制振制御を加味した負荷無反応形サーボ系[†]

岡 本 清 和*・水 谷 隆**・張 玉 武**・山 極 高**

Load Insensitive Servomechanism with Damping Compensator

Kiyokazu OKAMOTO*, Takashi MIZUTANI**, Yu-Wu ZHANG** and Takashi YAMAGIWA**

To meet the increasing demands for the more refined semiconductor design rules and the more enhanced optical disk memory density, a very fine motion control based upon numerical control technology such as under sub-micron meter encoder feedback is required. The first major subject is how to keep a desired motion clear of elasticity of feeding mechanism. The second one is how to keep a load insensitive motion free from change of load and influence of disturbance. In this paper, a new damping compensator is derived from adopting both input side and output side detecting signals of the elastic feeding mechanism, which are processed through an each element being its relative degree equal to zero and are combined to generate a feedback information. Then, by using the compensator dominating the motion characteristics of the elastic member, a servomechanism with a position, a velocity and a acceleration control loop is organized and comes to show load insensitivity. The paper describes design methods of the proposed compensator and the servomechanism, and also shows the effectiveness by computer simulations.

Key Words: servomechanism, load insensitivity, elastic feeding mechanism, damping compensator, relative degree

1. はじめに

数値制御による運動制御において、位置検出エンコーダの分解能を向上させて高精度制御を実現しようとすると、第一に直面する技術課題は送り機構の低剛性

に対する制振制御である。さらに、生産性を高めるために高加減速の制御を行うと、その制振制御は一層重要になる。また、高精度制御においては被制御体の特性変動や負荷変動あるいは印加される外乱に対しても被制御体の挙動がその影響を受けない、すなわち負荷無反応であることが大切である。

負荷無反応化のための基本的な方策は制御ループのハイゲイン化であり、負荷無反応形サーボ機構^{1)~3)}や外乱トルクオブザーバによる前向き補償^{4),5)}、加速度制御形サーボ系^{6),7)}などが提案されている。一方、制振制御のための方策としてノッチフィルタの利用⁸⁾、2次遅れ要素による補償⁹⁾、加速度のポジティブフィードバック制御¹⁰⁾、IP制御^{11),12)}、オブザーバの応用¹³⁾などが報告されている。

本論文では、サーボモータ、パワー増幅器、直動送り機構に結合されたテーブル機構ならびにモータおよびテーブルに取り付けられたセンサからなる実系を被制御体として、新しい制振制御方式を提案し、負荷無反応形サーボ系として制御システムを構成する方法について述べる。

ここで提案する制振制御方式では、実系を非振動的要素でその伝達関数の分子分母の次数差（相対次数）が0～-2の部分と振動的要素を含む部分とに分け、その振動的要素の遅れを補償することでハイゲイン化を図るとともに補償器に所望の応答特性を含ませるものとなっている。また、この補償器では振動的要素の入力側と出力側との検出可能な運動情報を用い、それらはともに相対次数が零の伝達要素を介して合成されフィードバック情報を生成している。それによって位置、速度、加速度のループをもつ制御系が構成され負荷無反応性を有するようになっている。

なお、本論文においては提案する補償器の構成とそれが有効である条件を示し、位置制御ループまでの設計方針について述べる。さらに本方式の有効性を確認するためのシミュレーション結果を示す。

† ロボティクス・メカトロニクス講演会'90で発表
(1990・6)

* 日本電気(株) 東京都港区芝 5-7-1

** (株) ミットヨ 川崎市高津区坂戸 165

* NEC Corporation, Minato-ku, Tokyo

** Mitutoyo Corporation, Kawasaki

(Received August 8, 1990)

(Revised January 22, 1991)

Fig. 1 Model of controlled object

2. 実系の特性

実系は、電流制御ループをもつパワー増幅器とモータからなる非振動的要素と、カップリング、送りネジ、テーブルからなる振動的要素からなり、Fig. 1のようにモデリングできる¹⁵⁾。ここで、 T_i はモータの電流制御ループの時定数であり、 k_t はモータのトルク定数である。 J と D はモータのロータおよび負荷のモータ軸換算の慣性モーメントと粘性摩擦係数であり、 ω_f と ζ_f は負荷の固有角周波数と減衰係数である。 ω と v はそれぞれモータ軸と負荷軸の速度であり、 k_f は送り係数である。 T_L はモータ軸が送り機構から受けた反作用トルクや外乱トルクなどを表わしている。

一般に、低剛性の送り機構をもつ負荷においては、その固有角周波数 ω_f は数Hz～数十Hz程度であり、かつその減衰係数 ζ_f は1よりかなり小さいことが多い。

3. 制振補償器の導出と負荷無反応形サーボ系の構成

まず、ここで提案する制振補償器に関する一般的な考え方を示す。いま、Fig. 1のモデルのように被制御体は非振動的要素と振動的要素とからなるものとすると、一般的に前者の相対次数（分子の次数－分母の次数）は0～－2の値をもち、後者の相対次数は低剛性送り機構の特性を考慮すると少なくとも－2を含むことになる。ここで非振動的要素と振動的要素の伝達関数をそれぞれ $1/G_r$ 、 $1/G_f$ とするとFig. 2のようになる。もし、 v_0 を v_c へ単純にフィードバックした場合にはループ内の遅れの影響によってハイゲイン化が妨げられることは明らかである。そこで、このルー

Fig. 2 Basic scheme of proposed compensator

プの一巡伝達関数の相対次数を、0～－2に収めるような補償器を構成し、ハイゲインによる安定化の実現を考える。

このため、Fig. 2のように振動的要素の入力側と出力側の運動情報をそれぞれ相対次数零の伝達要素 α と β を介して結合しフィードバック量を作る。すなわち、

$$v_f = \alpha v_0 + \beta v_m = (\alpha + \beta G_f) v_0 = G_n v_0 \quad (1)$$

とおけば、 G_f と G_n の次数は等しく、 v_f をフィードバックすることによってこのループの相対次数は低減し、振動的要素の相対次数の影響を回避することができる。また、(1)式の関係から

$$\beta = (G_n - \alpha)/G_f \quad (2)$$

となるが、分母となる G_f は正確に知ることあるいは設定することが困難である。そこで、ここではモデルの関数として G_m を導入し、(3)式のように β を定める。

$$\beta = (G_n - \alpha)/G_m \quad (3)$$

β の相対次数は零であり、このことは積分要素のみによって実現できることを意味し工学的に重要である。

Fig. 1の反作用トルクの影響は、等価的にモータと負荷の伝達特性の極の移動をもたらすか非振動、振動の特性は保たれ、相対次数は変わらず(1)式も成立する。

以上の構成によって、一巡ループの相対次数は0～－2に収められ、ハイゲイン化が実現できる。このことは負荷無反応化にとって重要である。また、結果としてフィードバック要素に含まれる G_n が制御系の特性を支配することになる。本論文では、制振の目的を達成するために G_n に非振動的な特性（減衰係数 ≥ 1 ）を与えることになる。また、速応性については G_n の主要固有角周波数によって指定する。

以上の考え方に従って、Fig. 1の被制御体に対して制振補償器を構成し、また非振動的要素部分に対する負荷無反応性も考慮して、位置、速度ならびに加速度の制御ループからなる負荷無反応形サーボ系を構成するとFig. 3のようになる。以下外乱 T_L は独立として扱う。

ここで、実系の振動的特性 G_f 、制振補償器における指定特性 G_n 、同じくモデル特性 G_m ならびに各制御ループの補償器 G_{ac} 、 G_{vc} 、 G_{pc} はつぎのようにする⁷⁾。

$$G_f(s) = (s^2 + 2\zeta_f \omega_f s + \omega_f^2)/\omega_f^2 \quad (4)$$

$$G_m(s) = (s^2 + 2\zeta_m \omega_m s + \omega_m^2)/\omega_m^2 \quad (5)$$

$$G_n(s) = (s^2 + 2\zeta_n \omega_n s + \omega_n^2)/\omega_n^2 \quad (6)$$

$$G_{ac}(s) = k_a(1 + T_{a1}s)/(1 + T_{a2}s) \quad (7)$$

Fig. 3 Load insensitive servomechanism for elastic feeding mechanism

$$G_{vc}(s) = k_v(1 + T_{v1}s)/T_{v1}s \quad (8)$$

$$G_{pc}(s) = k_p(1 + T_{p1}s)/T_{p1}s \quad (9)$$

4. 制振補償器と負荷無反応形 サーボ系の設計

本論文で提案するサーボ系は制振補償器が内部に構成され、それによって得られた情報を利用して速度および加速度の制御ループが構成される。さらに、位置制御ループとともに負荷無反応形サーボ系として機能させることを考えている。そこで、位置、速度および加速度制御ループのそれぞれの制御器の設計方針ならびに制振補償器が安定に動作するための条件とその性質について以下に説明する。

4.1 加速度制御ループの設計

Fig. 3 より加速度制御ループを取り出すと Fig. 4 のようになる。このループの一巡伝達特性の相対次数は -2 であるから理論上制御ゲイン k_a を十分大きく設定することができる。いま、加速度算出の遅れを補償する立場から $T_{a1} = T_{a0}$ とし、また $T_{a2}\omega_n \ll 1$ となるように設計すれば、加速度ループの伝達関数はつぎのように近似される。

$$G_a(s) \doteq \frac{(1 + T_{a0}s)G_m(s)}{G_n(s)G_f(s) + \alpha(G_m(s) - G_f(s))} \quad (10)$$

ここで補償器におけるモデル特性 G_m の実特性 G_f に対する一致度がよい場合にはさらに (11) 式のように簡略化される。

$$G_a(s) \doteq (1 + T_{a0}s)/G_n(s) \quad (11)$$

このように望ましい設定によれば加速度制御ループ

Fig. 4 Block diagram of acceleration control loop

の伝達特性は振動的要素を含む実系の特性に依存せず補償器の指定特性 G_n によって支配されることになる。ここでは、制振性能を考慮して指定特性 G_n の減衰係数を $\zeta_n = 1$ のように設定する。なお、後の説明のために Fig. 5 に加速度制御ループの根軌跡を示した。

4.2 速度制御ループの設計

(8)式と(11)式を利用して Fig. 3 の系から速度制御ループを取り出すと Fig. 6 のようになる。ここで、

$$T_{v1}\omega_n \gg 1 \quad (12)$$

$$k_v \gg \omega_n \quad (13)$$

のように設計すると、Fig. 7 に示されている速度制御ループの根軌跡からわかるように、速度制御ループの伝達特性 G_v は次式のように近似できる。

$$G_v(s) \doteq 1/G_n(s) = 1/(1 + s/\omega_n)^2 \quad (14)$$

4.3 位置制御ループの設計

(9)式と(14)式を利用して Fig. 3 の系から位置制御ループが Fig. 8 のように得られる。制振を目的と

Fig. 5 Root locus of acceleration control loop

Fig. 6 Block diagram of velocity control loop

Fig. 7 Root locus of velocity control loop

Fig. 8 Block diagram of position control loop

Fig. 9 Root locus of position control loop

した場合、位置制御系の応答特性は臨界減衰あるいは過減衰となるように設計することが望ましい。すなわち、Fig. 9 の根軌跡に示したように代表根を実軸上に配置するように設計する。このときの条件は(15)および(16)式ようになる。

$$T_{p1}\omega_n \gg 1 \quad (15)$$

$$k_p \leq 4\omega_n/27 \quad (16)$$

ここで、臨界減衰応答を示すように設計するとすれば位置制御ループのゲインを $k_p = 4\omega_n/27$ とすればよい。このとき、この分岐点の値を $-1/T_p$ とすると、 $T_p = 3/\omega_n$ で与えられる。したがって、位置制御ループつまりサーボ系の伝達特性 G_p はつぎのように近似できる。

$$G_p(s) \doteq 1/(1 + T_p s)^2 \quad (17)$$

負荷のモデリング誤差などを考慮に入れて、過減衰となるように k_p の値を設定する。

4.4 制振補償器の設計

ここで提案する制振補償器によって制御系が安定に動作するためには(10)式の分母が安定多項式でなければならない。そこで、

$$G_n G_f + \alpha(G_m - G_f) = (s^4 + A_1 s^3 + A_2 s^2 + A_3 s + A_4)/A_4 \quad (18)$$

において、Hurwitz の条件を適用すれば

$$A_1 = 2(\zeta_f \omega_f + \zeta_n \omega_n) > 0 \quad (19)$$

$$A_2 = \omega_f^2 + \omega_n^2 + 4\zeta_f \omega_f \zeta_n \omega_n + \alpha(\omega_f^2 - \omega_m^2)\omega_n^2/\omega_m^2 > 0 \quad (20)$$

$$A_3 = 2(\zeta_n \omega_n \omega_f^2 + \zeta_f \omega_f \omega_n^2 + \alpha(\zeta_m \omega_m \omega_f^2 - \zeta_f \omega_f \omega_m^2)\omega_n^2/\omega_m^2) > 0 \quad (21)$$

$$A_4 = \omega_n^2 \omega_f^2 > 0 \quad (22)$$

$$H_1 = A_1 > 0 \quad (23)$$

$$H_2 = A_1 A_2 - A_3 > 0 \quad (24)$$

$$H_3 = A_1 A_2 A_3 - A_3^2 - A_1^2 A_4 > 0 \quad (25)$$

のような制約条件が得られる。ここで、

$$\omega_n \geq \omega_f \geq \omega_m, \quad 1 \geq \alpha \geq 0 \quad (26)$$

のように設計すれば、(19)～(24)式の条件は満たされる。(25)式の条件も同時に満たしていれば安定性が保証される。ただし、 α は定数として考えている。

Fig. 10 Block diagram of position control loop considering modelling error

(25)および(26)式が成立すれば、モデル特性 G_m に(26)式で許される誤差が存在しても制御系は安定に動作し、逆に(26)式の範囲での実系 G_f の特性変動があっても制御系は安定に動作することになる。

つぎに、 α の値について感度の観点から検討する。いま、ゲイン k_a と k_v は十分大きいとし、モデル特性に誤差があると考え、位置制御系の特性を示したFig. 8はFig. 10のように書き直すことができる。この場合の実系パラメータに関する感度 S を考えるとつぎようになる。

$$S = \frac{1}{H} \frac{\partial H}{\partial G_f} \frac{\partial G_f}{\partial \theta} \quad (\theta = \omega_f, \zeta_f)$$

$$= \frac{1}{(as^2 + k_p s + k_p/T_{p1})G_m/(G_n - \alpha)s^2 + G_f} \times \begin{cases} 2(s/\omega_f)^2(s/\omega_f + \zeta_f) \cdots \theta = \omega_f \\ -2s/\omega_f \cdots \theta = \zeta_f \end{cases} \quad (27)$$

ここで初期値と最終値に関する感度 S を求めるとつぎようになる。

$$S_0 = \begin{cases} 2T_{p1}\zeta_f(1-\alpha)\mathbf{O}(s^3)/\omega_f^2 k_p & \theta = \omega_f \\ -2T_{p1}(1-\alpha)\mathbf{O}(s^3)/\omega_f k_p & \theta = \zeta_f \end{cases} \quad (28)$$

$$S_\infty = \begin{cases} 2/\omega_f & \theta = \omega_f \\ -2\omega_f \mathbf{O}(s^{-1}) & \theta = \zeta_f \end{cases} \quad (29)$$

この結果からわかるように、 $\alpha=1$ とすれば実系パラメータに関する感度を最も低く抑えることができる。

5. シミュレーション

5.1 シミュレーションにおける数値条件

Fig. 1 の実系のパラメータを以下のようなものとする。

$$\begin{aligned} T_i &= 0.5 \text{ ms} & k_t &= 0.49 \text{ N}\cdot\text{m/A} \\ J &= 9.8 \times 10^{-3} \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}^2 & D &= 0.98 \times 10^{-3} \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s} \\ k_f &= 30 \text{ mm/rev} & \omega_f &= 100.0 \text{ rad/s} \\ \zeta_f &= 0.01 & T_L &= 1.96 \text{ N}\cdot\text{m} \end{aligned}$$

位置サーボ系の応答時定数を 66.7 ms とし、4章で示した手法を用いて Fig. 3 のサーボ系における制振補償器および各ループの制御器を以下のように設計できる。

$$\omega_m = 100 \text{ rad/s} \quad \zeta_m = 0.01$$

$$\omega_n = 200 \text{ rad/s} \quad \zeta_n = 1.0$$

$$\alpha = 1.0$$

$$k_p = 15 \text{ s}^{-1} < (4\omega_p/27 = 30 \text{ s}^{-1})$$

$$T_{p1} = 10 \text{ s} \gg \omega_n^{-1}$$

$$k_v = 400 \text{ s}^{-1} \gg \omega_n$$

$$T_{v1} = 0.5 \text{ s} \gg \omega_n^{-1}$$

$$k_a = 1000 \text{ A} \cdot \text{s}^2/\text{m}$$

$$T_{a1} = T_{a0} = 1.0 \text{ ms}$$

$$T_{a2} = 0.5 \text{ ms} \ll \omega_n^{-1}$$

5.2 シミュレーション結果

Fig. 3 のサーボ系に対してランプ状の位置指令を与える定速運転 (指令速度 0.5 m/s) のシミュレーションを行った。まず、制振補償器におけるモデル特性にモデリング誤差がない場合の結果を Fig. 11 に示す。ここでは同時に矩形波状の外乱トルク T_L が加え

られており、その際速度 v および電流 i の挙動が示されている。このようにその応答は振動的要素および外乱トルクの影響を受けずに設計値通りの結果となっていることがわかる。

つぎに、モデル特性における固有角周波数にモデリング誤差があると仮定し、 $\omega_f = 150 \text{ (rad/s)}$ とした場合の結果を Fig. 12 に示す。この結果より、4 章で解析したように、モデリング誤差があっても、 $\omega_f > \omega_m$ であればサーボ系は安定に動作することがわかる。さらに、モデル特性における減衰係数にモデリング誤差がある場合として、 $\zeta_f = 0.02$ および 0.005 としたときの応答を Fig. 13, Fig. 14 に示す。これらより、減衰係数のモデリング誤差に対して低感度であることがわかる。

Fig. 11 Result of simulation in case of not existing modelling error

Fig. 12 Result of simulation in case of existing modelling error of natural angular frequency ω_f

Fig. 13 Result of simulation in case of mismatching of damping coefficient ζ_f (underestimation)

Fig. 14 Result of simulation in case of mismatching of damping coefficient ζ_f (overestimation)

6. おわりに

本論文は実系における振動的要素の特性を補償できる新しい制振補償器と制振制御を加味した負荷無反応形サーボ系を提案した。すなわち、

(1) 実系を非振動的で相対次数が $0 \sim -2$ の部分と振動的要素を含む部分とに分け、実系を含む制御系の一巡伝達特性の相対次数を $0 \sim -2$ に収めるようにするため、振動的要素の入力側と出力側との検出情報とともに相対次数零の伝達要素を介して結合フィードバック情報を生成した。

(2) この生成のため新しい制振補償器を導いた。

(3) この制振補償器には振動的要素の特性に依存しない所望の指定特性をもたせることができた。

(4) この指定特性が発揮される条件を明らかにした。

(5) この制振補償器を用いた位置制御系では、制御対象である振動的要素の送り速度は、この要素の固有角周波数の変動、減衰係数の変動、印加外乱などに対して負荷無反応であることをシミュレーションにより確認した。

おわりにのぞみ、貴重など指導を賜った東京工業大学の中野道雄教授に深甚の謝意を表したい。

参考文献

- 1) 池辺, 中田, 横田, 横山: 負荷無反応形電気・油圧サーボ系, 計測自動制御学会論文集, **16-3**, 391/397 (1980)
- 2) 大槻, 平井, 池辺: 負荷無反応形電気サーボ系, 計測自動制御学会論文集, **21-10**, 1080/1085 (1985)
- 3) 中野道雄: パラメータ変動とアクチュエータ系の構成に関する考察, 計測自動制御学会論文集, **24-12**, 1349/1351 (1988)
- 4) 大西公平: メカトロニクスにおける新しいサーボ系, 電気学会論文誌D, **107-1**, 83/86 (1987)

- 5) 水谷, 山極, 張, 岡本: 外乱トルクオブザーバによる FF 補償の負荷無反応性とその性質, 第 32 回自動制御連合講演会前刷, 83/86 (1989)
 - 6) 堀 洋一: 加速度制御形サーボ系, 電気学会論文誌 D, **108**-7, 673/677 (1987)
 - 7) 山極, 岡本, 水谷, 張: 負荷無反応形サーボ系, ロボティクス・メカトロニクス講演会 '90 講演論文集 B, 155/158 (1990)
 - 8) 楯, 日比野, 平井: 機械共振を補償するデジタルコントローラ, 第 28 回自動制御連合講演会前刷, 307/308 (1985)
 - 9) 二見 茂: 機械共振特性を安定化する位置制御方式, 昭和 62 年度精密工学会秋期大会学術講演会講演論文集, 339/340 (1987)
 - 10) 二見 茂: 加速度のポジティブフィードバックにより機械振動特性を安定化した位置制御, 第 31 回自動制御連合講演会前刷, 467/470 (1988)
 - 11) 二見 茂: 機構振動を考慮した位置制御系の PI と I-P 速度制御の比較, 精密工学会誌, **54**-8, 1469/1474 (1988)
 - 12) 小山正人: 低剛性な負荷機械を駆動する電動機の各種速度制御系の特性比較, 電気学会論文誌 D, **107**-8, 1010/1017 (1987)
 - 13) 島田 明: オブザーバを用いた低剛性負荷の振動抑制制御と特性解析, 第 32 回自動制御連合講演会前刷, 89/90 (1989)
 - 14) 岡本, 水谷, 張: 負荷無反応形サーボ系, ロボティクス・メカトロニクス講演会 '90 講演論文集 B, 325/328 (1990)
 - 15) 水谷, 大庭, 岡本: 柔結合送り機構の反作用トルク補償とその定常振動抑制効果, 第 32 回自動制御連合講演会前刷, 155/158 (1989)
-