

科学研究費助成事業 研究成果報告書

平成 28 年 6 月 6 日現在

機関番号：21401

研究種目：基盤研究(C) (一般)

研究期間：2013～2015

課題番号：25420191

研究課題名(和文) モデル予測制御に基づく環境負荷性能と動作性能を両立する機械制御系設計

研究課題名(英文) Control systems design with high performance and small environmental load based on MPC

研究代表者

佐藤 俊之 (Sato, Toshiyuki)

秋田県立大学・システム科学技術学部・准教授

研究者番号：40315635

交付決定額(研究期間全体)：(直接経費) 3,900,000円

研究成果の概要(和文)：本研究では、モデル予測制御(MPC)手法をメカトロニクスに応用するための技術開発をおこなった。ここでは多変数状態空間MPCに基づき、外乱オブザーバ出力を考慮してMPC補償器出力を算出することにより、総制御入力に制約を課す方法を考案した。また、予測関数制御(PFC)において、閉ループ系の伝達関数を明確にすることで予見フィードフォワード補償器の適用を可能にし、追従誤差を1/15以下まで激減させることに成功した。

研究成果の概要(英文)：We have developed a mechatronics-oriented model predictive control (MPC) technique in this research. Using the multiple-input-multiple-output state-space MPC, we devised an effective means to constrain the total control input where the MPC control input is computed on the basis of the information on the disturbance observer output. Also, using the predictive functional control (PFC), we developed a two-degree-of-freedom control system which comprises a feedback system with a PFC controller and a feedforward system with a zero phase error tracking controller. It was confirmed that the tracking error was successfully decreased less than 1/15.

研究分野：制御工学

キーワード：機械力学・制御 モデル予測制御 外乱オブザーバ

1. 研究開始当初の背景

モノづくりの製造段階において、メカトロニクス機器やロボティクス機器は組立作業や搬送作業に多用されている。これらの機器の動作速度が製造スピードに直接、影響を与えるために、その動作性能の向上は重要である。こうした機器の動作性能の向上には、振動の問題や仕様の制限が無い限り、高い電圧や多くの電流をアクチュエータに供給することが有効である。すなわち、機械的性能の向上という観点からは多くのエネルギーを投入することが望ましい。一方、二酸化炭素排出量の低減化など環境負荷の軽減が叫ばれ、東日本大震災以降、国内で多くの原発が停止している状況を鑑みると、産業機械を動かすのに要するエネルギーは少ない方が望ましい。経済産業省が発表した『2010年度総合エネルギー統計』によると、国内の総消費エネルギーに占める産業の割合は43.9%を占めることから、産業分野での消費エネルギー低減化による環境負荷低減効果は大きく、動作性能をなるべく低下させずに更なる省エネルギー化を推進することが望まれている。

2. 研究の目的

本研究の目的は、環境負荷（機械を動かす際のエネルギー消費量）の低減と、機械の動作性能向上の両立を実現する制御系設計法を開発することである。従来、機械を制御する際のエネルギー消費量と機械の動作性能とのトレードオフを図る制御系設計として、古典的な最適サーボ系が知られている。最適サーボ系は、与えられた二次形式評価関数を最小化する制御入力を用いた状態フィードバック制御であり、制御入力や制御量に対する制約は考慮されていない。一方、制御入力や制御量に対する制約を課すことはできない。一般にメカトロニクス機器やロボットでは、モータに印加する電圧などの制御入力や、アームの回転角度などの制御量の大きさ（振幅）に制限のあることが多い。また、エネルギー消費量を減らす観点からも、少なくとも制御入力の大きさには制約を課すことが望ましい。そのため、こうした制御は、通常最適制御系では困難である。また、制御対象と制御対象モデル（ノミナルモデル）の間にはモデル化誤差が存在するうえに、メカトロニクス機器やロボットには、摩擦やヒステリシスな

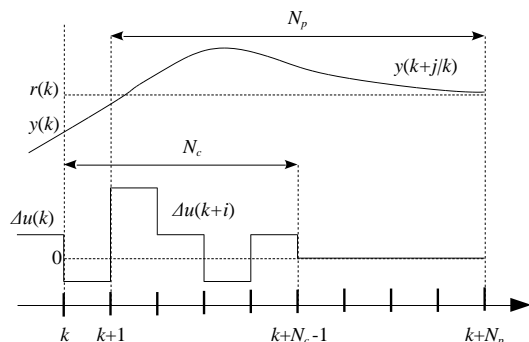


図1 MPC の概念図

どといったモデル化が難しい寄生要素が存在する。そのため、これらに対処したうえで環境負荷の低減と動作性能向上を図る必要がある。以上を鑑み、本研究では一般的な最適サーボ系ではなく、制御入力と制御量に対する制約を陽に考慮することができるモデル予測制御手法を用いる。ただし、モデル予測制御における制御性能は、内部モデルの予測精度に大きく依存している。摩擦やヒステリシスなどの寄生要素が存在する場合には、将来の予測出力と実際の出力との間に大きな差が生じる可能性が高い。また、MPCの制御アルゴリズムでは一般に、構築する拡大系に積分要素が自然に導入されるため、設定値への追従や一定外乱の除去は漸的に達成されるものの、メカトロニクスの観点から見れば、MPCの外乱除去は高速とは言えない。そこで本研究では、既成要素や外乱の影響を打ち消し、予測精度を高めるために、外乱オブザーバを併用する。外乱オブザーバを併用する際の新たなモデル予測制御アルゴリズムを構築し、その有効性をシミュレーションならびに実機実験を通じて検証する。

3. 研究の方法

研究の基礎となる制御系設計法として、ここでは、モデル予測制御 (Model Predictive Control ; MPC) を用いる。MPCは石油化学産業などで従来から用いられているモデルベース制御法の一つである。MPCの概念を図1に示す。まず、制御対象出力を y 目標値を r とする。現在時刻を k とし、 N_p ステップ先までの制御対象出力 $y_p(k+j)$

($j=1,2,\dots,N_p$) を予測する。この予測区間 N_p のことを「予測ホライズン」と呼ぶ。出力の予測値が目標値にできるだけ近づくように、現在時刻 k よりも N_c-1 ステップ先までの制御入力の差分 $\Delta u(k+i)$

($i=1,2,\dots,N_c-1$) を決める。ただし、 $N_c \leq N_p$ とし、 N_c ステップ以降では0、すな

$$\begin{aligned} \min \quad & J(k) = \sum_{j=1}^{N_p} e(k+j)^T e(k+j) \\ & + \sum_{i=0}^{N_c-1} \Delta u(k+i)^T R \Delta u(k+i) \\ \text{subject to} \quad & \begin{cases} \Delta u^{\min} \leq \Delta u(k) \leq \Delta u^{\max}, \\ u^{\min} \leq u(k) \leq u^{\max}, \\ y^{\min} \leq y(k) \leq y^{\max}. \end{cases} \end{aligned}$$

わち $\Delta u(k+i) = 0$ ($i \geq N_c$) とする。この制御入力区間 N_c のことを「制御ホライズン」と呼ぶ。以下の最適化問題（二次最適化問題）を解くことにより、最適制御入力の差分系列 $\Delta u(k), \Delta u(k+1), \dots, \Delta u(k+N_c-1)$ を求める。

得られた差分系列を用いて、最適制御入力の系列 $u(k), u(k+1), \dots, u(k+N_c-1)$ を求める。ただし、実際に制御対象に加えるのは $u(k)$ のみであり、次のサンプル時刻では $k+1 \rightarrow k$ とおき直し、最適制御入力の差分を計算する。

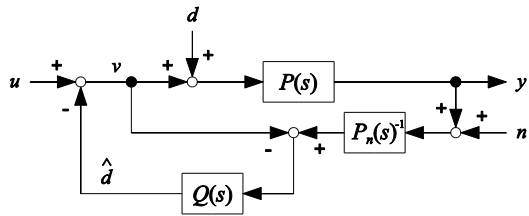


図2 外乱オブザーバ

このような制御手法を後退ホライズン制御 (receding horizon control) と呼ぶ。こうした最適化計算を逐次行うことにより, MPC では制御入力や制御量に適切な制約を課したまま制御できるため, 産業界で多用されている PID 制御よりも良好な制御性能を達成でき, 制御に要するエネルギーも抑えることが可能である。

一方, 前述のように MPC の制御性能は内部モデルを用いた予測精度に大きく依存する。そこで, 本研究ではインナ・ループに図2に示す外乱オブザーバを配することで実制御対象の特性をノミナル特性に近づけるとともに外乱を積極的に打ち消し, 予測出力の精度を向上させる。図2において, $P(s)$ は実制御対象, $P_n(s)$ は制御対象のノミナルモデル, $Q(s)$ はローパス・フィルタをあらわす。外乱オブザーバを組み込んだ MPC 制御系を以下では『外乱オブザーバ併用型 MPC 制御系』と呼ぶ。

本研究ではまず, MPC に外乱オブザーバを併用する際に問題となる点を, MPC アルゴリズムの観点から検討する。次に, この問題点を解決する方法を考案し, 新たな MPC アルゴリズムとして開発する。続いて, シミュレーションによる検討をおこなう。また, これらのプログラムは, リアルタイム制御用としても転用できるように作成する。次に, 開発する設計法の有効性を実験的に検証するために2リンク平面マニピュレータを設計・製作する。最後に, このマニピュレータを用いて, 開発手法の有効性を実験的に検証する。

4. 研究成果

まず, MPC に外乱オブザーバを併用する際の問題点を検討した。外乱オブザーバ併用型 MPC は以前より提案されているが, それらは MPC に外乱オブザーバを追加しただけの制御系構造を有している。単純に外乱オブザーバを追加するだけでも, 外乱抑圧によるある程度の性能向上が見込めるが, 特に制御入力に制約を課す場合には, 通常の MPC とは異なる配慮が必要となる。なぜならば, そのような制御系において制御入力は MPC 補償器の出力 u_{mpc} と, 外乱オブザーバの出力 u_{dob} の総和となるからであり, 制御入力を制限する必要がある場合には, この総和 $u_{\text{mpc}} + u_{\text{dob}}$ に制約を課す必要があるからである。ところが一般的な MPC アルゴリズムでは, 外乱オブザーバ出力を考慮して MPC 補償器出力を計算するようには構築されていないため, この

総和に直接, 制約を課すことはできない。そこで, MPC アルゴリズムを改変することにより, この総和 $u_{\text{mpc}} + u_{\text{dob}}$ に制約を課すことができるようにした。

一般に, MPC では以下の三種類の制約が考慮される:

- (1) 制御入力の差分 $\Delta u(k)$ の範囲に対する制約。
 - (2) 制御入力 $u(k)$ の範囲に対する制約。
 - (3) 制御対象出力 $y(k)$ の範囲に対する制約。
- これらの制約は以下のように簡潔に表現される:

$$\begin{pmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{pmatrix} \Delta U \leq \begin{pmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \end{pmatrix}.$$

ただし, 各記号はそれぞれ以下のように定義される実行列または実ベクトルである:

$$M_1 := \begin{pmatrix} -C_2 \\ C_2 \end{pmatrix}, M_2 := \begin{pmatrix} -I_{mN_c} \\ I_{mN_c} \end{pmatrix}, M_3 := \begin{pmatrix} -\Phi \\ \Phi \end{pmatrix},$$

$$N_1 := \begin{pmatrix} -U^{\min} + C_1 u(k-1) \\ U^{\max} - C_1 u(k-1) \end{pmatrix}, N_2 := \begin{pmatrix} -\Delta U^{\max} \\ \Delta U^{\max} \end{pmatrix},$$

$$N_3 := \begin{pmatrix} -Y^{\min} + F\hat{x}(k) \\ Y^{\max} - F\hat{x}(k) \end{pmatrix}.$$

上式中の各記号はそれぞれ次のように定義される実行列または実ベクトルである:

$$C_1 := \begin{pmatrix} I_m \\ I_m \\ \vdots \\ I_m \end{pmatrix}, C_2 := \begin{pmatrix} I_m & 0 & \cdots & 0 \\ I_m & I_m & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ I_m & I_m & \cdots & I_m \end{pmatrix}, U^{\min} := \begin{pmatrix} u^{\min} \\ u^{\min} \\ \vdots \\ u^{\min} \end{pmatrix},$$

$$U^{\max} := \begin{pmatrix} u^{\max} \\ u^{\max} \\ \vdots \\ u^{\max} \end{pmatrix}, \Delta U^{\min} := \begin{pmatrix} \Delta u^{\min} \\ \Delta u^{\min} \\ \vdots \\ \Delta u^{\min} \end{pmatrix},$$

$$\Delta U^{\max} := \begin{pmatrix} \Delta u^{\max} \\ \Delta u^{\max} \\ \vdots \\ \Delta u^{\max} \end{pmatrix}, Y^{\min} := \begin{pmatrix} y^{\min} \\ y^{\min} \\ \vdots \\ y^{\min} \end{pmatrix}, Y^{\max} := \begin{pmatrix} y^{\max} \\ y^{\max} \\ \vdots \\ y^{\max} \end{pmatrix}.$$

ここで, u^{\min} と u^{\max} はそれぞれ制御入力 (MPC 出力 u_{mpc}) の振幅に対する下限制約値と上限制約値をベクトル形式で表現したものである。同様に, Δu^{\min} と Δu^{\max} は制御入力の差分 (MPC 出力の差分 Δu_{mpc}) に対する制約値を, y^{\min} と y^{\max} は制御対象出力に対する制約値を表現したものである。したがって, このアルゴリズムをそのまま適用すれば, $u^{\min} \leq u_{\text{mpc}} \leq u^{\max}$, $\Delta u^{\min} \leq \Delta u_{\text{mpc}} \leq \Delta u^{\max}$ という制約は満足されるものの, $u_{\text{mpc}} + u_{\text{dob}}$ とその差分 $\Delta u_{\text{mpc}} + \Delta u_{\text{dob}}$ がこれらの上下限

制約値を満たすように制御することはできない。

上記の問題点を解決するために、本研究では各サンプリング時刻において、まず u_{dob} を計算し、次にその計算結果に基づいて、 $u_{mpc} + u_{dob}$ と $\Delta u_{mpc} + \Delta u_{dob}$ が与えられた制約を満たすように u_{mpc} を計算するという手順を踏む。これをおこなうにあたり、外乱に関して以下の仮定をおく：

- (1) 外乱は制御対象入力側のみに加わる。
- (2) 外乱は $[u^{\min}, u^{\max}]$ の範囲の制御入力により補償可能である（すなわち、 $u^{\min} < d < u^{\max}$ ）。
- (3) 外乱の性質（振幅と差分の値）は、現在時刻 k から制御ホライズン終端時刻 $k + N_c$ までの時間区間で不変である。

上記の仮定のもと、開発した制御アルゴリズムを以下に示す：

Step 1. 現在時刻 k において、外乱オブザーバを用いて外乱の推定値 $\hat{d}(k)$ を求める。

Step 2. 最適制御入力軌道 $u_{mpc}(k+i)$ ($i=0, 1, \dots, N_c$) が次式であらわされる範囲内に収まるように、制御入力の振幅と差分に対する制約を更新する：

$$\left. \begin{aligned} u^{\min} + \hat{d}(k) &\leq u_{mpc}(k+i) \leq u^{\max} + \hat{d}(k), \\ \Delta u^{\min} + \Delta \hat{d}(k) &\leq \Delta u_{mpc}(k+i) \leq \Delta u^{\max} + \Delta \hat{d}(k). \end{aligned} \right\}$$

Step 3. 上式で与えられる MPC 補償器出力 u_{mpc} および Δu_{mpc} に対する制約と、出力 y に対する制約を満たす最適制御入力系列 $\{\Delta u_{mpc}(k), \Delta u_{mpc}(k+1), \dots, \Delta u_{mpc}(k+N_c-1)\}$ を求め、現在時刻 k における MPC 補償器出力を

$$u_{mpc}(k) = \Delta u_{mpc}(k) + u_{mpc}(k-1)$$

により求める。

Step 4. $u_{mpc}(k)$ から推定外乱 $\hat{d}(k)$ を差し引くことにより総制御入力 $u_{mpc}(k) - \hat{d}(k)$ を求め、これを制御対象に加える。

Step 5. 次の時刻 $k+1$ において、 $k+1 \rightarrow k$ と置き換え、**Step 1** に戻る。

外乱オブザーバ出力 $u_{dob}(k)$ は $-\hat{d}(k)$ に等しいため、**Step 2** で与えられる制約を満たす限り、 $u_{mpc} + u_{dob}$ とその差分に対する制約は満足されることになる。

Step 2 を実行するために、MPC アルゴリズムを修正する必要がある。具体的には、前述のベクトル U^{\min} , U^{\max} , ΔU^{\min} および ΔU^{\max} の定義がそれぞれ以下のように変更される：

$$U^{\min} := \begin{pmatrix} u^{\min} + \hat{d}(k) \\ u^{\min} + \hat{d}(k) \\ \vdots \\ u^{\min} + \hat{d}(k) \end{pmatrix}, U^{\max} := \begin{pmatrix} u^{\max} + \hat{d}(k) \\ u^{\max} + \hat{d}(k) \\ \vdots \\ u^{\max} + \hat{d}(k) \end{pmatrix},$$

$$\Delta U^{\min} := \begin{pmatrix} \Delta u^{\min} + \Delta \hat{d}(k) \\ \Delta u^{\min} + \Delta \hat{d}(k) \\ \vdots \\ \Delta u^{\min} + \Delta \hat{d}(k) \end{pmatrix}, \Delta U^{\max} := \begin{pmatrix} \Delta u^{\max} + \Delta \hat{d}(k) \\ \Delta u^{\max} + \Delta \hat{d}(k) \\ \vdots \\ \Delta u^{\max} + \Delta \hat{d}(k) \end{pmatrix}.$$

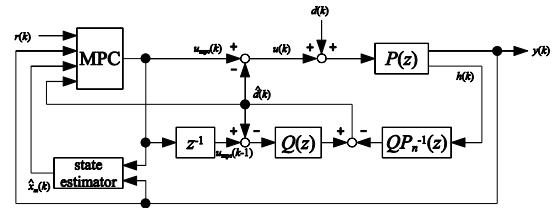


図3 開発した外乱オブザーバ併用型 MPC 制御系の構造



図4 2リンク平面マニピュレータの外観

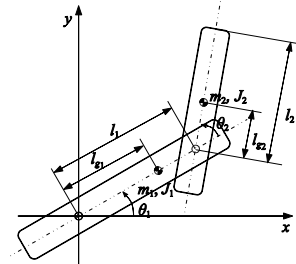


図5 2リンク平面マニピュレータの模式図

ここで、 $\hat{d}(k)$ に依存した $u_{mpc}(k)$ の計算をおこなおうとしているため、外乱オブザーバによる $\hat{d}(k)$ の計算時に $u_{mpc}(k)$ ではなく、1 サンプル前の $u_{mpc}(k-1)$ を用いる必要がある。従って開発した外乱オブザーバ併用型 MPC 制御系の構造は図3のようになる。図中、 $y(k)$ は制御量であり、 $h(k)$ は外乱オブザーバに用いる観測出力である。 $y(k)$ と $h(k)$ が一致する場合もあるが、一般的には必ずしも一致しないため分離している。図3の MPC と通常の MPC との違いは、外乱の推定値 $\hat{d}(k)$ を MPC 補償器出力 $u_{mpc}(k)$ に反映させるために、MPC アルゴリズムにフィードバックさせている点である。

次に、開発した外乱オブザーバ併用型 MPC の有効性を実験的に評価する。実験に用いる 2 リンク平面マニピュレータの外観と、その模式図をそれぞれ図4と図5に示す。このマニピュレータを、パーソナル・コンピュータを介したデジタル制御系により制御する。その際の系全体のサンプリング周期は 0.01 s である。

2 リンク平面マニピュレータの連続時間状態空間モデルは以下のようになる：

$$\begin{cases} \dot{x}_M(t) = A_M x_M(t) + B_M u(t), \\ y(t) = C_M x_M(t). \end{cases}$$

ただし,

$$A_M = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\frac{D_{M_1}}{J_{M_1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{D_{M_2}}{J_{M_2}} \end{pmatrix}, B_M = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{K_{S_1}}{G_{K_1} J_{M_1}} & 0 \\ 0 & \frac{K_{S_2}}{G_{K_2} J_{M_2}} \end{pmatrix},$$

$$C_M = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}, x_M(t) = (\theta_1(t) \ \theta_2(t) \ \dot{\theta}_1(t) \ \dot{\theta}_2(t))^T.$$

ここで, J_{M_i} ($i=1,2$) はモータ慣性モーメント, D_{M_i} ($i=1,2$) はモータ粘性摩擦係数, K_{S_i} ($i=1,2$) は指示電圧から発生トルクまでの換算係数, G_{K_i} ($i=1,2$) はギア比をあらわす. コリオリ力や遠心力は無視しているのは, これらを制御対象入力側に加わる等価な外乱とみなし, 外乱オブザーバで補償されることを仮定しているためである. 本研究では, 外乱オブザーバを速度ループ内で用いる. したがって, 図3において $h(k)$ は各関節の角速度となる. また, 関節1と関節2に対するそれぞれの Q フィルタの伝達関数は, 10.0 Hz および 19.0 Hz を持つ Butterworth ロー・パス・フィルタであり, その伝達関数行列は次式で与えられる:

$$Q(s) = \text{diag} \left(\frac{62.8319}{s+62.8319}, \frac{119.3805}{s+119.3805} \right).$$

MPC 制御系設計に用いる二次形式評価関数は

$$J(k) = (R_S - Y)^T (R_S - Y) + \Delta U^T \bar{R} \Delta U$$

で与えられる. ここで R_S は設定値ベクトル, Y は出力ベクトルをあらわす. ここでは関節1に対する目標角度を $\pi/4$ rad, 関節2に対する目標角度を $\pi/2$ rad に取る. また, 入力重み行列 \bar{R} を次のように選ぶ:

$$\bar{R} = \text{diag}(2 \times 10^{-2}, 2 \times 10^{-2}).$$

制御入力の振幅とその差分に対する制約を以下のように与える:

$$-9V \leq u(k) \leq 9V,$$

$$-10V \leq \Delta u(k) \leq 10V.$$

これらの条件設定のもと, 開発した外乱オブザーバ併用型 MPC と, 外乱オブザーバを併用しない MPC, および外乱オブザーバ併用型 MPC において外乱オブザーバ出力を考慮しない場合を比較する. 開発手法では, 前述の制約は以下のようにあらわされる:

$$-9V \leq u_{\text{mpc}}(k) + u_{\text{dob}}(k) \leq 9V,$$

$$-10V \leq \Delta u_{\text{mpc}}(k) + \Delta u_{\text{dob}}(k) \leq 10V.$$

一方, 他の手法では以下のようにあらわされる:

$$-9V \leq u_{\text{mpc}}(k) \leq 9V,$$

$$-10V \leq \Delta u_{\text{mpc}}(k) \leq 10V.$$

図6に開発手法により制御した場合, 図7に

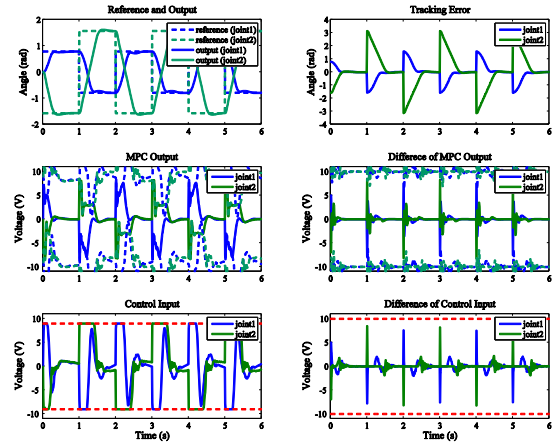


図6 開発した外乱オブザーバ併用型 MPC による実験結果

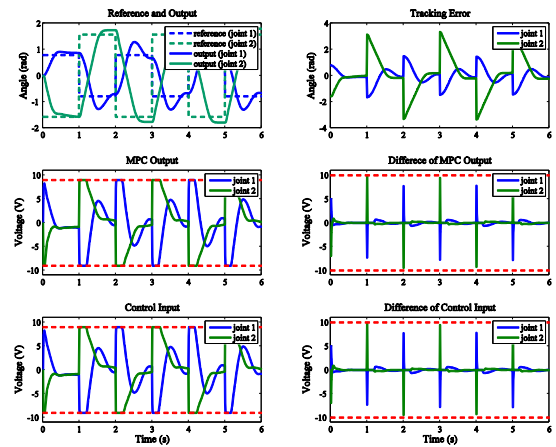


図7 MPC のみによる実験結果

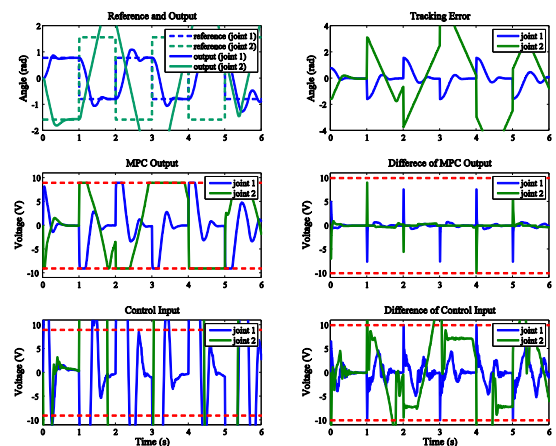


図8 外乱オブザーバ出力を考慮しない MPC による実験結果

外乱オブザーバを用いず MPC のみで制御した場合, 図8に外乱オブザーバ出力を考慮しない MPC により制御した場合の実験結果をそれぞれ示す. それぞれの図において各グラフは目標値と関節角度 (左上), 追従誤差 (右上), MPC 補償器出力 u_{mpc} (左中), MPC 補償器出力の差分 Δu_{mpc} (右中), 総制御入力 $u_{\text{mpc}} + u_{\text{dob}}$ (左下), 総制御入力の差分 $\Delta u_{\text{mpc}} + \Delta u_{\text{dob}}$ (右下) をあらわす.

図6の左中および右中のグラフより, 開発手法では, 各関節への入力電圧 u_{mpc} とその差

分 Δu_{mpc} に対する制約（破線）が変化していることがわかる。さらに、 u_{mpc} の振幅自体は総制御入力に対する制約範囲 $\pm 9V$ を超えていることがわかる。しかし、図 6 の左下および右下のグラフより、総制御入力 $u_{mpc} + u_{dob}$ は $\pm 9V$ の制約範囲内に収まっており、 $\Delta u_{mpc} + \Delta u_{dob}$ も $\pm 10V$ の制約範囲内に収まっている。一方、図 7 の左上のグラフより、外乱オブザーバを併用しない MPC の場合、目標値に対する追従性が悪く、両関節ともに目標値に整定できていないことがわかる。これは、モデル化の際に無視した遠心力やコリオリ力の影響と、摩擦力の影響を補償できていないためである。MPC では外乱オブザーバを用いなければ高速な外乱除去が難しいことがわかる。外乱オブザーバを併用しても、外乱オブザーバ出力を考慮しない場合には、図 8 の左下のグラフに示すように、総制御入力 $u_{mpc} + u_{dob}$ の振幅がハードウェア制限である $\pm 10V$ を超えてしまい、系が不安定化している。その結果、左上のグラフに示すように、関節 2 の角度が目標値に追従しない結果となった。これより、外乱オブザーバ出力を考慮する必要性と重要性がわかる。

5. 主な発表論文等

（研究代表者、研究分担者及び連携研究者には下線）

〔雑誌論文〕（計 2 件）

① 佐藤俊之、阿部梨恵、齋藤直樹、永瀬純也、嵯峨 宣彦、外乱オブザーバ併用型モデル予測制御による 2 リンク・マニピュレータの制御、日本機械学会論文集（C 編）、査読有、Vol.81, No. 827, 2015, pp.1-17

② Jun-ya Nagase, Kazuki Hamada, Toshiyuki Satoh and Norihiko Saga, Model Predictive Control for Tendon-driven Balloon Actuator under Constraints on Simulation, Applied Mechanics and Materials, 査読有、Vol.789-790, 2015, pp.615-620

〔学会発表〕（計 5 件）

① Rie Abe, Toshiyuki Satoh, Naoki Saito, Jun-ya Nagase and Norihiko Saga, Disturbance Observer-Based Model Predictive Control Using Time-Varying Constraints, World Congress on Industrial Control Systems Security, 2015 年 12 月 14 日, London, United Kingdom

② 阿部梨恵、佐藤俊之、齋藤直樹、永瀬純也、嵯峨宣彦、外乱オブザーバ併用型モデル予測制御を用いた 2 リンクマニピュレータの軌道追従制御、日本機械学会ロボティクス・メカトロニクス講演会、2015 年 5 月 17 日、京都府京都市

③ 濱田一貴、永瀬純也、佐藤俊之、嵯峨宣彦、制約条件下におけるバルーン型腱駆動アクチュエータのモデル予測制御、日本機械学会ロボティクス・メカトロニクス講演会、2015

年 5 月 17 日、京都府京都市

④ Toshiyuki Satoh, Rie Abe, Naoki Saito, Jun-ya Nagase and Norihiko Saga, Model Predictive Control for Mechatronic Systems Based on Disturbance Observer and Time-Variant Input Constraints, the 14th Mechatronics Forum International Conference, 2014 年 6 月 16 日, Karlstad, Sweden

⑤ 阿部梨恵、佐藤俊之、齋藤直樹、永瀬純也、嵯峨宣彦、外乱オブザーバと時変制約に基づくモデル予測制御系の設計、日本機械学会ロボティクス・メカトロニクス講演会、2014 年 5 月 25 日、富山県富山市

6. 研究組織

(1) 研究代表者

佐藤 俊之 (SATO TOSHIYUKI)

秋田県立大学・システム科学技術学部・准教授

研究者番号：40315635

(2) 研究分担者

齋藤 直樹 (SAITO NAOKI)

秋田県立大学・システム科学技術学部・准教授

研究者番号：60315645

(3) 連携研究者

なし