影響が増幅されることになる．文献 [3] では，観測ノイズとモデル誤差の双方を考えた誤差補償器 D の設計について議論している．ただし，モデル出力と制御対象出力との差のフィードバックに基づいて出力に現れるモデル誤差の影響を抑制したいという方針の MEC を考える上では，観測ノイズの大きさがあまり大きくない対象への適用が重要になることに注意を払う必要がある．もし，観測ノイズが大きい場合には，誤差補償による恩恵よりもノイズフィードバックのデメリットが大きいと想定され，MEC 以外に何等かの対応が必要になると考えられる．とはいえ，文献 [3] だけでなく [11, 12] などではノイズの影響も加味した誤差補償器 D の設計法を提案しており，観測ノイズを見積もることができるならば誤差補償器 D の設計でも考慮することが有用である．

なお，本稿では加法的不確かさ表現で与えられた制御対象について検討しているが，状態空間表現で扱うポリトープ型不確かさについては文献 [4, 11, 12] で誤差補償器 D の解析や設計法が展開されているため，そちらを参照されたい．

3　誤差補償器 D の設計

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_c の動特性を P_m に近づけることができる．文献 [1] では $P_c - P_m$ 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．

$$
\Gamma = \min_D \sup_\Delta \left\| W_S \frac{1}{1 + (P_m + \Delta P)D} \right\|_\infty \tag{4}
$$

ただし，W_S 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 $D(j\omega) \to \infty$ が求められ，このことから $D(s)$ に積分器を含むことが要求される．

ここで，センサノイズ w_y から出力 y への伝達関数は

$$
T(s) = -\frac{P(s)D(s)}{1 + P(s)D(s)} \tag{5}
$$

と与えられ，単位フィードバック系の相補感度関数にマイナス 1 を掛けたものに相当する．従って，(3) 式および (5) 式より MEC におけるノイズの存在下でのモデル誤差抑制問題は H_∞ 制御の混合感度問題に帰着できる．文献 [3] では，モデル誤差とセンサノイズの抑制では，モデル誤差が低周波，センサノイズが高周波において相対的に影響しやすいものと考え，それぞれの抑制を行っている．具体的には $W_S(s)$，$W_T(s)$ をそれぞれローパス特性，ハイパス特性を持つ重み関数として設定し，γ に関する最小化問題として設計問題を取り扱う．なお，制御系のロバスト安定条件に関しては文献 [1] に別途制約条件が記載されている．

$$
\left\| \begin{array}{c} W_S(j\omega)S(j\omega) \\ W_T(j\omega)T(j\omega) \end{array} \right\|_\infty < \gamma \tag{6}
$$

W_T はセンサノイズ特性，W_S は Δ_P の特性に基づいて設計する．混合感度問題として記述されることで，MATLAB などの数値計算パッケージにより容易に補償器 $D(s)$ を設計することができる．

4　非線形系に対するモデル誤差抑制補償器

ここでは，非線形システム（非線形状態方程式）に対する MEC の適用事例として，文献 [5] で提案されたロバストなフィードバック線形化手法について概説する．非線形システムを制御する有力なアプローチの一つとして，線形化後に線形システムのための制御器を利用する方法が挙げられる．フィードバック線形化は非線形システムを線形化する手法であり，広く知られている手法である．

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 が便宜的に 1 入力 1 出力とし次の非線形システムとして与えられる場合を考える．

$$
\frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)u, \tag{7}
$$

$$
y = h(x) \tag{8}
$$

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 $q(\leq n)$ 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．

$$\frac{dx_m}{dt} = f_m(x_m) + g_m(x_m)u, \tag{9}$$

$$y_m = h_m(x_m) \tag{10}$$

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，特に $f(x) = f_m(x)$，$g(x) = g_m(x)$，$h(x) = h_m(x)$ 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 q とし，ゼロダイナミクスが安定なものとする．

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を行う場合，次の制御則が得られる[1]．

$$u = \alpha(x_m) + \beta(x_m)v \tag{11}$$

$$\alpha(x_m) = -\frac{L_{f_m}^q h_m(x_m)}{L_{g_m} L_{f_m}^{q-1} h_m(x_m)} + K\xi \tag{12}$$

$$\beta(x_m) = \frac{1}{L_{g_m} L_{f_m}^{q-1} h_m(x_m)} \tag{13}$$

$$K = [K_1, K_2, \cdots, K_q]$$

$$\xi = [h_m(x_m), L_{f_m} h_m(x_m), \cdots, L_{f_m}^{q-1} h_m(x_m)]^T$$

このとき，(11) 式の制御則を (9) に適用することにより v から y_m 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．ここで，ξ は新たに設定された状態量であり，K は状態 ξ に対して適用する線形系の過渡性能を決定付けるためのフィードバックゲインである．特に $K = 0$ の場合は v から y_m までの入出力特性は m 次積分システム $d^q y_m/dt^q = v$ と与えられる．

以上の結果を踏まえ，文献 [5] 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 Fig. 3 に示される．

Fig. 3 において，フィードバック線形化制御器は 2 つのフィードフォワード部と 1 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，(11) 式で与えられる線形化補償器であり，P の状態の

[1] Lie 微分は $L_{f_m} h_m(x) = (\partial h_m/\partial x_m) f(x_m)$，$L_{f_m}^1 h_m(x_m) = L_{f_m} h_m(x_m)$，$L_{f_m}^{i+1} h_m(x_m) = L_{f_m}\{L_{f_m}^i h_m(x_m)\}$ として定義されるものとする．

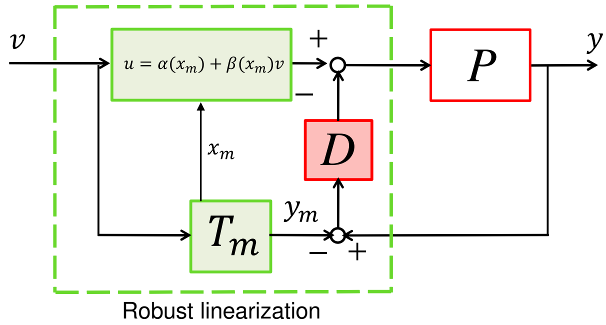

Fig. 3: ロバスト入出力線形化システム

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，Fig. 3 において y の信号と y_m の信号の差をフィードバックする．仮に P と P_m が一致していれば $e(t) = y_m(t) - y(t) = 0$ であり，v から y までの入出力関係が線形化される．

モデル誤差が存在する場合は $P = P_m$ とならない上に，外乱の影響も生じうることから，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．D の設計においては，例えば P を動作点周りで線形化し，線形の枠組みで D の設計を行うなどの方針が取られる．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．例えば D を次式のように 1 型サーボの形で与えることが可能である．

$$u_* = D_1(y - y_m) + D_2 \int_{t_0}^{t} (y - y_m) dt \tag{14}$$

よく知られる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，本節の手法が出力フィードバック制御則となっている点も Fig. 3 の制御系の特徴の一つである．Figs. 4,5 に Fig. 3 の線形化とよく用いられる従来のフィードバック線形化の比較図を示す．Fig. 4 では，文献 [5] の手法によってモデル誤差や外乱の影響を受けにくいことが図から確認できる．詳細は文献 [10] を参照されたい．

この手法の応用としてビークルのロバスト経路追従に関する結果が [6] にまとめられている．ビークルでは，路面すべりや重量変動などに起因して動特性が変わり追従性能に影響するため，その変動の影響を抑制するために MEC が使われている．

5　非最小位相系に対する設計

非最小位相系に対しては，ハイゲインフィードバックが困難であり，Fig. 1 に示した構造ではモデル誤差の補償が難しい．誤差補償器 D の設計にも細かい知識が

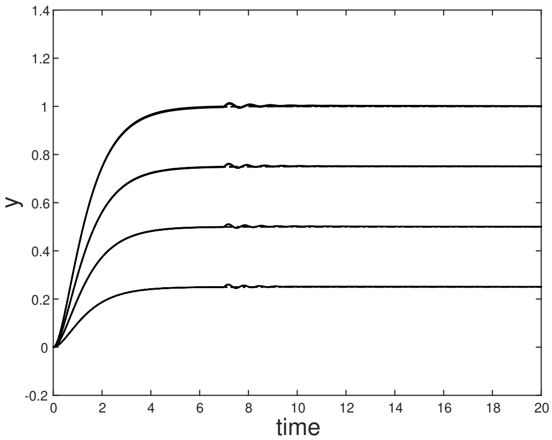

Fig. 4: Fig. 3 のロバスト入出力線形化による応答 [10]

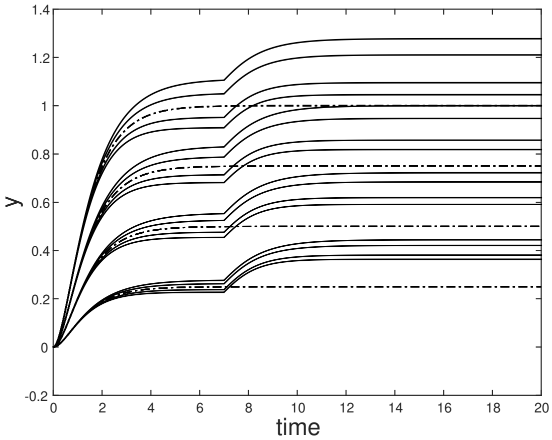

Fig. 5: フィードバック線形化 [10]

必要とあれば MEC が持つ簡易さが発揮しにくい．そのため，不安定零点やむだ時間を含む制御対象（非最小位相系）に対しては並列フィードフォワード補償を含む MEC の構造を提案している．Fig. 6 には，並列フィードフォワード補償 $F(=F_m)$ を含む MEC の構造を示している．P が非最小位相系の場合には，並列フィードフォワードフィルタ F を設定し，$P+F$ が最小位相系となるように F を設定することで，2 節と同様にハイゲインフィードバックを施したとしても MEC が機能する．このとき，F の設定には注意が必要であり，文献 [8, 9, 12] で設計論の展開がなされている．

非最小位相の制御対象の例としては $Re(z_t)>0$ として次の表現が与えられる．

$$P_m(s)=P_0(s)e^{-Ls}\prod_{t=1}^{N}\frac{s-z_t}{s+\bar{z}_t} \tag{15}$$

$$P(s)=P_m(s)+\Delta_P(s) \tag{16}$$

L はむだ時間の長さを表しており，$L=0$ であれば $P(s)$ はむだ時間を含まない．また，N は不安定零点の個数を表している．$P_0(s)$ は最小位相伝達関数である．

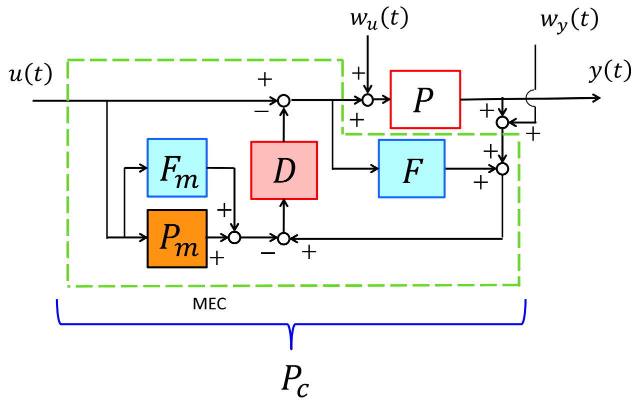

Fig. 6: 並列フィードフォワード補償を含むモデル誤差抑制補償器 [12]

ここではまず，非最小位相の制御対象 P に対して Fig. 6 を構成し，$P+F$ を最小位相化する．MEC を含むシステムの u から y までの伝達関数は次のように与えられる [9]．

$$\begin{aligned}P_c(s)&=(P_m(s)+\Delta_P(s))\\&\cdot\frac{1+(P_m(s)+F(s))D(s)}{1+(P_m(s)+\Delta_P(s)+F(s))D(s)}\end{aligned} \tag{17}$$

さらに，$P_c(s)-P_m(s)$ は次式で与えられる．

$$\begin{aligned}&P_c(s)-P_m\\&=\frac{1+F(s)D(s)}{1+(P_m(s)+\Delta_P(s)+F(s))D(s)}\Delta_P(s)\end{aligned} \tag{18}$$

文献 [9] では，制御対象 $P(s)$ がむだ時間項 e^{-Ls} を含む場合，不安定零点 z_t を含む場合をそれぞれ扱っているが，ここでは不安定零点のみがある場合の解析・設計について触れておく．Fig. 6 において設計すべき対象は $D(s)$ および $F(s)$ となる．前述の Fig. 1 における誤差補償器 D の設計では，定常偏差を零にするために積分器が必要なことについて述べているが，非最小位相系を対象とした Fig. 6 においても，D に積分器が必要になる．加えて，F は $s=0$ に零点を有する必要がある．

良好な誤差補償性能を実現するための D および F の設計については文献 [9] を参照されたい．また，ポリトープ型不確かさを有する系，離散時間系の扱いについては文献 [12] を参照頂ければ幸いである．

6　信号制限フィルタ

文献 [18, 19] では，リアルタイムで信号の速度成分の大きさや加速度成分の大きさを制約する速度制限フィルタ・加速度制限フィルタが MEC に基づいて提案され

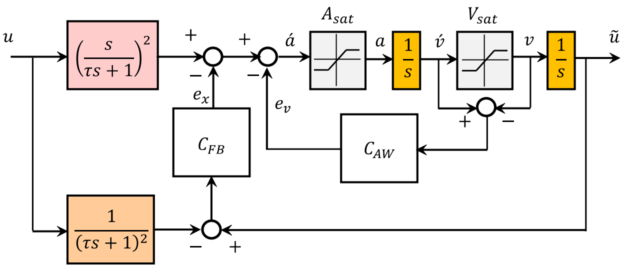

Fig. 7: 速度・加速度制限フィルタ [19]

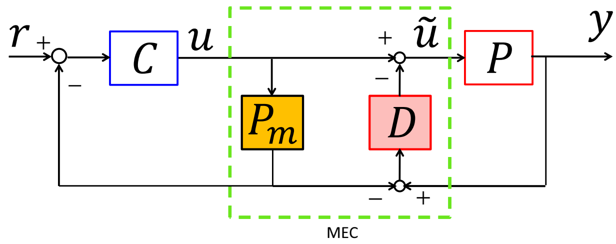

Fig. 8: MEC との併用パターン 1

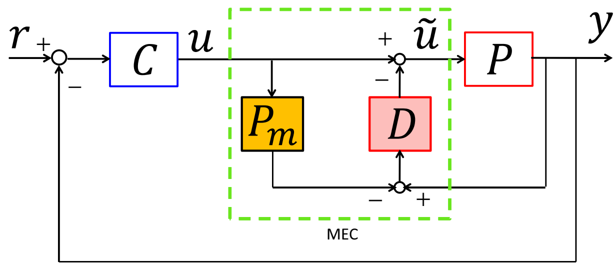

Fig. 9: MEC との併用パターン 2

ている．MEC では，モデルのズレが生じた場合にはその誤差を補償し，モデル誤差がない場合には補償器は働かないという特徴を有するが，本フィルタも同様に制約を満たす場合にはフィルタが影響を与えず，制約を満たさない場合に信号を加工するものになっている．

Fig. 7 は，文献 [19] で提案した速度・加速度制限フィルタの構造を示しており u は入力信号，$\tilde{u}$ はフィルタの出力信号である．印加したい対象において速度と加速度の双方に関する制約がある場合に制約を満たさない信号を所定の制約を満たすように加工し，対象に印加する前段で利用するためのフィルタとなっている．ブロックの上側では，入力信号 u を 2 回疑似微分し，その信号の加速度信号が現れる．疑似微分を行うにあたり，τ は十分小さく設定されなければならない．その，2 階疑似微分された信号を飽和関数に通して積分し，さらにそれを飽和関数に通してから積分するような構造がブロックの上側に見てとれる．ここで，飽和関数の形状は，加速度と速度の制限値に合わせてそれぞれ定められる．仮に信号値が飽和領域に掛かっていなければ（積分の初期値の問題を除けば）2 階微分し，その後 2 階積分した値が出力 $\tilde{u}$ に現れる．そのため，元の信号がそのまま表れる．下側のブロックはフィードバック部となっており，u と $\tilde{u}$ の信号差をフィードバックする構造になっている．仮に $u = \tilde{u}$ であればフィードバックは働かず，フィードバック信号は 0 となる．加速度，速度の制約を満たさない場合には，上側のブロックで制約を満たすように信号が加工され，下側のブロックで u と $\tilde{u}$ の差が生じる分を C_{FB} と C_{AW} で補償している．数値例を用いたフィルタの有効性の検証結果については文献 [18] および文献 [19] をご覧頂きたい．

速度制限フィルタ，加速度制限フィルタについては，文献 [18] にまとめられている．

7　既存制御系との併用について

本節では，MEC と既存の制御器との併用手法についてブロック線図を用いた上で説明する．まず，MEC の既存制御系の内部での利用について Fig. 8 および Fig. 9 の 2 つの併用パターンを示す．それぞれ，単位フィードバック系との併用例となっている．Fig. 8 は，MEC のモデル部分に既存の制御器を接続した構造であり，Fig. 9 は，P_c を制御対象の代わりに既存制御系に組み込む形となっている．

Fig. 8 は，過渡応答の制御を既存手法で担って，外乱やモデル誤差の影響抑制を MEC にすべて委ねている構造である．その一方，Fig. 9 は，MEC を利用することで，モデル誤差の影響範囲を小さくした上で既存制御に適用するという制御構造になっている．どちらが正しいということはなく，設計者の意図や方針に合わせて MEC を追加する方向性を定めることが肝要であるかと思われる．なお，Fig. 9 の系全体の安定性については文献 [1] で議論している．

Fig. 10 および Fig. 11 に，それぞれ状態フィードバック制御およびフィードフォワード制御を MEC と併用した制御系構成例を示す．それぞれ，Fig. 8 の方針に対応している．Fig. 10 はモデルの状態量をフィードバックに利用している．モデルの状態量は計算機内で求まるものであるため，MEC でモデル誤差の抑制や外乱抑制が実現できるのであれば，通常必要な状態推定が不要となる．このやり方は，モデル予測制御（MPC）などにも流用することが可能である．Fig 11 は，フィードフォワード制御であり，有限整定制御や FFSC[7] など，フィードフォワード特有の有力な制御システムに MEC を用いることでロバスト性を付加することができる．

8　おわりに

本稿では，MEC について，その基本的性質と効果に

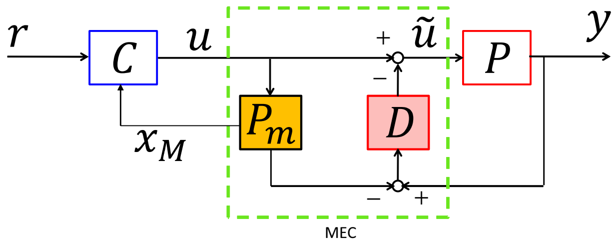

Fig. 10: 状態フィードバック制御との併用例

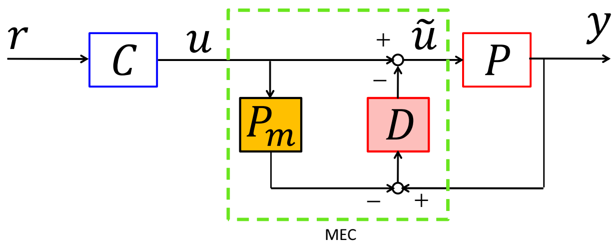

Fig. 11: フィードフォワード制御との併用例

ついて説明を行った．基本設計を 2 節で概説し，非線形系や非最小位相系，多入出力系など，様々な対象に対して MEC は適用できることを示した．既存の制御系に組み込む形となる MEC は，節では，MEC が様々な制御手法との併用が可能であり応用範囲が広いことについて説明した．以上のように，これまで様々な研究成果を通して，MEC の利用方法の整備を行ってきた．今後も，更なる展開のための研究を進めていく予定である．

[利益相反] 利益相反に該当する事項はありません．

参考文献

[1] 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, **6**-4, 267/275 (2013)

[2] 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，**27**-2，67/72 (2014)

[3] 奥村, 岡島, 松永, センサノイズ環境下でのモデル誤差抑制補償器の設計，システム制御情報学会論文誌，**30**-4，153/155 (2017)

[4] 岡島寛, ポリトープ型不確かさを有する連続時間線形時不変システムに対するモデル誤差抑制補償器のロバスト性能解析，計測自動制御学会論文集，**55**-12, 800/807 (2019)

[5] 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集，**50**-12，869/874 (2014)

[6] 岡島，松永，モデル誤差抑制補償器に基づくロバスト経路追従制御，システム制御情報学会論文誌，**29**-10，466/468（2016）

[7] 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集，**50**-12, 861/868 (2014)

[8] 岡島, 一政, 松永, 非最小位相系に対するモデル誤差抑制補償器の設計，計測自動制御学会論文集，**51**-11, 794/801 (2015)

[9] G. Ichimasa, H. Okajima, K. Okumura and N. Matsunaga, Model Error Compensator with Parallel Feed-Forward Filter, SICE Journal of Control, Measurement, and System Integration，**10**-5, 468/475 (2017)

[10] 岡島, 松永, モデルと実対象の信号差を利用した制御，システム/制御/情報，**60**-2, 60/65 (2016)

[11] R. Yoshida, Y. Tanigawa, H. Okajima and N. Matsunaga, A design method of model error compensator for systems with polytopic-type uncertainty and disturbances，SICE Journal of Control, Measurement, and System Integration, **14**-2, 119/127 (2021)

[12] R. Yoshida, H. Okajima and T. Sato, Model error compensator design for continuous- and discrete-time non-minimum phase systems with polytopic-type uncertainties, SICE Journal of Control, Measurement, and System Integration, **15**-2, 141/153 (2022)

[13] 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集（C 編），**79**-808，4721/4733 (2013)

[14] 岡島，奥村，松永，モデル誤差抑制補償器を用いた車輪型倒立振子のロバスト速度補償，電気学会論文誌 (C), **139**-3, 219/226 (2019)

[15] 松永，坂本，田中，岡島, モデル誤差抑制補償器を用いた SSV 型パーソナルビークルの操縦支援制御系の設計と屋外走行評価，機械学会論文誌 C 編，Vol. 84，No. 858, 17-00349 (2018)

[16] 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，**11**-4, 6/13 (1993)

[17] 大石，大西，宮地, 状態観測器を用いた他励直流機の一制御法，電気学会論文誌 (B 編)，**104**-6, 373/379 (1984)

[18] 岡島，中林，松永, 任意信号に対して速度 · 加速度を制約する信号制限フィルタの設計，計測自動制御学会論文集，**54**-1，146/152 (2018)

[19] H. Okajima,Y. Nakabayashi and N. Matsunaga, Signal-Limitation Filters to Simultaneously Satisfy Constraints of Velocity and Acceleration Signals, SICE Journal of Control, Measurement, and System Integration，**13**-1, 1/8 (2020)

[20] T. Sano and S. Yamamoto, A Data-Driven Tuning Method for Model Error Compensator, Proc. of SICE 2018, 1199/2002 (2018)

[21] 遠藤, 関口, 野中, モデル誤差補償器のオンライン調整法, 計測自動制御学会論文集, **55**-3, 156/163 (2019)

[22] Y. Hatori, H. Nagakura, Y. Uchimura, Teleoperation with variable and large time delay based on MPC and model error compensator, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (2021)

[23] Y. Kawai, S. Nagao, Y. Yokokura, K. Ohishi, T. Miyazaki, Quick Torsion Torque Control Based on Model Error Compensator and Disturbance Observer with Torsion Torque Sensor, IEEE/SICE International Symposium on System Integration 2021 (2021)

[24] S. Wakitani and T. Yamamoto, Design of a Database-Driven Model Error Compensator in Smart Model-Based Development, International Conference on Advanced Mechatronic Systems (2021)

[25] 鈴木元哉, 制御入力速度飽和した初期実験データによるビークルのデータ駆動予測型制御器調整, 電気学会論文誌 C 編, **142**-8, 959/970 (2022)

[26] モデル誤差抑制補償器 (web page)

`https://sites.google.com/view/model-error-compensator`