

# 負荷側エンコーダを用いたロボット用サーボモータの制振制御

犬飼 健二\*, 藤本 博志 (東京大学), 小俣 賢治, 武田 勇樹, 牧野内 進 (ニコン)

Vibration Suppression Position Control of Robot Servo Motor Using Load Side Encoder

Kenji Inukai\*, Hiroshi Fujimoto (The University of Tokyo)

Kenji Omata, Yuki Takeda, Susumu Makinouchi (Nikon Corporation)

## Abstract

Usually, for the position control of a robot servo motor, a semi-closed control which uses only the information of motor side is adopted because attaching an encoder on the load side is difficult. In this method, however precise positioning cannot be attained because of the some non-linear elements in the driving mechanism. In this paper, in order to achieve the precise positioning, full-closed control is adopted for a robot servo motor which is able to mount the load side encoder. And high control bandwidth is obtained using position information of both the motor side and the load side.

**キーワード:** フルクローズド制御, 負荷側エンコーダ, 2 慣性系, 制振制御, 自己共振相殺制御  
(full-closed control, load side encoder, two-inertia system, vibration suppression control, self resonance cancellation )

## 1. 緒 言

産業用ロボットは製品の組み付けなどに欠かせない産業機器であり、生産性向上や高品質化のためロボットの位置決め精度の向上が求められる。産業用ロボットにおいては、負荷側にエンコーダを取り付けることが難しく、各軸のモータに取り付けられたエンコーダ情報をフィードバックするセミクローズド制御が一般的に行われる。産業用ロボットに代表される軸ねじれ系はモータ、減速機、負荷からなる 2 慣性系にモデル化され、その位置決め性能向上を目的とし、2 慣性系の共振比を制御する共振比制御<sup>(1)(2)</sup>、状態フィードバックにより振動を抑制する手法<sup>(3)</sup>、ノッチフィルタを応用し共振を抑制する手法<sup>(4)(5)</sup>などが報告されている。これらのセミクローズド制御ではモータと負荷間の軸ねじれにより、最終位置決めをする負荷側で精度が劣化してしまうことが指摘されており、負荷側にエンコーダを取り付けることが難しい産業用ロボットでは角度伝達誤差補償による負荷側位置の高精度化<sup>(6)(7)</sup>などが提案されている。しかし、角度伝達誤差の影響を完全に補償することは難しい。そのため、位置決め精度誤差をなくすためには負荷側エンコーダを搭載可能な産業用ロボットが求められる。

一方で、近年、エンコーダの低価格化や小型化が進み、工作機器などの精密位置決め装置においてモータ側の位置のみでなく、負荷側の位置も測定できる機器が増加しており、フルクローズド制御化が進んでいる。精密位置決め装置のフルクローズド制御においては、モータ側および負荷側のエンコーダ情報を積極的にもちいて 1 入力多出力 (SIMO) システムとし、共振ピークを抑圧して高帯域化を図る自己共振相殺制御 (Self Resonance Cancellation, SRC)<sup>(8)(9)</sup>が提案されている。また、SRC を応用し、位相安定化により高帯域な制御を実現する Frequency Separation Self Resonance Cancellation Control (FS-SRC)<sup>(10)</sup>が提案されている。し

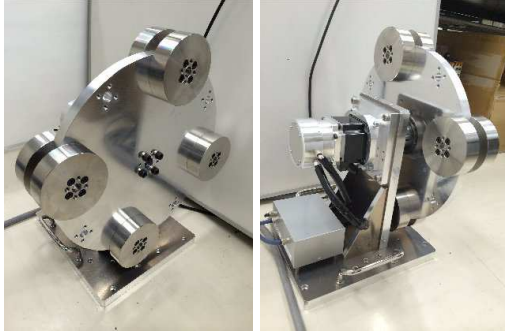
かし、FS-SRC はエアガイドを用いた精密位置決め装置に対して提案された手法であり、粘性摩擦を考慮していないため、ロボットへと応用することは難しい。

本論文では、産業用ロボットの位置精度向上のため、負荷側にも容易にエンコーダを取り付け可能なモータモジュールを用いてフルクローズド制御系を構築し、位置決め精度の向上を図る。また、その位置制御系としてロボットに適用可能な粘性摩擦を考慮した FS-SRC に基づく共振抑制制御を提案し高帯域な制御を実現する。

## 2. 実験装置

**〈2・1〉 Double Encoders Motion Control Module (DEMCM)** 実験装置として、産業用ロボットへの応用を見据えた Double Encoders Motion Control Module (DEMCM) という、負荷側にエンコーダを取り付け可能なロボット用サーボモータを用いる。

DEMCM の外観を図 1(a), 1(b) に示す。従来、産業用ロボットではギヤの潤滑油の飛散やスペース等の問題から負荷側にエンコーダをつけることが困難であった。それゆえ、多くの産業用ロボットはモータ側のエンコーダのみで制御するため負荷側の定常偏差は避けられない。図 2 に示すように DEMCM は、出力軸を中空モータを通し出力側と反対側に送り、負荷側エンコーダを駆動側エンコーダの隣に配置することによって上記問題を解決した新しい構造となっている。負荷側にエンコーダをつけることによって、フルクローズド制御による精密位置決めが可能になる。減速機出力と負荷側エンコーダ間はシャフトで接続されているが、このシャフトは十分剛性が高く、更に負荷側エンコーダの慣性モーメントも十分小さいため、シャフトの共振は十分な高い周波数領域に存在する。したがってシャフトの伝達特性は系の特性に大きな影響を与えず、次章で述べるようにモータ、減速機、負荷からなる 2 慣性系でモデル化できる。



(a) DEMCM (負荷側) (b) DEMCM (駆動側)

図 1 DEMCM の概観

Fig. 1. Overview of DEMCM.

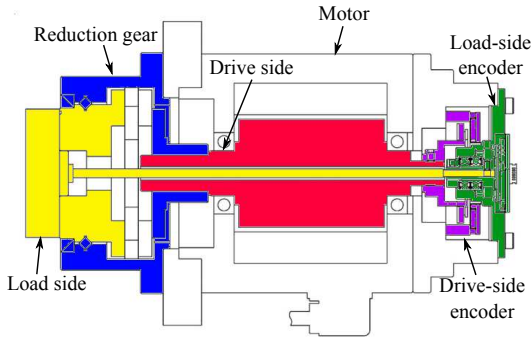


図 2 DEMCM の構造

Fig. 2. The structure of DEMCM.

〈2・2〉 2 慣性系によるモデル化 本実験装置は、駆動用モータ、減速機、負荷からなる図 3 の 2 慣性系としてモデル化できる。図 3 において、 $T$  はトルク、 $\theta$  は角度、 $J$  は慣性モーメント、 $B$  は粘性摩擦係数、 $K$  はばね定数、 $r$  は減速比を示す。添え字は  $M$  がモータ側、 $L$  が負荷側を表す。

図 4 に 2 慣性系のブロック線図を示す。図 4 の 2 慣性系において、モータトルク  $T_M$  からモータ角度  $\theta_M$  までの伝達関数  $P_{MM}$ 、モータトルク  $T_M$  から負荷角度  $\theta_L$  までの伝達関数  $P_{LM}$ 、負荷側トルク  $T_L$  からモータ角度  $\theta_M$  までの伝達関数  $P_{ML}$ 、負荷側トルク  $T_L$  から負荷角度  $\theta_L$  までの伝達関数  $P_{LL}$  はそれぞれ以下ようになる。

$$P_{MM}(s) = \frac{\theta_M}{T_M} = \frac{J_L s^2 + B_L s + K r^2}{D} \dots\dots (1)$$

$$P_{LM}(s) = \frac{\theta_L}{T_M} = \frac{K r}{D} \dots\dots (2)$$

$$P_{ML}(s) = \frac{\theta_M}{T_L} = \frac{K r}{D} \dots\dots (3)$$

$$P_{LL}(s) = \frac{\theta_L}{T_L} = \frac{J_M s^2 + B_M s + K}{D} \dots\dots (4)$$

ただし、 $D$  は式 (5) のように表される。

$$D = J_M J_L s^4 + (J_M B_L + J_L B_M) s^3 + (r^2 J_M K + J_L K + B_M B_L) s^2 + (r^2 B_M K + B_L K) s \dots\dots (5)$$

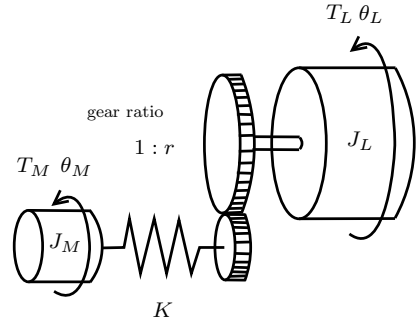


図 3 2 慣性系モデル

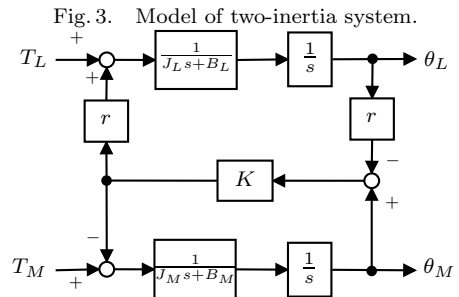


図 4 2 慣性系のブロック線図

Fig. 4. Block diagram of two-inertia system.

表 1 実験装置のパラメータ

Table 1. Parameter of experiment setup.

Motor side moment of inertia $J_M$	1.2e-4	kg·m <sup>2</sup>
Motor side viscosity friction coefficient $B_M$	5.0e-3	N·m/(rad/s)
Load side moment of inertia $J_L$	2.8e-1	kg·m <sup>2</sup>
Load side viscosity friction coefficient $B_L$	1.0e+1	N·m/(rad/s)
Torsional rigidity coefficient $K$	5.0	N·m/(rad)
Reduction ratio $r$	80	

よって、2 慣性系のプラントには、分母多項式より式 (6) に示す共振角周波数  $\omega_p$  と、分子多項式より式 (7) に示す反共振角周波数  $\omega_z$  が存在する。

$$\omega_p = \sqrt{K \left( \frac{r^2}{J_L} + \frac{1}{J_M} \right)} \dots\dots (6)$$

$$\omega_z = \sqrt{\frac{K r^2}{J_L}} \dots\dots (7)$$

図 5 にモータトルクからモータ角度、図 6 にモータトルクから負荷側角度までの周波数特性を示す。周波数特性から共振が 67 Hz に存在している。表 1 に周波数特性から同定したパラメータを示す。

### 3. 粘性摩擦を考慮した FS-SRC 設計法

産業用ロボットに代表される軸ねじれ系においてフルクロード制御系を構築する場合、モータトルクから負荷側角度までの伝達関数はノンロケット系になってしまうため、セミクロード制御系に対して制御帯域を向上させることは難しい。そこで、精密位置決めステージにて提案されている、2 慣性系の制振制御手法である Frequency Separation

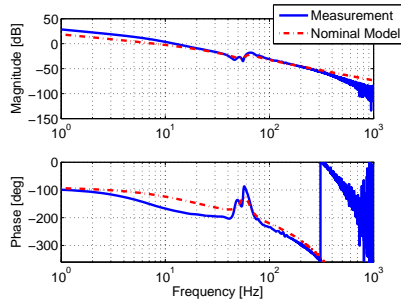


図 5 モータトルクからモータ角度までの周波数特性  
Fig. 5. Frequency responses from motor torque to motor side angle.

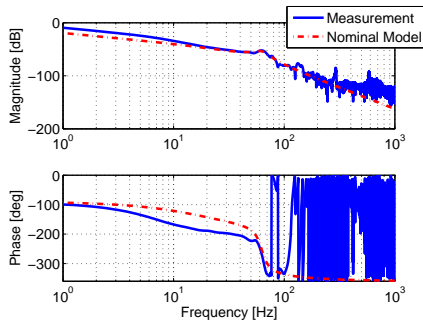


図 6 モータトルクから負荷側角度までの周波数特性  
Fig. 6. Frequency responses from motor torque to load side angle.

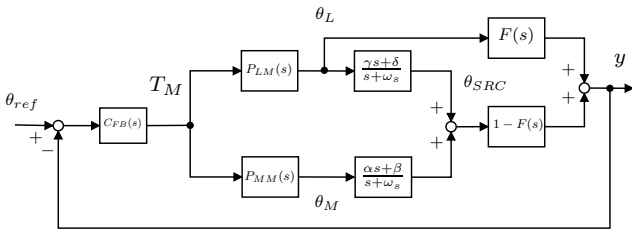


図 7 粘性摩擦を考慮した FS-SRC  
Fig. 7. Block diagram of FS-SRC system

Self Resonance Cancellation Control (FS-SRC) をロボットへと適用し、高帯域なフルロード制御系を構築する。

従来の FS-SRC はエアガイドを用いた精密位置決めステージを対象としており、モータ及び負荷に粘性摩擦が生じない系に対する設計法であるため、産業用ロボットに直接適用することは難しい。そこで、粘性摩擦を考慮した FS-SRC の設計法を提案する。図 7 に粘性摩擦を考慮した FS-SRC のブロック線図を示す。従来の FS-SRC との違いは  $\beta$ 、 $\delta$  および  $\omega_s$  が加わっている点である。

図 7 において見かけのプラント  $P_{SRC}$  を、 $P_{MM}$  および  $P_{LM}$  を用いて式 (8) のように定義する。

$$P_{SRC} = \frac{\theta_{SRC}}{T_M} = P_{MM} \left( \frac{\alpha s + \beta}{s + \omega_s} \right) + P_{LM} \left( \frac{\gamma s + \delta}{s + \omega_s} \right) \quad (8)$$

次に SRC プラント  $P_{SRC}$  から 見かけのプラントの共振の

項が相殺されるように  $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $\gamma$ 、 $\delta$  を決定する。

解は無数に存在するが、 $K$  を用いずに以下のように係数を定める。

$$\alpha_{SRC} = \frac{J_M}{J_M + \frac{J_L}{r^2}} \quad \dots \dots \dots (9)$$

$$\beta_{SRC} = \frac{B_M}{J_M + \frac{J_L}{r^2}} \quad \dots \dots \dots (10)$$

$$\gamma_{SRC} = \frac{J_L}{r \left( J_M + \frac{J_L}{r^2} \right)} = r (1 - \alpha_{SRC}) \quad \dots \dots \dots (11)$$

$$\delta_{SRC} = \frac{B_L}{r \left( J_M + \frac{J_L}{r^2} \right)} \quad \dots \dots \dots (12)$$

ここで  $\alpha_{SRC}$  は総慣性に対するモータ側慣性の割合であり、0 から 1 の値をとる。このとき見かけのプラント  $P_{SRC}$  は

$$P_{SRC}(s) = \frac{1}{r \left( J_M + \frac{J_L}{r^2} \right) s (s + \omega_s)} \quad \dots \dots \dots (13)$$

となり、共振が存在しなくなる。これは、プラントそのものの特性である  $P_{MM}$ 、 $P_{LM}$  および、慣性モーメント、粘性摩擦係数の値を用いてプラントのもつ共振モードを相殺している。

ここで、2 慣性系を剛体とみなした時のモータ側から見た総慣性モーメントおよび総粘性摩擦を用いて、 $\omega_s$  を式 (14) と定める。

$$\omega_s = \frac{B_M + \frac{B_L}{r^2}}{J_M + \frac{J_L}{r^2}} \quad \dots \dots \dots (14)$$

すると見かけのプラント  $P_{SRC}$  は式 (15) となり、 $P_{SRC}$  は 2 慣性系のプラントの剛体モードと一致する。

$$P_{SRC}(s) = \frac{1}{r \left\{ \left( J_M + \frac{J_L}{r^2} \right) s^2 + \left( B_M + \frac{B_L}{r^2} \right) s \right\}} \quad (15)$$

ここまでの設計法は共振モードを不可観測化し高帯域化を図るが、それゆえにフィードバックにより振動を抑制することができない。そこで、共振を完全に相殺するのではなく、共振モードを安定化させ振動を抑制しつつ高帯域化を図る。

ここで、新たな見かけのプラント  $P_{FS-SRC}$  を式 (16) と定義する。

$$P_{FS-SRC} = \frac{y}{T_M} = F(s)P_{LM} + (1 - F(s))P_{SRC} \quad (16)$$

ここで、 $F(s)$  はカットオフ周波数  $f_{LFP}$  の 1 次のローパスフィルタであり、以下の式で表される。

$$F(s) = \frac{2\pi f_{LFP}}{s + 2\pi f_{LFP}} \quad \dots \dots \dots (17)$$

FS-SRC において、式 (13) の共振相殺のためのパラメータ  $\alpha$  を 0 から 1 の値をとる調整パラメータとする。これにより、共振を残存させることができ、フィードバックにより振動の抑制が可能となる。また、式 (11) の関係から  $\alpha$  に

より、 $\gamma$  は以下のように調整するものとする。

$$\gamma = r(1 - \alpha) \dots \dots \dots (18)$$

よって、振動抑制の調整に用いるパラメータは  $\alpha$  のみであり、容易に調整が可能である。

また、 $P_{SRC}(s)$  の設計において、プラントの剛体モードと、共振を打ち消したプラントの極を等しく設計しているため、 $\alpha$  や  $f_{LPF}$  を変化させても  $P_{FS-SRC}(s)$  の低域の特性はほぼ変化しない。

図 7 のシステムに対して、フィードバック制御系を構築する。フィードバックコントローラ  $C(s)$  は剛体化された  $P_{SRC}(s)$  に対して設計し、感度関数  $S_{SRC}(s) = (1 + P_{SRC}(s)C(s))^{-1}$  が安定となるように設計する。本稿では、フィードバックコントローラ  $C(s)$  は PID コントローラとし、極配置により設計を行った。設計に際しては、 $S_{SRC}(s)$  の極を 20 Hz に 4 重根配置するようにした。この提案法は剛体モードに対してコントローラを設計すればよいので、容易にコントローラのパラメータを決定することができる。

次に、提案法による制御系の安定性を解析する。コントローラのパラメータである、 $\alpha$  と  $f_{LPF}$  を変化させた場合について安定性を解析した。図 8 に  $f_{LPF}$  を 0 に固定し、 $\alpha$  を 0 から 1 に変化させたときのナイキスト線図を示す。図 9 に  $\alpha$  を 1 に固定し、 $f_{LPF}$  を 0 から  $\infty$  に変化させたときのナイキスト線図を示す。

ここから従来の FS-SRC と同様に、振動抑制の効果と共振モードの位相安定化が、 $\alpha$  と  $f_{LPF}$  という二つのパラメータにより容易に調整可能といえる。

$\alpha$  と  $f_{LPF}$  の 2 つのパラメータの調整は簡単に行うことができる。最初に振動抑制の効果を  $\alpha$  により決定する。次に、共振モードを点  $-1 + j0$  から可能な限り遠ざけるように  $f_{LPF}$  を選ばせよ。

#### 4. シミュレーション

##### 〈4・1〉 周波数特性

提案法を DEMCM へと適用し有効性を示すために、セミクロード制御およびフルクロード制御の P-PI 制御と比較を行う。セミクロード制御の P-PI 制御はアウターループにモータ角度  $\theta_M$  の P 制御、インナーループにモータ角速度  $\omega_M$  の PI 制御を、フルクロード制御の P-PI 制御はアウターループに負荷側角度  $\theta_L$  の P 制御、インナーループにモータ角速度  $\omega_M$  の PI 制御を構築している。FS-SRC の制御パラメータは  $\alpha = 0.95$ 、 $f_{LPF} = 19$  Hz とした。公平な比較を行うために、各制御系の積分器の数を等しくしている。また、フルクロード制御の P-PI 制御および FS-SRC は位相余裕が等しくなるよう設計を行った。図 10 に開ループの周波数特性、図 11 に目標値追従特性を示す。表 2 に位相余裕および、制御帯域を示す。なお、これらのシミュレーションは 2 慣性系の線形モデルを用いて行っている。

セミクロードの P-PI 制御はコロケート系であるモータ側のフィードバックのみであるため、安定余裕が大きく帯域も高い。しかし、実際には減速機の非線形要素により、

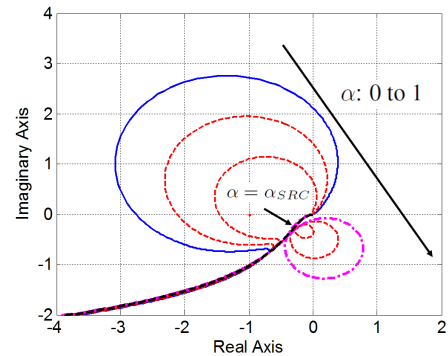


図 8 Nyquist diagram of the proposed system when  $\alpha$  is variable in the range from 0 to 1 and  $f_{LPF} = 0$ .

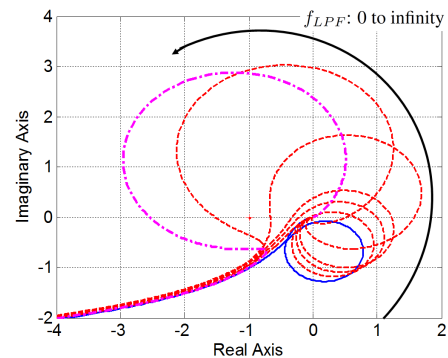


図 9 Nyquist diagram of the proposed system when  $f_{LPF}$  is variable in the range from 0 to  $\infty$  and  $\alpha = 1$ .

表 2 位相余裕および制御帯域  
Table 2. Phase margin and bandwidth.

	P-PI (semi-closed)	P-PI (full-closed)	FS-SRC
$P_m$ [deg]	83.1	40.0	40.0
Bandwidth [Hz]	62.0	12.0	71.0

位置決め動作では定常偏差が生じてしまう。フルクロード制御の P-PI 制御および FS-SRC ではノンコロケート系である負荷側をフィードバックしフルクロード制御を構築しているが、シミュレーション結果より FS-SRC では共振を抑制することで高帯域化が可能である。よって、提案法によりノンコロケート系である負荷側をフィードバックした場合にも高帯域な制御が実現可能であることがわかる。

##### 〈4・2〉 ロバスト性の検討

DEMCM をロボット用のサーボモータとして適用した場合、ロボットの負荷慣性変動やハーモニックによる非線形な弾性要素によるモデル化が生じる。ノミナルモデルのナイキスト線図を図 12、負荷の慣性モーメント  $J_L$  がノミナル値の 2 倍になった場合のナイキスト線図を図 13(a)、ばね定数  $K$  がノミナル値の半分になった場合のナイキスト線図を図 13(b) に示す。

セミクロード制御系においては安定余裕が十分に確保することができるため、安定性は失われない。しかし、フ

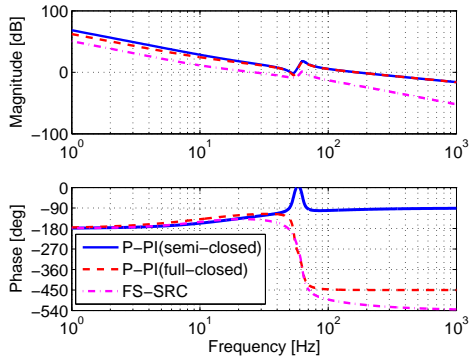


図 10 開ループの周波数特性

Fig. 10. Frequency responses of open-loop characteristics in simulation.

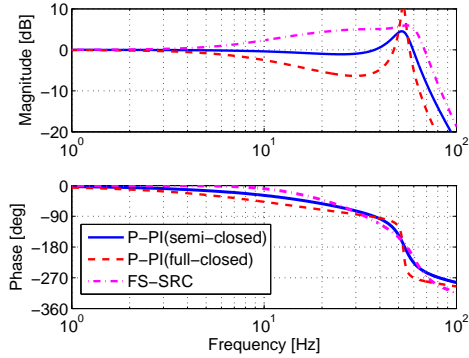


図 11 目標値応答周波数特性

Fig. 11. Frequency responses of closed-loop characteristics in simulation.

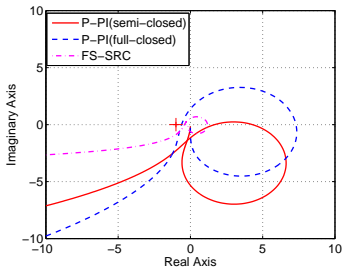


図 12 ナイキスト線図 (Nominal)

Fig. 12. Nyquist diagram (Nominal).

フルクロード制御を構築した場合、P-PI 制御では負荷慣性モーメントおよびばね定数の変動で制御系が不安定になる。FS-SRC では、負荷慣性モーメントおよびばね定数を変動させた場合でも安定性を確保しており、共振に対してロバストな制御であることがわかる。

## 5. 実験

セミクロードおよびフルクロードの P-PI 制御および FS-SRC の比較を、DEMCM を用いて実験により検証した。図 14 に測定した目標値追従特性を示す。目標値追従特

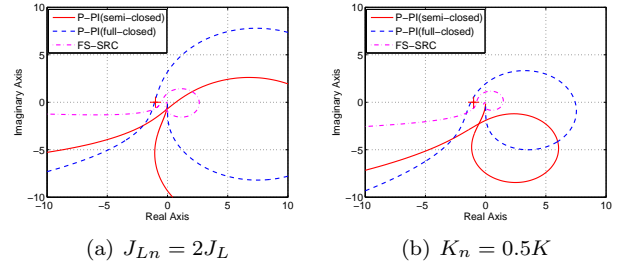


図 13 ナイキスト線図

Fig. 13. Nyquist diagram.

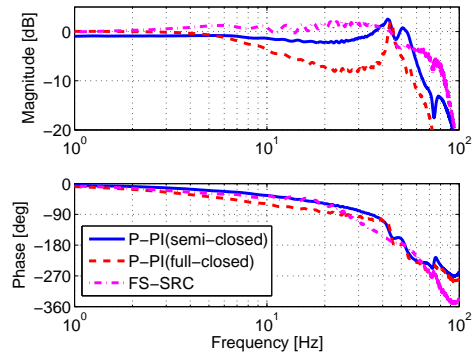


図 14 目標値応答周波数特性の測定結果

Fig. 14. Frequency responses of closed-loop characteristics of load side angle in experiment.

性の測定結果より、セミクロード制御では低域のゲイン特性が 0 dB を下回っており、位置決めに対して定常偏差が生じることがわかる。フルクロード制御系においては提案手法を適用することで、目標値に対して誤差なく追従させることができ、さらに高帯域な制御が実現可能である。

ステップ応答の実験を図 15 に、その誤差波形を図 16、定常時の波形を図 17、整定時間を表 3 に示す。ステップ応答より、フルクロード制御の P-PI 制御比較して、FS-SRC は応答が速いことがわかる。しかし、オーバーシュートが大きくなってしまっている。セミクロード制御の P-PI 制御は応答も速くオーバーシュートが小さいものの 0.05 mrad の定常偏差が生じてしまう。提案法で大きなオーバーシュートが発生してしまう原因としては、位置のフィードバック補償器に積分器をもつ PID 制御を用いているためであると考えられる。FS-SRC はオーバーシュートは大きいものの整定時間は短く、誤差波形からも振動の抑制効果が高いことがわかる。以上の結果より、FS-SRC を適用することでフルクロード制御においても高帯域かつ定常誤差のない制御が実現可能である。

## 6. 結 言

本論文では、従来セミクロード制御が一般的であったロボット用サーボモータに対して、DEMCM という新たな構造をもつロボット用サーボモータを用いることで、ロボットに対してフルクロード制御系を構築した。そして

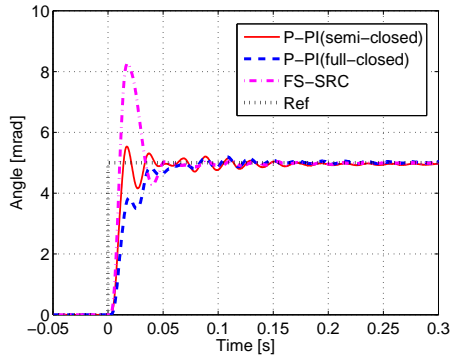


図 15 ステップ応答

Fig. 15. Experimental results of step responses.

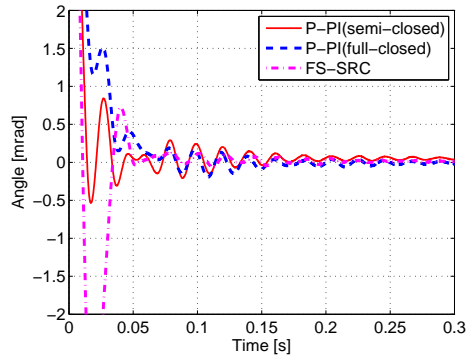


図 16 ステップ応答時の誤差波形

Fig. 16. Experimental results of error in step responses.

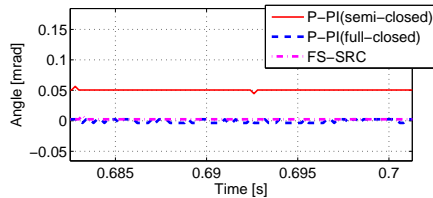


図 17 定常時の波形

Fig. 17. Experimental results of steady-state in step responses.

表 3 整定時間 (2%)  
Table 3. Settling time.

P-PI (semi-closed)	P-PI (full-closed)	FS-SRC
0.130 s	0.131 s	0.0820 s

フルロード制御系の中でも摩擦を考慮した FS-SRC 設計法を提案することで、ノンコロケート系である負荷側の角度をフィードバックした場合でも高帯域かつ、定常偏差のない精密な位置決め動作を実現した。また、シミュレーションにて提案法のロバスト性を示した。本稿では提案手法はロボット用のサーボモータを用い有効性を検証したが、2 慣性系において摩擦を持つボールねじ駆動装置などへの

応用も可能である。今後はよりよい応答を実現するために FS-SRC において、設計パラメータである  $\alpha$  や  $f_{LPF}$  の最適な設計法の検討が必要であると考えられる。

#### 参考文献

- (1) K. Yuki, T. Murakami, and K. Ohnishi, "Vibration Control of a 2 Mass Resonant System by the Resonance Ratio Control," *Trans. Inst. Elect. Eng. Jpn.*, Vol. 113-D, No. 10, pp. 1162–1169, 1993.
- (2) Y. Hori, H. Sawada, and Y. Chun, "Slow resonance ratio control for vibration suppression and disturbance rejection in torsional system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 46, No. 1, pp. 162–168, 1999.
- (3) Y. Hori, H. Iseki, and K. Sugiura, "Basic consideration of vibration suppression and disturbance rejection control of multi-inertia system using SFLAC (state feedback and load acceleration control)," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 30, No. 4, pp. 889–896, 1994.
- (4) K. Ohishi, N. Shimada, and T. Miyazaki, "High-performance robot motion control based on zero-phase notch filter for industrial robot," *Proc. of The 11th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*, pp. 626–630, 2010.
- (5) T. Nakamichi, K. Seki, and M. Iwasaki, "Improvement of Tracking Performance by Variable 2-Degrees-Of-Freedom Controller Design in Industrial Robot," *Proc. of IEE of Japan Technical Meeting Record, IIC-13-37*, pp. 25–30, 2013 (in Japanese).
- (6) M. Yamamoto, M. Iwasaki, H. Hirai, Y. Okitsu, K. Sasaki, and T. Yajima, "Modeling and Compensation for Angular Transmission Error in Harmonic Drive Gearing," *IEEJ Trans. on Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 4, No. 2, pp. 158–165, 2009.
- (7) M. Yamamoto, M. Iwasaki, M. Kainuma, Y. Okitsu, K. Yuki, K. Sasaki, and T. Yajima, "Compensation for Synchronous Component of Angular Transmission Errors In Harmonic Drive Gearing," *Proc. of International Workshop on Advanced Motion Control*, pp. 361–365, 2010.
- (8) K. Sakata, K. Saiki, and H. Fujimoto, "Design of Feedback Control for Robustness of Resonance Mode using Multiple Sensors for High-Precision Gantry Stage," *Proc. of IEE of Japan Technical Meeting Record, IIC-11-065*, pp. 83–88, 2011 (in Japanese).
- (9) K. Sakata, K. Saiki, and H. Fujimoto, "Self Resonance Cancellation using Multiple Sensors for Ballscrew Driven Stage," in *Proc. IEEJ Industry Applications Society Conf.*, pp. 521–526, 2011 (in Japanese).
- (10) K. Sakata, H. Asaumi, K. Hirachi, K. Saiki, and H. Fujimoto, "Frequency Separation Self Resonance Cancellation for Vibration Suppression Control of a Large-Scale Stage Using Multiple Position Sensors," in *Proc. the 39th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 6478–6483, 2013.