2 台のモータを使用したバックラッシュレス サーボ機構

正 員 高 橋 勲 (長岡技科大)

正 員 船 倉 清 一 (サンケン電気)

Backlashless Servomechanism by Twin-Motor Method

Isao Takahashi, Member (Nagaoka University of Technology), Seiichi Fusakura (Sanken Electric Co. Ltd.)

In many industrial applications, high performance and light position controllers for robot drives are required. To satisfy these needs, a new backlashless servomechanism using twin motors is proposed. Both twin motors are coupled with reduction gears and are controlled to generate opposite torques each other in any load for compensating the backlash error of the gears.

The motor controller consists of positioning control for one motor coupling with a position sensor and torque control for the other. For positioning control, I-PD control implemented with a position feedback and a speed feedback are employed. In the accelerating or decelerating action, both motors are controlled to generate the same direction torque to achieve the highest speed response. In the steady state, one motor is controlled to generate the opposite constant torque for compensation of the backlash errors.

In the experimental system, twin 100 W DC motors and reduction gears with the double-reduction by spur gears of the ratio of 1 : 50 are employed. The two-phase rotary encoder of 500 ppr directly coupled with the motor shaft is used for sensing the position. The DC tachogenerator is also coupled with the same shaft.

The experimental results prove that the proposed system provides high precision about 13 (1/100, 000 rev.) and the weight is about 1/3 of the conventional direct drive motor.

キーワード：サーボ，位置制御，バックラッシュレス機構，I-PD 制御

1. はじめに

ここ数年の間に、小形・軽量かつ高速・高精度な位置決め制御システムのニーズが、ロボットなどの産業機器分野において高まってきている。このニーズに対して、これまでサーボシステムの機械的面からはその剛性を高めることで高速化を図り、そして位置検出器には高分解能なものを用いることで高精度化に対応してきた。しかし、システムの高機能化に伴い、このようなことだけではもはや、対応しきれない状態にきている。

この原因の一つとして、歯車のバックラッシュが挙げられる。バックラッシュの存在は制御系を不安定なものとし、位置決め精度の劣化をまねく。すなわち、サーボ系のフィードバックゲインを小さくすればシステムは安定にできるが、応答速度は遅くなり、サーボ系の仕様を満足しなくなる。逆にゲインを大きくすれば系は不安定になり発振を起こしやすく、これが歯車の摩耗、劣化につながる。そこで、応答速度を上げかつ安定なサーボ系を実現するためには、まず応答時のバックラッシュ量を何らかの方法で検出し、更にそれを用いて安定な系が得られるような制御アルゴリズム

を考えなくてはならない。そのため最近、減速機を用いない直接駆動、すなわちダイレクトドライブ(DD)方式が注目を集めており、その研究・開発が盛んに行われていることは周知のとおりである。このDD方式は減速機方式に比べて高剛性が得られ、かつ機構の簡素化になるという特長をもつ反面、現段階では、

- (1) DD モータのトルク不足のために重いモータを使用することになり、ロボットアームに使用したとき重量の増加をまねく。
- (2) アームの姿勢に依存する慣性の変化などが直接モータ軸へ反映し、この影響を除くためには複雑な制御が必要となる。
- (3) 高精度の機械工作が要求されるため高価である。

という欠点も併せもっている。そのために、現在でも一部を除いて減速機構を用いた駆動方式が主流となっている。

歯車のバックラッシュは、歯車と減速装置の組立ての精度を上げることで小さくすることができるが、もしバックラッシュを減じようすると歯車間の摩擦が非常に大きくなり、歯面の摩擦が急速に進むことになる。

このバックラッシュ補償として、これまでに機構と制御の両面から幾つか開発がなされている。前者の方法は、同一歯車を二枚少しずらして重ね合わせて用いる方法がほとんどであり、後者の方法は機構はそのままにしてモータの制御のみでバックラッシュを補償するもので、出力軸に高精度の位置センサを必要とする⁽¹⁾。これらのなかで、幾つか実用化されているものもあるが、経済性に欠けるものが多い。

このような現状の中、本論文では歯車による減速機の有する利点を生かしつつ、その欠点であるバックラッシュを補償する駆動機構を提案している。

この駆動機構の特徴は、同一容量の2台のモータを用いることによりバックラッシュを補償している点である。整定時には、両モータは出力軸に対して互いに反対方向のトルクを発生して減速機の出力軸を拘束し、歯車間のバックラッシュをなくすという単純な原理に基づいている。

2. 本駆動システムの利点

まず、2台のモータを用いてバックラッシュ補償を行う駆動機構のモデルを図1に示す。図から明らかにように、整定時には2台のモータは負荷軸に対して逆方向のトルクを発生させることでバックラッシュ補償を行う。これにより、減速機のバックラッシュによる

(a) 駆動機構

(b) 整定時のモータトルクの方向と接触歯面

図1 バックラッシュ補償の基本原則

Fig. 1. Principle of the backlash compensation.

角度伝達誤差はなくなり、減速機の入力軸と出力軸はリニアな関係が得られる。従って位置センサ(エンコーダ)はモータ軸に直結するだけでよく、負荷軸側には取付ける必要はなくなる。これにより、廉価な低分解能なエンコーダを使用するだけで高精度な位置決めが可能となる。

例えば、負荷軸の精度が10秒(角度)必要ならばDD方式では約13万パルス/回転の分解能をもつエンコーダが最低限必要であるが、本方式ではこの分解能の減速比分の1、もし減速比が1:100であれば1,300パルス/回転のエンコーダでよいことになる。ここには、減速歯車による誤差が生じるが、一般の歯車でも10秒以下の精度を得ることは難しいことではない。

このように本駆動方式では、1台の安価なサーボモータとサーボ増幅器、そして減速機を付加しなければならないが、安価な1台のエンコーダにより高精度な位置決めが実現できる。従って、トータルでのコストは位置決め精度が1分以上必要な高精度システムの場合、本方式のほうがDD方式よりも有利となる場合が多い。サーボ増幅器が1台増えるのはコスト増につながるが、このサーボ増幅器は簡単な制御でよいこと、そして加減速時には2倍のトルクを発生させることができるという特徴をもつ。また本方式では、負荷のピークトルク T_p と定常トルク T_s に対して、

$$T_p = 2 * (\text{モータ1台分のトルク})$$

$$T_s = (\text{モータ1台分のトルク}) * 0.8$$

となるようにモータの容量設定を行う。図2は従来の

サーボモータと DD モータの重量比較を調べた結果である。従来のサーボモータと DD モータを比較するには定格出力を基準にとるとわかりやすい。図から明らかなように、従来形モータは DD モータに比べて 3~10 倍の定格出力/重量比をもつことがわかる。また、過渡的性能を比較する目安として、定格トルクに対する最大トルクを調べると、従来形モータではこの値が 3~5 であるのに対して DD モータでは 1~1.5 となっており、従来形サーボモータの優位なことは明白である。

図 3 には市販の減速機について比較するために、各減速装置の定格出力/重量について調べた結果である。減速機の種類によりかなりの差が生じており、かつ従来形モータに比べてこの値がかなり小さいことがわかる。つまり、従来形モータ+減速機方式では、減速機の占める重量が大きく、減速機をいかに軽くそして剛

図 2 各種モータの出力/重量比較

Fig. 2. Comparison of the power/weight in motors.

図 3 各種減速機の出力/重量比較

Fig. 3. Comparison of the power/weight in gears.

性のあるものを作るかが非常に重要なポイントになってくる。

3. システムの制御法

図 4 は本サーボシステムの基本構成を示したものである。前述のように、2 台のモータを駆動源として使用しており、一方のモータの制御を位置制御、他方はトルク制御を行う。また位置センサとして、パルスエンコーダ、速度センサとして DC タコジェネレータを使用した。

〈3・1〉 位置制御法 位置制御系は図 5 にその構成図を示すような I-PD 制御系を採用している。この I-PD 制御については、これまで幾つか論文が提出されており、PI 制御よりも高いゲイン設定ができることを示したもの⁽²⁾、あるいは現代的制御方式への移行がしやすいことを述べたもの⁽³⁾などがある。従って、ここでは簡単に述べるにとどめる。(a)図は位置指令 θ^* を入力とし、実際の位置 θ を出力にとった構成図で、制御出力信号 e は

$$e = K_1 \cdot \Delta\theta / S - K_2 \theta - K_3 S\theta$$

図 4 システム構成

Fig. 4. System configuration.

(a) 一般の I-PD

(b) 使用した I-PD

図 5 I-PD 制御系
Fig. 5. I-PD control.

$$\Delta\theta = \theta^* - \theta$$

のように表せる。

次に、位置の微分を使わずに速度検出器を併用した場合の構成図を(b)図に示してある。この場合の制御出力信号 e' は、 $\omega_m = S\theta$ であるから

$$e' = K_1' \cdot \Delta\theta / S - K_1' K_2' \theta - K_3' S\theta$$

となり、 $K_1' = K_1$ 、 $K_2' = K_2/K_1$ 、 $K_3' = K_3$ とすれば(a)図の場合と同一であることがわかる。

位置決め制御では、オーバシュートを生じないことが重要な条件となる。この点でI-PD制御はPID制御よりも優れている。すなわち、I-PD制御ではI要素が主になるのに対して、PID制御ではP要素が応答を大きく左右する。従って、速応性を上げようとする場合、PID制御ではオーバシュートを生じやすくなる。また、位置指令後のモータの立上りはI-PD制御では滑らかな応答が得られ機構への衝撃も少なくなるが、PID制御では急激な速度変化を生じ、ピークトルクの増大および機構への衝撃も大きくなる。

また、ここではモータの速度検出には、エンコーダの信号から速度を算出することにはせずにDCタコジェネレータをモータ軸に直結し、この出力信号を利用している。これは、低分解能なエンコーダでは速度検出の演算にかなりの時間遅れを生じ、超低速域では十分満足のいく制御が得られにくいからである。

実際に使用した回路について説明すると、I-PD制

図 6 $\Delta\theta$ 演算回路

Fig. 6. Calculation circuits of $\Delta\theta$.

図 7 トルク関係

Fig. 7. Relations of the torque.

御回路はOPアンプを使用したアナログ回路で構成した。 $\Delta\theta$ の演算には図6に示すように16ビットD/Aコンバータを使用しており、これは位置指令値は負荷軸換算で約120degに相当している。

〈3・2〉 トルク制御法 一般のサーボ系では、加速・減速時に過大なトルクが必要で、整定値付近では大きなトルクは必要でない。従ってトルク制御は、整定値付近ではバックラッシュをなくすように一方のモータを逆方向のトルク一定制御、それ以外ではトルク追従制御は2台のモータを有効に利用するためのものであり、これにより応答時間の短縮をねらっている。

図7はこのトルク制御の基本原則に沿ったときの両モータトルクを示している。整定値付近では、モータ1は負荷トルクにかかわらず常に正のトルクを発生し、モータ2は逆に負のトルクを発生する。これにより、負荷トルクの大小に関係なく常に ΔT で押し合ひ、バックラッシュを補償することができる。

この ΔT の設定はモータおよび減速機の摩擦トルクの値により決めることになるが、これが大きいと歯車の摩耗および消費電力の増加につながるので、極力小さくすることが望ましい。

図8、図9には指令値をそれぞれ負荷軸で15degと120degとしたときの、トルク追従制御を行ったときとトルク一定制御のみの場合を比較したものである。両者の違いは、主に切換え線に沿い始めるまでの

(a) トルク追従制御

(b) トルク一定制御

図 8 トルク制御法の比較 (負荷角指令 = 15 deg)

Fig. 8. Comparison of torque control ($\theta^* = 15 \text{ deg}$).

(a) トルク追従制御

(b) トルク一定制御

図 9 トルク制御法の比較 (負荷角指令 = 120 deg)

Fig.9. Comparison of torque control ($\theta^* = 120 \text{ deg}$).

図 10 トルク制御法の切換え法

Fig.10. Change-over of torque control methods.

応答時間であり、図8ではトルク追従を行った場合で約60ms、行わない場合で約70ms、そして図9では速度が1rpsに達するまでの時間が、追従方式で約100ms、そして一定のみでは約200msとなっている。このように位置指令値が大きくなるに従い、トル

図 11 トルク切換え信号

Fig.11. Torque change-over signal.

図 12 減速機構

Fig.12. Gears configuration.

ク追従制御の効果は大きくなる。

〈3・3〉 モータの制御切換え法 モータは加減速時には同一方向トルクを発生させるトルク追従制御、そして整定時には逆方向トルクを発生させるトルク一定制御を行う。そのため、両制御の切換え回路が必要になる。図10にこの切換えの基本構成を示す。切換えは位置偏差量を基準にとっており、位置偏差 $\Delta\theta$ が θ_1 を超えたときにトルク追従制御になり、 θ_2 より小さくなった時点でトルク一定制御に切換わる。図11は $\theta_1=5,000$ パルス、そして $\theta_2=300$ パルスとしたときの実験結果の一例を示している。また、トルク制御を行うモータの選択は、切換え直前の両トルクの和 i_1+i_2 の値により判断している。この実験結果からわかるように、位置指令が入ると同時に切換え信号が発生してトルク追従制御に移行し、その後約330ms時に $\Delta\theta$ が θ_1 より小さくなりトルク一定制御へ切換わっている。

4. 実験システム構成

〈4・1〉 減速装置の構成 本システムは、ロボッ

トのアーム駆動を想定したものであるので、一般に使用されている減速比(1:50~100)とし、そのうえで機構上の簡素化と剛性の向上、そして高効率化の意味から減速機の段数の最小化を優先させている。これらを考慮して製作した減速機のモデルが図12である。このように平歯車の二段減速構成とし、その減速比1:50に選んである。

また、2台のモータ軸から負荷軸に対しては対称な構成としており、アームは垂直方向に回転するようにしており、アームに重りを付けた重力負荷トルクが加

図13 駆動システムの外観図
Fig.13. Configuration of the drive system.

(a) スイッチング回路

(b) 主回路

図14 サーボ増幅器
Fig.14. Servo-amplifier.

わるように設計してある。

〈4・2〉 アクチュエータとセンサ 駆動用モータには2台同一のものを使用し、容量は100W前後を基準とし、軽量かつトルク制御が容易に行えるDCサーボモータを選択した。定格は、32V, 4.5A, 3.25 kg・cm, 3,000 rpm, 電気的時定数 0.98 ms, 機械的時定数 3.9 ms である。

エンコーダには500パルス/回転の二相パルスエンコーダを使用し、これを4てい倍して位置信号としており、速度検出器には7V/1,000 rpmのDCタコジェネレータをモータ軸に直結している。そして、モータトルク検出用として2台のDC-CTを用いている。以上の駆動系の外観図を図13に示す。

〈4・3〉 サーボ増幅器の回路構成 サーボアンプは2台のモータとも同一の回路構成で、図14に示すように主回路は4象限チョップ構成とし、スイッチング素子にはパワーMOS-FETを使用している。また、電流リプルを減らすためにモータと直列に1mHのDCリアクトルを挿入している。

スイッチング方法は、制御信号 e を一方は正負判定用コンパレータに入力し、また他方で絶対値をとった後に三角波比較を行いスイッチング幅を決定する。これにより、DCモータには0, $\pm E$ の三種の電圧が選択され印加される。三角波発生回路の周波数は20 kHzとして騒音の低減を図っている。

5. 実験結果

〈5・1〉 位置決め精度 図15に繰返し位置決め応答の実験結果を示す。これは、同一の初期位置から同一の目標位置へ、7回繰返し動かし、位置決め応答を測定した結果である。ここで、負荷軸には位置測定用として50,000パルス/回転の二相パルスエンコーダを直結しており、これを2てい倍して位置分解能を約

図15 繰返し位置決め制御の結果 (初期位置一定)

Fig.15. Results of repetitive positioning control (fixed starting position).

図 16 位置決め精度の分布
Fig. 16. Distribution of position errors.

13秒としている。このエンコードは測定用であり、実際には不要なものである。

図から明らかなように、モータ軸および負荷軸ともに ± 1 パルス以内の精度で応答しており、負荷軸において約13秒の繰返し位置決め精度が達成された。

図16は初期位置を変えて約1,500回繰返し位置決めを行ったときの位置決め誤差を測定した結果である。ここで、位置指令は64パルス(約8分)の微小なものとしている。この誤差の原因は、歯車の歯形誤差および減速機の組立て誤差が影響していると思われる。

〈5・2〉 応答速度 システムの応答速度は、制御系のゲインおよびモータによる制限に大きく依存する。制御系のゲイン設定にあたり、負荷の仕様を次のようにした。

- (i) 負荷の慣性モーメントはモータ軸換算でモータイナーシャの3倍以内
- (ii) 負荷トルクはモータ軸換算でモータ定格の1/3以内

また、モータによって制限を受けるのは、ピーク電流と最大回転数である。特に回転数は、位置指令が大きい場合に顕著になる。実験では、モータに印加される電圧(主回路のDCリンク電圧)を45Vに設定しており、無負荷でも最大回転数を超えることはない。また、ピーク電流に対しては約12A(定格電圧の約2.7倍)でリミッタをかけ、モータの保護を行っている。

図17、図18はそれぞれ速度飽和を生じていない場合と飽和している場合についての位置決め応答結果の一例を示している。図17では、位置指令値を30degとしており、位相面上の切換え線に沿うまでの時間が約90ms、沿い始めてから整定するまでの時間が約400msとなっている。

また図18では、位置指令値を180degとしており、速度飽和(1 rps)に達するまでの時間が約100ms、速度飽和から切換え線に沿うまでが約200ms、そして切換え線に沿ってから整定状態に達するの時間が約

図 17 応答結果
Fig. 17. Result of response.

図 18 応答結果(速度飽和時)
Fig. 18. Result of response with velocity saturation.

500 ms となっている。

図19には、負荷時において位置指令値を15, 30, 60, 120 degとしたときの位置偏差と速度の関係プロットしたものである。図20は位置指令値を90 degとしたときの時間応答を示している。負荷として、慣性モーメント $=30 \text{ kg}\cdot\text{cm}\cdot\text{s}^2$ 、最大トルク $=40 \text{ kg}\cdot\text{cm}$ である。加速時に若干の振動が見られるが、いずれも

図 19 負荷時の位相面軌跡
Fig. 19. Phase trajectory at load.

図 20 負荷時の時間応答
Fig. 20. Time response at load.

切換え線上に沿ってから以降は良好に制御されていることがわかる。

〈5・3〉 システムの位置決め精度について ここでは、〈5・1〉節に関連して、システムの位置決め精度について考察する。負荷軸側の精度は、モータ軸の制御精度と減速機による機械的誤差により確定されることになる。一般にモータ軸側は、制御ループに積分要素を加えることにより、位置偏差 ± 1 パルスの精度で制御することは容易に実現できる。

これに対して、減速機で生じる角度伝達誤差は、機械の工作精度によるものであるので限界があり、例えば歯車のインボリュート曲線からの歯形誤差に関して言えば、JIS規格で表1のようになっている。従って、高精度を目指す場合にはこのことを考慮してシステムを組む必要がある。しかしこの誤差は、あらかじめ減速機の入力軸と出力軸の伝達角度を把握し、その量を利用することにより補正できる。

このことを行うためには、まず初めに減速機の出力軸に要求される精度以上の分解能をもつエンコーダを用意し、そして減速機の入力軸と出力軸の回転角度の関係を調べる。これによって、ある角度での角度伝達誤差が判明し、これを用いて補正をすればよい。補正方法は、各角度での誤差値をあらかじめROMに書込

表 1 平歯車の許容歯形誤差 (歯数=100)
Table 1. Errors of the teeth forms in spur gears.

JIS 等級	$m=1$ 角度 (min)	$m=4$ 角度 (s)
0	0.2	4
1	0.3	6
2	0.4	9
3	0.6	13
4	0.8	19

m : モジュール

んでおき、位置指令値に誤差分を加えてやることで簡単に実現できる。このようにすれば、モータ軸に直結したエンコーダの分解能だけによりシステムの位置決め精度が決定されることになる。

このように、本駆動方式では高精度の位置決めシステムを設計する場合、歯車の工作精度に高い精度を要求するよりも、汎用の歯車を用いて補正を行うほうが経済的であり得策であると言える。

6. 結 言

本論文では、高精度位置決め制御システムとして、2台のモータを利用して歯車のバックラッシュを補償する駆動方式を採用し、実験によりシステムの評価を行ったものであり、以下にその結論を述べる。

2台のモータを用いてバックラッシュ補償を行う駆動法では、各モータの整定時におけるトルクは負荷によらず常に同一方向であり、両モータのトルクの絶対値は、モータの静止摩擦トルクと減速機の摩擦トルクの和より大きな値をとる必要がある。また、両モータは逆方向トルクを生じていなくてはならない。

このことから、2台のモータの制御法は、1台が位置制御を行い、他方はトルク制御を行うことになる。本システムにおいては、トルク制御法として整定値付近においてはトルク一定制御を、それ以外の加減速時にはトルク追従制御を行っている。これにより応答時間の短縮を図っている。そして位置制御には、滑らかな立上りとオーバシュートしにくいという特長をもつI-PD制御を採用した。一方、減速機については平歯車の二段減速、減速比1:50のものを試作し実験を行った。

実験による繰返し位置決めでは、約13秒の精度が得られた。これは、従来のバックラッシュ補償法では得られなかったものであり、DD方式に匹敵する位置決め精度であると言える。

(平成元年3月27日受付、同元年7月20日再受付)

文 献

- (1) 二見・久良・七井：「バックラッシュを有するサーボ機構のマ
イクロコンピュータを用いた衝突が生じない方式」，精密機
械，50，1791（昭59）
- (2) 二見：「機構振動を考慮した位置制御系のPIとI-PD速度制
御の比較」，精密工学誌，54，1469（昭63）
- (3) 北森：「PID，I-PD制御からの発展の道」，システムと制御，
27，287（昭58）
- (4) 佐藤・下嶋・稲野：「バックラッシュを考慮した多軸歯車系の
動特性」，機械学論(C)，50，2348（昭60）
- (5) 浅田：DDロボット入門（昭63）工業調査会
- (6) 船倉・高橋：「直流機の超広範囲速度制御法」，昭62電気学会
産業応用部門全大，No. 435

高 橋 勲（正員）

昭和17年3月10日生。46年3月東京工業大学大学院研究科博士課程修了。同年4月同大学電気工学科助手，50年4月宇都宮大学工学部助教授，53年4月長岡技術科学大学工学部助教授，現在教授。主として，電力システムの高速制御，エネルギー貯蔵システム，高速サーボシステム，PWMインバータの制御の研究に従事。IEEE会員。

船 倉 清 一（正員）

昭和39年11月20日生。平成元年3月長岡技術科学大学大学院工学研究科電気電子システム工学専攻修士課程修了。同年4月サンケン電気(株)機器事業部入社，現在に至る。