位置決め制御におけるオーバシュートとその対策*

酒井史敏** 正津正利*** 関 啓明*** 神谷好承***

Overshoot and its Countermeasure for Positioning Control System

Fumitoshi SAKAI, Masatoshi HIKIZU, Hiroaki SEKI and Yoshitsugu KAMIYA

In servo motor drive system, maximum current supplied to the motor must be limited by the servo amplifier for preventing the trouble of motor. So a saturation element must be included in the servo motor drive system. Overshoot such as windup phenomena sometimes occurs in the nonlinear control system that includes the saturation element. Here, countermeasure for the overshoot must be done. Countermeasures for the overshoot like windup about the velocity control system that include the saturation element in the control loop have already researched in the past. On the contrary, an countermeasure for the overshoot about the position control system with saturation element in the control loop has just presented in this paper. Countermeasures for the overshoot about the velocity control system cannot be applied to the overshoot about the position control system. The method for preventing the overshoot for the position control system is shown such as limiting the maximum velocity of motor. It is found that this method presented in this study confirms the effect of preventing an overshoot.

Key words: positioning control, overshoot, saturation element, windup

1. 緒 言

産業用メカトロサーボ系の応答特性としては、振動やオーバシュートが生じない範囲で、系の応答をできるだけ速くすることが要求される。とりわけ制御系における目標値からの過度な行き過ぎ、すなわちオーバシュートは制御性能を悪化させるものとして工作機械においては特に嫌われる特性の一つである。これまで試行錯誤や経験に基づいて仕様を満足し得るようにサーボパラメータの調整が行われていたことがあったり、こうした問題に関して制御系が線形な系であれば系の減衰を支配する状態量のフィードバックゲインを上げることによって容易にオーバシュートを小さくすることができる。一方、これに対して本研究で議論するように、サーボモータに流れる最大電流値がサーボアンプにより制限されているサーボ系においては制御系内に含まれる飽和特性としての非線形要素に起因するオーバシュートの発生が見られる。非線形特性としての飽和要素の存在に起因するオーバシュートは線形系とは異なる原因により発生するオーバシュートであるため制御系に与える入力信号のレベルによりその大きさの割合が異なり、このため線形系のように系の減衰を支配する状態量フィードバックゲインの調整だけでは解決できない。

これより、本研究では制御系内に含まれる飽和要素に起因して発生する速度制御系におけるオーバシュート、すなわちワインドアップ現象とその原因および対策について言及する。次にワインドアップ対策が施された速度制御系を用いて構成した位置制御系におけるオーバシュートとその対策について論じることとする。

2. 速度および位置決め制御におけるオーバシュート

2.1 速度制御系におけるワインドアップ現象とその対策²⁾

市販のサーボ増幅器を用いた DC サーボモータの速度制御系

のブロック線図を図 1 に示す（図中の各パラメータは表 1 を参照）。こうした制御系には速度フィードバックループの内側に電機子電流を検出し、これをフィードバックする電流制御のためのループが加えられている。速度アンプ ($K_c/s + K_p$) の出力がサーボモータへの電流指令値となることから、この電流指令値の最大値を飽和要素によって制限することでサーボモータに流れる電機子電流の最大値を制限している。この飽和要素はサーボモータを過電流から保護するために設けられているものであり必須な要素である。外乱トルクに対して定常速度偏差を残さないために速度アンプには積分器を持たす必要がある。速度アンプの出力、すなわち電流指令値は飽和要素によって飽和することも多く、電流指令値が飽和するとワインドアップ現象を起こしオーバシュートが大きく現れて振動的な応答になる。こうしたワインドアップ現象を回避する手法³⁾⁻⁸⁾も数多く提案されているが、本研究では、速度アンプに PI 制御器を用いているので、ワインドアップ対策として最も簡便な方法としてよく知られている方法、すなわち速度アンプの出力が飽和したときに速度アンプを PI 制御器から P 制御器へ切り替え積分機能を停止させる方法⁹⁾¹⁰⁾を用いる。

図 2 に何も対策をとらなかった場合と上述のワインドアップ対策を施した場合のステップ状速度指令に対する速度制御系

Table 1 Parameters of DC servo motor velocity control system

Parameter		Value	Unit
Moment of motor inertia	J_e	5.59×10^{-5}	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
Armature resistance	R_e	8.7	Ω
Armature inductance	L_e	0.005	H
Voltage constant	k_e	0.187	V/(rad/s)
Torque constant	k_T	0.188	Nm/A
Tachometer generator coefficient	T_G	0.0668	V/(rad/s)
Command filter gain	K_V	2.33	-
Current feedback coefficient	α	2.0	V/A
Integral gain of current amplifier	K_A	4023.8	-
Proportional gain of current amplifier	K_B	2.6	-
Integral gain of velocity amplifier	K_C	3511.0	-
Proportional gain of velocity amplifier	K_D	11.2	-

* 原稿受付 平成 12 年 8 月 30 日

** 学生会員 金沢大学大学院 (金沢市小立野 2-40-20)

*** 正 会 員 金沢大学工学部

Fig.1 Block diagram of DC servo motor velocity control system

Fig.2 Step responses of velocity control system

の速度および電機子電流の応答波形を示す。ここで、電流制限電圧値が $E_{i-lim} = 7 \text{ V}$ 、また電流フィードバック係数が $\alpha = 2 \text{ V/A}$ に設定されているため電機子電流の最大値は約 3.5 A に制限される。起動時にはどちらの場合も電流指令値が飽和して、どのような速度指令値に対しても一定の角加速度で立ち上がっている。何も対策をとらなかった速度制御系については電流指令値の飽和によってワインドアップ現象を起こし過大なオーバシュートが生じているが、図 2 (b) に示すようにワイン

ドアップ対策を施すことでオーバシュートが低減されてくることがわかる。図 1 に示す速度制御系の中で、電流ループのもつ時定数は速度ループのもつ時定数に比べ十分小さく設定されていることが一般的に多く、このとき電流ループのもつ特性は近似的に定数とみなすことができる。今後の位置決め制御に関する議論をわかりやすくするために、これ以降は諸特性をほぼ満足し得るように近似された速度制御系を用いて位置決め制御に関する動特性を評価する。

Fig.3 Block diagram of position control system

2.2 位置決め制御におけるオーバーシュート

速度制御系に含まれる電流ループの時定数が速度ループのもつ時定数に比べ十分小さいとき電流ループのもつ特性は近似的に周波数に依存しない定数とみなすことができる。こうして近似された速度制御系を用いて構成された位置決め制御系のブロック線図を図3に示す。図3中の速度制御系には前述のワインドアップ対策を施している。また本研究では4000 pulse/Rのロータリエンコーダをモータ軸変位の検出に用いているため $P_G = 636.6 \text{ pulse/rad}$ となる。 K_p は位置フィードバックゲインであり、ロータリエンコーダの1パルスまでの位置決め精度を保証する場合には K_p として1 lsb/pulse以上の位置フィードバックゲインを与えることが必要である。また図3中で位置フィードバックゲイン K_p の後に設けてある飽和要素はサーボモータの最高回転数を規定するための要素である。

図4に目標値を1000, 5000, 10000, 15000パルスとしたときの位置決め制御におけるステップ応答波形を示す。モータ軸の角速度が飽和に達していない1000パルスと、角速度が飽和している5000パルス以上の応答波形を比較してみる。1000パルスの応答においては位置のオーバーシュートは発生していないが、5000パルス以上の応答では立ち上がり時に電流が飽和している時間が長くなり、位置のオーバーシュートが発生している。こうした位置制御系に現れるオーバーシュートは速度制御系におけるワインドアップ現象と類似した性質のものであるが、位置制御系においては速度制御系で用いたワインドアップ対策を適用することはできない。その理由として、速度制御系においては速度アンプ中の積分器の機能をワインドアップ対策として停止させることができるのに対し、位置制御系においては速度の積分値である位置情報をフィードバック情報として失うことができないためである。このため、同様のオーバーシュートであっても位置制御系におけるオーバーシュート対策としては速度制御系におけるオーバーシュート対策とは異なる対策が必要になってくる。

2.3 位置フィードバックゲインの調整によるオーバーシュート対策

図3の位置制御系においてオーバーシュートを生じさせない位置決め応答を得るために試行錯誤により位置フィードバックゲインを調整する方法もある。しかし、この方法では位置制御器に用いるD/Aコンバータとロータリエンコーダのもつ分解能を考慮したとき位置フィードバックゲイン K_p が1 lsb/pulse以下となりロータリエンコーダの1パルスまでの位置決めができないこともある。

図3の位置制御系において位置フィードバックゲイン K_p を変化させ目標位置を10000パルスとしたときの位置決め制御の結果を図5に示す。図3中位置フィードバックゲイン K_p の後に設けてある飽和要素の飽和値(以下、速度制限値)はサーボモータの定格回転数(3000 rpm)に相当する9Vとしている。この結果より位置フィードバックゲインを小さくすれば確かにオーバーシュートを生じさせなくすることはできるが、これとは反対に位置フィードバックゲインを小さくすることによりモータ軸の位置決め精度を低下させてしまっていることがわかる。

一般的に位置フィードバックゲイン K_p を1 lsb/pulseとして与えロータリエンコーダの1パルスまでの位置決め精度を保証する場合、高分解能のエンコーダを用いるほど位置フィードバックゲインが高くなり、このためオーバーシュートがより発生しやすくなり、位置決め制御の高精度化においてはより大きな

Fig.4 Step responses of position control system

Fig.5 Positioning results (when position gain is tuning)
(Reference of position $x_{ref} = 10000$ pulses)

Fig.6 Example of positioning result with overshoot

問題となる。

3. 高精度な位置決めを保証したオーバーシュート対策

位置フィードバックゲイン K_p を、オーバーシュートが生じないように小さくする方法では D/A コンバータおよびロータリエンコーダの分解能を考慮したとき 1 パルスまでの位置決めができない場合がある。そこで位置フィードバックゲイン K_p を 1 lsb/pulse に固定したまま 1 パルスまでの位置決めを可能とするオーバーシュート対策について考える。

3.1 位置制御系より得られる応答の数理的考察

図 3 の位置制御系においてオーバーシュートの生じる応答の一例を図 4 より選び改めて図 6 に示す。移動量の大きな位置決め制御においては過渡状態で電流制限または速度制限の影響を必ず受ける。速度アンプにはウィンドアップ対策が施されているので、電流制限の影響を受けているときには、速度アンプは PI 制御器から P 制御器に切り替わる。このようなことから、図 6 に示すように系の応答は 4 つの区間に分けて考えることができ、電流または速度制限の影響を受けている①～③区間の位置 $\theta(t)$ および速度 $\omega(t)$ は次のように表される。

①区間 ($0 \sim t_1$)：電流制限の影響を受けている区間

$$\omega(t) = \frac{k_T E_{i-lim}}{\alpha J_a} t \quad (1)$$

$$\theta(t) = \frac{k_T E_{i-lim}}{2\alpha J_a} t^2 \quad (2)$$

②区間 ($t_1 \sim t_2$)：速度制限の影響を受けている区間

$$\omega(t) = \frac{K_V E_{v-lim}}{T_G} \quad (3)$$

$$\theta(t) = \frac{K_V E_{v-lim}}{T_G} (t - t_1) + \theta(t_1) \quad (4)$$

③区間 ($t_2 \sim t_3$)：電流制限の影響を受けている区間

$$\omega(t) = -\frac{k_T E_{i-lim}}{\alpha J_a} (t - t_2) + \omega(t_2) \quad (5)$$

$$\theta(t) = -\frac{k_T E_{i-lim}}{2\alpha J_a} (t - t_2)^2 + \omega(t_2)(t - t_2) + \theta(t_2) \quad (6)$$

ここで各区間の境界条件から各区間の時間 (t_1 , $t_2 - t_1$, $t_3 - t_2$) を求めると次のようになる。

t_1 ：式(1)の速度が速度制限に達する時刻

$$\frac{k_T E_{i-lim}}{\alpha J_a} t_1 = \frac{K_V E_{v-lim}}{T_G} \quad (7)$$

より、

$$t_1 = \frac{\alpha J_a K_V E_{v-lim}}{k_T T_G E_{i-lim}} \quad (8)$$

これより、②区間の初期位置すなわち式(4)における $\theta(t_1)$ は、

$$\theta(t_1) = \frac{\alpha J_a K_V^2 E_{v-lim}^2}{2k_T T_G^2 E_{i-lim}} \quad (9)$$

となる。

t_2 ：速度制限が外れる時刻

図 3 の位置制御系の中で時刻 t_2 において

$$K_p(x_{ref} - P_G \theta(t_2)) = E_{v-lim} \quad (10)$$

を満たすことより

$$t_2 - t_1 = \frac{T_G}{P_G K_V E_{v-lim}} x_{ref} - \frac{T_G}{K_V E_{v-lim}} \theta(t_1) - \frac{T_G}{P_G K_V K_p} \quad (11)$$

が求まる。これより、③区間の初期速度および初期位置すなわち式(5)、式(6)における $\omega(t_2)$, $\theta(t_2)$ は、

$$\omega(t_2) = \frac{K_V E_{v-lim}}{T_G} \quad (12)$$

$$\theta(t_2) = \frac{1}{P_G} x_{ref} - \frac{E_{v-lim}}{K_p P_G} \quad (13)$$

となる。

t_3 ：電流制限が外れる時刻

図 3 の位置制御系の中で時刻 t_3 において

$$K_D K_V K_p (x_{ref} - P_G \theta(t_3)) - K_D T_G \omega(t_3) = E_{i-lim} \quad (14)$$

を満たすことより、式(15)が求まる。

図 6 からオーバーシュートを生じない条件は①区間の方が③区間の時間より長いこと ($t_1 \geq t_3 - t_2$) であるため、式(8)と式(15)を用いることによりオーバーシュートを生じさせない位置フィードバックゲイン K_p と速度制限値 E_{v-lim} との関係を求めることができる。

$$E_{v-lim} \leq \frac{\sqrt{K_D k_T T_G^2 E_{i-lim}} + \sqrt{k_T T_G E_{i-lim} \sqrt{K_D k_T T_G^2 - 2\alpha J_a K_V K_p P_G}}}{\alpha J_a \sqrt{K_D K_V^2 K_p P_G}} \quad (16)$$

$$t_3 - t_2 = \frac{-K_D k_T T_G^2 E_{i-lim} + \alpha J_a K_D K_V^2 K_p P_G E_{v-lim} + \alpha J_a T_G \sqrt{\left(\frac{K_D K_V^2 K_p P_G E_{v-lim}}{T_G} - \frac{K_D k_T T_G E_{i-lim}}{\alpha J_a}\right)^2 + \frac{2K_D K_V K_p P_G k_T E_{i-lim}^2}{\alpha J_a}}}{K_D K_V K_p P_G k_T T_G E_{i-lim}} \quad (15)$$

Fig.7 Relationship between voltage of velocity limiter and position feedback gain

式(16)の中に位置決め目標値 x_{ref} を含まないことから式(16)は任意の目標値 x_{ref} に対して成立している。また式(16)より位置制御系におけるオーバシュート対策としていろいろな手法の可能性を与えてくれるようにも思えるが、駆動負荷質量 J_a および位置決め精度を決定する位置フィードバックゲイン K_p を含め、線形領域におけるサーボ系の仕様

Fig.8 Positioning results (when velocity limiter is tuning)
(Reference of position x_{ref} = 10000 pulses)

を満たした後に残された調整可能なパラメータは速度制限値 E_{v-lim} と電流制限値 E_{i-lim} のみである。この中で電流制限値 E_{i-lim} はサーボモータに流す最大電流値としてあらかじめ与えるパラメータであるとすれば、位置決め精度を保証し、かつオーバシュートを発生させないために調整可能なパラメータは速度制限値 E_{v-lim} のみであることがわかってくる。すなわち位置制御系におけるオーバシュート対策としてはモータの最高回転数を制限することによりはじめて解決できるものであるといえる。他方、式(16)よりモータ軸に加わる負荷質量 J_a が大きくなった場合にはその分だけ速度制限値 E_{v-lim} を小さくしなければならないこともわかってくる。

表1のパラメータを用い、式(16)から速度制限値と位置フィードバックゲインとの関係を求めたものを図7に示す。本研究で用いたD/Aコンバータ(分解能12 bit=±10 V)は1 lsb = 0.00488 Vであることから速度制限値としておよそ6 V以下にすれば位置フィードバックゲインが0.00488以上になりロータリエンコーダの1パルスまでの位置決めをオーバシュートの発生もなく達成させることが可能になることがわかる。

3.2 モータの最大速度を制限することによるオーバシュート対策

図3の位置制御系において速度制限値 E_{v-lim} を変化させたときの位置および速度の応答を図8に示す。上述のように速度制限値 E_{v-lim} を6 V以下とすることでモータの立ち上がりは遅くなるものの位置決め制御時のオーバシュートが抑制され、かつロータリエンコーダの1パルスまでの位置決めが可能になることがわかる。

図9に速度制限値を6 Vとし、目標値として1000, 5000, 10000, 15000パルスのステップ応答波形を示す。どの目標値に対してもオーバシュートの発生もなく、またロータリエンコーダの1パルスまでの位置決めが達成されていることがわかる。他方、式(16)の条件を満たす速度制限値を設定することで

Fig.9 Positioning results using anti-overshoot of volgate of velocity limiter

Fig.10 Positioning results using changing voltage of velocity limiter

オーバシュートの発生しない位置決め応答を得ることが可能であるが、モータの最高回転数が低く制限されてしまっているため位置決め時間が長くなってしまふ。このとき図9より減速時すなわち図6中の③区間に入る直前にモータの回転速度が速度制限値（6V, 2000 rpm）になっていさえすればどんな目標位置に対してもオーバシュートのない位置決めの達成が可能であることが読みとれる。これより位置決め時間を短くする目的からモータのもつ定格回転数（9V, 3000 rpm）を有効に使い目標位置の手前だけオーバシュートを発生させない速度制限値（6V, 2000 rpm）を採用するようなモータの速度制御を考えることができる。このような考え方に従い目標位置の手前ほぼ3000パルスの位置で速度制限値を $E_{v-lim} = 6V$ として与えたときの位置決め制御の結果を図10に示す。図10よりこのような手法をとることでモータの最大電流および最大速度を有効に生かし、最短時間でオーバシュートのない高速位置決めを可能にし得ることがわかった。なお速度制限値を変更するタイミングとしては加減速動作の対称性より加速時に得られたモータの移動量である3000パルスとはほぼ同じ量だけ目標位置の手前に近づいた時点に速度制限値を変更する位置とするのが妥当である。

4. 結 言

サーボモータにおいてはその保護のためモータに流す最大電流を制限することは必須なことであり、そのためサーボ系内に飽和特性を持たせることになる。飽和特性のような非線形要素を含む系においては線形系とは異なる意味のオーバシュートを発生することがあり、そのための対策が必要になる。飽和要素を含む速度制御系におけるオーバシュート、すなわちウィンドアップ現象についてはすでにいくつかの手法の提案がありその実例も多い。位置制御においては速度制御におけるウィンドアップ対策をそのまま適用することはできない。このため本研究では位置制御系におけるオーバシュート対策について主に議論してきた。この中で位置フィードバックゲインの調整によるオーバシュート対策においては位置決め精度を低下させてしまい実用性に乏しいことがわかった。これより本研究では位置決め精度を低下させない新たな対策としてモータの最大速度を制限するオーバシュート対策を提案することができた。また、常にオーバシュートを生じさせない速度制限値を用いるのではなく、減速時のみに用いることによりモータの最大電流、最大速度を有効に活用した高速かつ高精度な位置決めが可能であることを示すことができた。

謝 辞

最後に、本論文の作成に協力された金沢大学工学部野村久直氏に感謝申し上げます。

参 考 文 献

- 1) 中村政俊, 後藤 聡, 久良修郭: メカトロサーボ系制御, 森北出版, (1998) 27.
- 2) 酒井史敏, 神谷好承, 関 啓明, 正津正利: DCサーボモータの動特性に関する考察—サーボ増幅器内の回路定数の推定—, 精密工学会誌, **66**, 2 (2000) 266.
- 3) R.Hanus, M.Kinnaert and J.L.Henerotte: Conditioning Technique, a General Anti-windup and Bumpless Transfer Method, Automatica, **23**-6 (1987) 729.
- 4) 大石 潔, 関下知紀: 操作量飽和を考慮したデジタルロバスト速度サーボ系の一構成法, 電気学会論文誌D, **119**, 1 (1999) 88.
- 5) 渡辺 亮, 内田健康, 示村悦二郎, 藤田政之: 制御入力制限を受ける制御系に対する Anti-Windup and Bumpless Transfer の新しい設計法, 計測自動制御学会論文集, **30**, 6 (1994) 660.
- 6) 佐伯雅美, 和田信敬, 土屋正樹: 飽和時の応答を考慮したアンチウィンドアップ制御器の設計, 計測自動制御学会論文集, **35**, 6 (1999) 754.
- 7) 鈴木文泰, 堀 洋一: 飽和状態オブザーバを用いたアンチウィンドアップ制御, 電気学会論文誌D, **120**, 1 (2000) 120.
- 8) 須田信英: PID制御, 朝倉書店, (1992) 50.
- 9) 高木由希夫: サーボモータのドライブシステム, 自動化技術, **28**, 11 (1996) 65.
- 10) 久良修郭: メカトロサーボ系のPID制御の応用, SICEセミナー「実践古典制御」資料, (1997) 31.