

# サーボプレス機用モータ制御系の知能化と高速実装

中部大学 工学部 電気システム工学科

准教授 長谷川勝

(平成 20 年度一般研究開発助成 AF-2008015)

キーワード：サーボプレス，適応学習制御，動的確定性等価原理(DyCE)

## 1. 目的

近年，加工成型技術の一手法としてサーボプレスが注目され<sup>(1)</sup>，容量に応じたシステムのラインナップが整いつつある<sup>(2)</sup>。この趨勢には電動機の高性能化が背景にあり，この電動機による高精度加工モーションの実現によるところが大きい<sup>(3)</sup>。

さらなる高機能化のアプローチとして，「プレスシステムの知能化」への期待がある。すなわち，システムの動的変動に対応可能な知能化技術<sup>(4)</sup>を応用し，安定で高品質な加工モーションの実現，適応学習制御技術による付加価値の高度化などが要求されている。一方で，これらの機能を可能な限り低コストで実現する必要があり，制御系の高度化による複雑化を避けて高速化を図るとともに，演算および実装に要するコストへの影響を抑える必要がある。

以上を踏まえ，本研究では位置サーボ系に対する適応学習アルゴリズムの理論的考察を元に理論的完全性をもつ適応アルゴリズムを検討するとともに，計算コストを考慮したより現実的な解を与える。これらの成果は模擬実験装置を用いて実験的に評価しており，本論文では実験を通じて提案法の妥当性と有効性を明らかにする。

## 2. 位置サーボシステムと制御系構成

### 2・1 位置サーボシステムの構成

図 1 に模擬実験用位置サーボシステムの構成を示す。1.5kW の表面磁石形同期電動機を専用ドライバ（インバータ）にて駆動する。このドライバは速度サーボ系を内蔵しており，そのマイナーループとしてトルク制御系（電流制御系）をもつ。一般に，これらの閉ループ系は 1 次系となるよう各制御器が設計されるため，速度サーボ系  $P(s)$  としての次数は 2 となる。なお，図 2 に示す開ループ特性の事前評価により， $P(s)$  の相対次数が 2 であることを確認している。これより，電動機から位置への自然積分を含めた制御入力  $u$  から位置  $y$  までの伝達関数  $P(s)/s$  は

$$\frac{y}{u} = \frac{P(s)}{s} = \frac{1}{s(a_2s^2 + a_1s + 1)} \dots\dots\dots(1)$$

と記述できる。すなわち，供試サーボシステムは相対次数

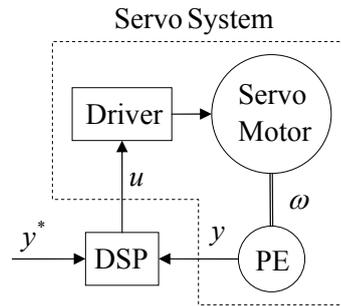


図 1 供試サーボシステムの構成

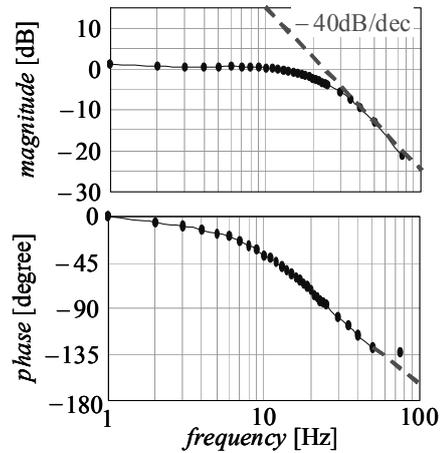


図 2  $P(s)$  の開ループ特性

は 3 であり，適応サーボ系を構成することが極めて困難なシステムと言える。

### 2・2 サーボシステムの制御系構成

一般に，位置サーボ系には高応答性が求められる。しかしながら，相対次数が高く，位相遅れの大きい本制御対象に対してはフィードバック制御系による高応答化は困難である。したがって，図 3 に示すような制御構造を採用してフィードバック系では安定性を確保し，フォワード制御により高応答化を図る方法が理想的な制御構造

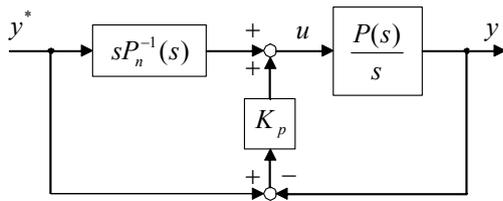


図3 サーボシステムの理想的構成

の一つとなる<sup>(5)</sup>。制御対象の公称逆システム  $sP_n^{-1}(s)$  が真値  $P(s)$  と一致している場合、閉ループ系の伝達関数が1となり、高応答な位置サーボ系が実現される。ゆえに、制御入力を次式で与えればよい。

$$u = \begin{bmatrix} \hat{a}_2 \\ \hat{a}_1 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \dot{a}^* \\ a^* \end{bmatrix} + \omega^* + K_p \Delta y \equiv \hat{\theta}^T \dot{\xi} + \omega^* + K_p \Delta y \dots\dots(2)$$

ここで、 $a$  は加速度、 $\omega$  は速度、 $\Delta y$  は位置制御誤差を表す。 $\theta$  はパラメータ推定値ベクトル、 $\xi$  は回帰ベクトル、

\* は指令値である。一般に、制御系設計段階では制御対象のパラメータ  $a_2, a_1$  は未知であり、かつ周囲温度や動作モーションに起因して変動する。したがって、 $P_n^{-1}(s)$  のパラメータが真値と一致しなければ、制御性能が低下して位置サーボ系の高応答性が困難となる。このように、フィードフォワード制御系はパラメータ感度が高く、これらの同定が必要となる。本研究では適応学習制御によるサーボ系の知能化を図る。さらに、FPGA (Filed Programmable Gate Arrays) に代表される高速演算素子への実装を念頭におき、計算コストを考慮した学習制御則を開発する。

### 3. 動的確定性等価原理に基づく適応サーボ系の安定化と高速化

前述のように、本サーボシステムは相対次数3のシステムに対して制御対象のパラメータを同定する必要がある。本章では、まず、従来方式では安定な適応サーボ系が構成できないことを述べる。次にこの適応サーボ系の安定化手法について示し、最後に計算量簡略化方式を提案する。

#### 3・1 確定性等価(CE)原理に基づく適応サーボ系

一般に、制御器パラメータの設定誤差、もしくは制御対象のパラメータ変動は位置制御誤差  $\Delta y$  を生じさせる。したがって、この誤差  $\Delta y$  を収束させるように制御パラメータを次式により同定するのが一般的である。

$$\dot{\hat{\theta}} = \begin{bmatrix} \dot{\hat{a}}_2 \\ \dot{\hat{a}}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{a2} & 0 \\ 0 & K_{a1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{a}^* \\ a^* \end{bmatrix} \Delta y \equiv \Gamma \dot{\xi} \Delta y \dots\dots(3)$$

ここで、 $\Gamma$  は適応ゲイン行列である。この制御系の構成図を図4に示す。ここで、速度フィードフォワード項、位置誤差フィードバック項は安定性の議論を容易にするため省略した。図3より、この閉ループは相対次数3の制御対象と相対次数1の適応則により構成されているこ

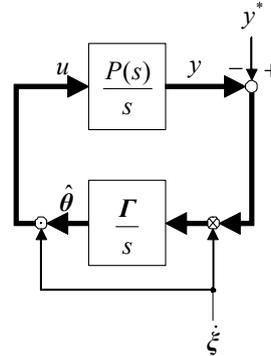


図4 確定性等価原理における同定ループ

とが分かる。このため、このフィードバック系は受動定理に反することとなり、システムの安定性は保証されない。すなわち、CE原理に基づく適応制御では位置サーボ系の安定化は困難であるといえる。

#### 3・2 動的確定性等価(DyCE)原理に基づく適応制御

##### 3・2・1 動的確定性等価(DyCE)原理

本項では、制御対象における相対次数の問題を解決するため、DyCE原理により適応制御入力を生成する方法を示す。すなわち、(2)式のCE原理に基づく制御入力を

$$u = s(Ks+1) \left( \hat{\theta}^T \frac{\xi}{Ks+1} \right) + \omega^* + K_p \Delta y \dots\dots(4)$$

に置き換える。ここで  $K > 0$  である。このように、制御入力に2次多項式を付加すれば、閉ループ系の前向き伝達関数の相対次数を1に抑えることができる。理想的には、3次多項式を用いて相対次数を0にすることが必要である。しかしながら、受動定理によれば相対次数±1までの系に対しては適応同定の安定性が保証される。また、本研究ではこの適応制御器をマイコンやFPGA等の小規模演算回路に実装することを想定している。このため、演算量の低減を第1の目的とし、制御応答およびパラメータ同定の応答を犠牲にして(4)式を用いることにする。

さらに、(3)式に示すパラメータの適応学習則は、(4)式の制御入力を鑑みて、

$$\dot{\hat{\theta}} = \begin{bmatrix} \dot{\hat{a}}_2 \\ \dot{\hat{a}}_1 \end{bmatrix} = \Gamma \frac{\xi}{Ks+1} \Delta y \dots\dots(5)$$

に置き換える。

DyCE原理に基づく適応サーボ系の構成を図5に示す。なお、前節と同様、速度フィードフォワード項、位置誤差フィードバック項は安定性の議論を容易にするため省略してある。同図が示すように、 $s(Ks+1)$  項により前向き伝達関数の相対次数が1に抑えられ、同定ループは同じく相対次数1の適応則(5)式との非線形フィードバックループとして形成される。ゆえに、この系は受動定理を満足し、安定な適応サーボ系が実現可能となる。

##### 3・2・2 制御入力の再構成と演算量低減方策

前項で示したDyCE原理は微分演算を必要とするため、

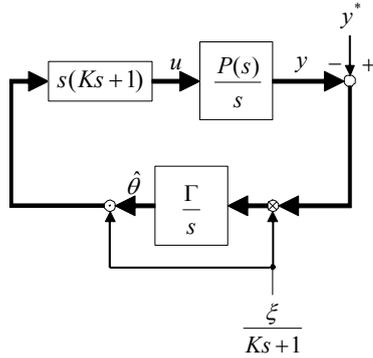


図5 提案する動的確定性等価原理による同定ループ

その実装は困難であり、(4)式の制御入力を実装可能な形式に再構成する必要がある。

(4) 式を展開してすると(6) 式となる。

$$u = K\ddot{\theta}^T \frac{\xi}{Ks+1} + \dot{\theta}^T \left( 2\xi - \frac{\xi}{Ks+1} \right) + \hat{\theta}^T \xi + \omega^* + K_p \Delta y \quad (6)$$

ここで、上式の第3項以降は(2)式のCE原理による制御入力と一致している。すなわち、(6)式のDyCE原理に基づく制御入力はCE原理に過渡性能改善能力を付与したものと捉えることができる。ただし、この実現にはパラメータベクトルの同定値 $\theta$ とその2階微分までの値を必要とすることに注意されたい。ただし、 $\theta$ とその1階微分値は(5)式により得ることができる。

一般に、 $\theta$ の相対次数階の微分値を得る方法として、高階調整法<sup>6)</sup>を用いる必要がある。しかしながら、この高階調整法は相対次数分の非線形状態方程式を解く必要があり、その演算則も極めて複雑なものとなる。本研究では、 $\theta$ の2階微分値を得ることを目的に、(5)式の制御則、および(6)式のパラメータ同定則よりも多大な演算コストを投じて理論的完全性をもつ適応サーボ系を構成する必要はないと判断する。そこで、制御パラメータ $K$ を過大にしないという条件の下、(6)式の第1項を無視した次式を採用する。

$$u = \dot{\theta}^T \left( 2\xi - \frac{\xi}{Ks+1} \right) + \hat{\theta}^T \xi + \omega^* + K_p \Delta y \quad (7)$$

#### 4. 実機実験による検証

提案する適応位置サーボ系の妥当性を評価するため、実機実験を行なった。位置制御軌道として図6に示すジャーク最小軌道<sup>4)</sup>を与えた。このときのジャーク指令値を(8)式に示す。

$$\dot{a}^* = \frac{60L}{T^3} \left( \frac{6t^2}{T^2} - \frac{6t}{T} + 1 \right) \quad (8)$$

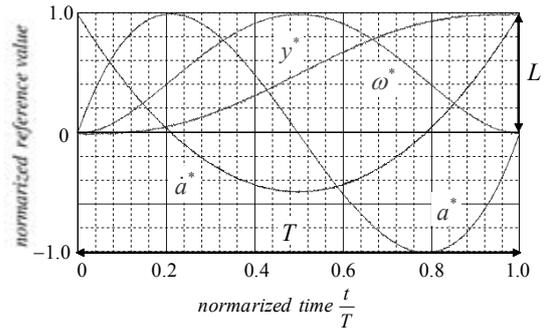


図6 ジャーク最小軌道による各指令値波形

表1 制御パラメータ

	$K_{a1}$	$K_{a2}$	$K_p$	$K$
CE 原理	$10^{-3}$	$10^{-4}$	10	—
DyCE 原理	$10^{-2}$	$10^{-4}$	10	$10^{-2}$

ここで、 $T$ は移動時間、 $L$ は移動距離で18deg.一定とした。なお、(3)式および(7)式のパラメータ同定則は回帰ベクトルとして速度、加速度、ジャークを用いていることから、本方式のパラメータ同定則は位置制御の過渡状態を利用していることに注意されたい。したがって、このジャーク最小軌道はこれらの同定パラメータを励起しにくい軌道であり、パラメータ同定にとっては条件の悪い軌道であることを述べておく。

表1に実験に用いた各制御ゲインを示す。また、今回の実験では方式の妥当性を評価するため、制御用プロセッサとして浮動小数点形のDSPを用いた。

図7, 8に $T=250\text{ms}$ ,  $T=200\text{ms}$ におけるCE原理の実験結果を示す。図7が示すように、 $T=250\text{ms}$ であれば良好な同定パラメータの収束と制御性能の実現が可能である。しかしながら、図8が示すように、 $T=200\text{ms}$ に対しては、CE原理に基づく適応制御系ではパラメータ同定系が発散し、これにともなって制御誤差が増大することがわかる。このことは、CE原理に基づく適応位置サーボ系では受動定理が満足されないことから明らかであり、制御の高応答化は困難となる。したがって、適応同定系を止む無く停止させるなどの消極的な制御戦略を迫られることになる。

一方、DyCE原理に基づく適応制御を用いた制御特性を図9に示す。DyCE原理に基づく適応制御の場合では $T=200\text{ms}$ なる位置指令に対しても制御性能を低下させることなく安定な駆動が実現可能である。さらに、 $T=50\text{ms}$ におけるDyCE原理に基づく適応制御の実験結果を図10に示す。図10より、CE原理と比較し、より高い周波数帯域においても、安定なパラメータ同定が可能であることがわかる。また、 $T=200\text{ms}$ における応答と比べてもその制御性能が低下することなく安定な同定と高精度な位置制御が実現可能である。比較のため、図11に適応制御を用いない速度フィードフォワード制御器による位置制御

結果を示す。この制御系では制御対象の動特性が考慮されていないため、速度制御が可能な周波数帯域をもつ位置指令値に対しては位置制御の追従性が確保されず、極めて大きな位置制御誤差が生じる。このことから、提案する方式はより少ない演算量で良好な位置制御性能を実現することができる。なお、本供試機ではこれ以上の高速応答を実現することはできなかったが、制御入力飽和によるものであることを確認しており、パラメータの適応学習則の導出時に用いた近似に起因するものではなく、さらなる高応答化のための障害にはならない。したがって、制御入力飽和の対策がさらなる高応答化の課題となる。

## 5. おわりに

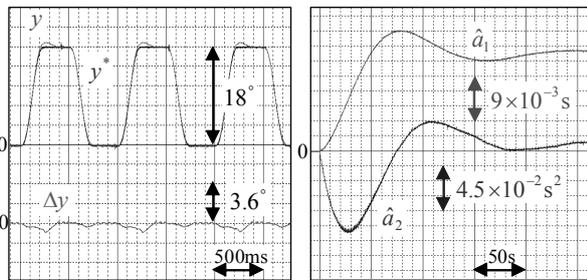
本研究では、制御入力の近似を行った DyCE 原理に基づく適応制御によるサーボシステムを提案した。実機実験により以下のことを明らかにした。

1. CE 原理, DyCE 原理ともに安定駆動が可能な周波数帯域においては高い制御性能が得られる。
2. 提案法は CE 原理と比較し、極めて安定度の高いなパラメータ同定が実現可能である。

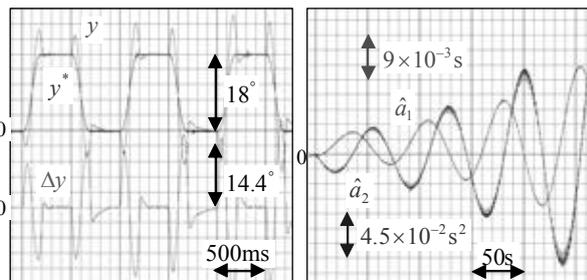
今後は、近似に伴う性能限界の評価と FPGA 等の小規模高速集積回路への実装を行い、その効果を定量的に評価する予定である。

## 謝辞

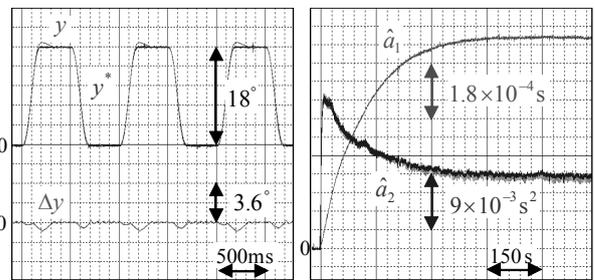
本研究は天田金属加工機械技術振興財団の助成を受けて実施したものであり、謝意を表す。また、研究遂行に貴重な助言を頂いた中部大学准教授十河拓也先生に感謝する。



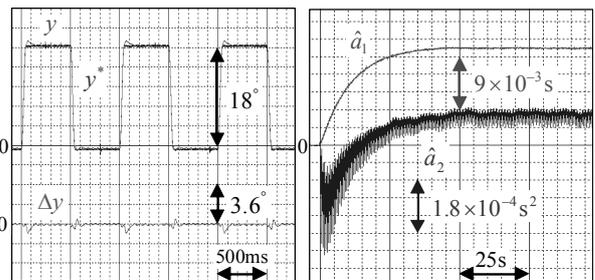
(a) 位置制御結果 (b) パラメータ同定特性  
図7 確定性等価原理による適応位置制御結果( $T=250\text{ms}$ )



(a) 位置制御結果 (b) パラメータ同定特性  
図8 確定性等価原理による適応位置制御結果( $T=200\text{ms}$ )



(a) 位置制御結果 (b) パラメータ同定特性  
図9 動的確定性等価原理による適応位置制御結果  
( $T=200\text{ms}$ )



(a) 位置制御結果 (b) パラメータ同定特性  
図10 動的確定性等価原理による適応位置制御結果  
( $T=50\text{ms}$ )

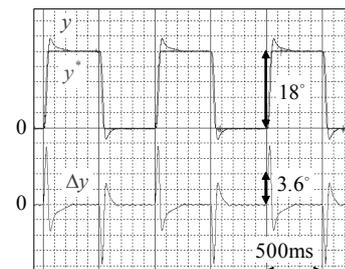


図11 適応制御を用いない場合の位置制御結果  
( $T=50\text{ms}$ )

## 参考文献

- 1) 高野敦:「日経ものづくり “設計の常識を覆すサーボプレス新工法の開発競争が一気に加速”」, 日経 BP 社, 647, pp.36-41(2008)
- 2) アイダエンジニアリング: <http://www.aida.co.jp/products/list02.html>
- 3) 小坂卓, 長瀬博, 原修二郎, 森本雅之:「PM モータの新たな広がり」, 平成 21 年電気学会産業応用部門大会, No.1-s9-3, pp.1-71-74(2009)
- 4) 小林正人:「磁気ディスク装置の適応制御」, 計測と制御, Vol41, No.6, pp.444-447(2002)
- 5) 藤本博志:「塑性加工機械の次世代型モーションコントロールの研究」, 天田研究概要報告書(17), pp.22-27(2004)
- 6) 大森浩充:「高階調整法による適応制御」, 計測と制御, Vol.35, No.6, pp.424-229(1996)