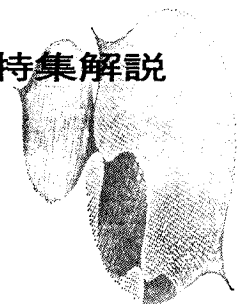


メカトロニクスにおける新しいサーボ技術

正 員 大 西 公 平 (慶応義塾大学理工学部)



1. ま え が き

メカトロニクスの発展の原動力には、その手足となるサーボ技術が大きく寄与している。サーボ技術は古くからある技術であったが、近年のデジタル技術と制御理論の発展により新しい展開を見せ始めている。これをロバスト性の確立という面でもとらえることもできよう。ロバストなサーボ系が産業応用上重要なのは、高性能性と高信頼性をともに両立させ得ると期待されるからである。その意味で、現代制御理論のもつ可能性が注目されてきている。

以下では、従来とはやや異なるアプローチをとることにより、主に制御面からみたサーボ技術について論じる。なお、各アクチュエータの違い、特にシンクロナスサーボモータとインダクションサーボモータの違いは、現在非常に関心を持たれている。これに関し、最近いくつかの興味深い論文が発表されている^{(1)~(3)}。特に、文献(3)では弱め界磁領域まで言及し、興味深い比較を行っている。また、ステッピングモータも直接的な位置決め非常に多く使用され、新しい展開をみせているが、紙面の都合上ともに省略する。

2. マイナーループと制御性能

現在のトルク制御を主体とした位置決めサーボ系では、おおむね三重のフィードバックループを持っている。すなわち、内側から電流マイナーループ、速度マイナーループおよび位置ループである。これらのループの主たる役割は各々異なっている。

2.1 電流マイナーループ

電動機のトルクは、与えられたトルク指令値に遅れなしで一致するように制御されることを理想とする。電機子電流を制御する直流サーボモータやシンクロ

スサーボモータ (あるいはブラシレスサーボモータ) では、電流マイナーループがその働きをする。インダクションサーボモータでは、更に瞬時すべり周波数をトルク指令値に比例させることにより同様の特性が得られる。より速い電流応答を得るため、電流マイナーループの利得はできるだけ高く取るべきである。現在のサーボ系においては、電源はスイッチング動作により実現される。従って、高いスイッチング周波数を指向し、より高い電流マイナーループ利得を実現する傾向が強まっている。特にパワー素子では、トランジスタのみでなく、FET 系のものが選別され始めている。通常の直流チョップあるいは PWM インバータなどでは数 kHz 以下のスイッチング周波数であるので、トランジスタの使用が一般的である。ただし、サーボモータの持つインダクタンス成分は通常小さいので、直列インダクタンスの挿入を避けて電流の波形を改善する意味からも、より高いスイッチング周波数が望ましい。また同時に、素子の特性のばらつきなどによる影響も小さく抑え込める。

このように、高い電流マイナーループ利得は電源を事実上制御電流源に変え、より速くかつ精度の良い電流制御を行うことでトルクの応答性を改善しているのである。しかし、このような電流フィードバックループでは、シンクロナスサーボモータのように界磁磁束の空間的高調波分布に起因するトルクリプルなどは除去できない。最近では、電機子電流に高調波成分を重畳して、トルクリプルを減少させる研究が報告されている^{(4)~(5)}。

2.2 速度マイナーループ

高い電流マイナーループ利得により、サーボ系における電動機は図1のような簡単な構成図に書くことができる。ただし、 K_t は電動機のトルク定数、 J はロータ軸よりみた全慣性 (負荷の慣性も含む)、 T_M は電動機トルク、 T_L は負荷トルク (重力項やペイロードを

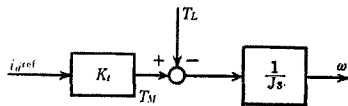


図1 制御電流源で駆動されるサーボモータのモデル

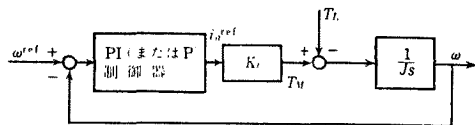


図2 速度マイナーループを持つサーボモータのモデル

含む)、 i_d^{ref} はトルク電流指令値である。

電動機のロータ速度 ω の応答性を高め、負荷トルクの ω への影響を小さくするため、速度マイナーループによるフィードバックがかけられる。この二つの目的、すなわち速度指令値への追従性と負荷トルクの出力への影響の抑圧性をともに満足するにはPI(比例積分)制御系の利得を上げればよく、これにより速度の応答を示す遮断周波数は数十～数百 rad/s に至る。

2.3 位置ループ

これらのループの外側に位置ループが付きサーボ制御系が完成する。ロボットなどでは、P(比例)制御がよく用いられる。このように、内側ループほど利得が高いため、過渡的な状態ではリミタにより電流ないし速度の上限値に抑えられながら動作する場合もある。外側の位置ループに直列積分要素(特にデジタル制御では、デジタル積分要素)を持つ場合、しばしばウィンドアップ現象が見られることがある。この防止策として、リミタ動作中に外側ループの積分動作をやめて値をホールドしておく方法があるが、系が再び線形動作範囲内に復帰したときの反動が十分抑えきれないことが多い。文献(6)では、負荷トルクを推定し、電動機的能力を越えないように、指令値のスロープを適応的に変化させてウィンドアップを防止する方法が提案されている。

3. マイナーループの問題点

現状の三重マイナーループは、長い間位置決めサーボ系の基本スタイルとして広くその概念が行きわたってきた。特に工作機械などの機械的剛性の高いものを対象とした場合は十分な性能を発揮し得た。しかし、産業用ロボットのように減速機構をもつ関節駆動に、高いマイナーループをかけると機械的共振周波数が低いためしばしば発振し、ときには不安定となる。例えば文献(7)では、位置ループの遮断周波数を機械系

の最低共振周波数の半分以下とするように推賞している。従って、高い直列利得が期待できなくなり、サーボ剛性の低下を招くことになる。これを構成図から考察してみる。

図2でPI制御系を $K_P + K_I/s$ と近似すると、

$$\frac{\omega}{\omega^{ref}} = \frac{K_t K_P s + K_t K_I}{J s^2 + K_t K_P s + K_t K_I} \dots\dots\dots(1)$$

$$\frac{\omega}{T_L} = \frac{-s}{J s^2 + K_t K_P s + K_t K_I} \dots\dots\dots(2)$$

を得る。(1),(2)式は、 K_I , K_P の調整により任意の極配置が実現できることを示している。すなわち、この例では速い応答を得るため K_I を調節して固有角周波数 $\sqrt{K_t K_I/J}$ を大きくとり、 K_P を調節して減衰特性を決定することができる。しかし、固有角周波数と減衰特性を指定すると、(2)式を決定する自由度はなくなり、系の過渡的なサーボ剛性* は一意に決まってしまう。このように、直列補償は設定値応答に対しての制御系の設計の自由度を持っているが、外乱である負荷トルク応答に対しての制御系の設計の自由度を持たないのである。従って、設定値に対する応答を遅くすると、それに伴ってサーボ剛性も低くなってしまう。

4. ロバストサーボ系

現代制御理論では入出力のみならず、状態すべてに着目する。その中で、外乱の抑圧特性に制御設計自由度のあるロバストサーボ系の実現例を図3に示す⁽¹³⁾。図3を図2に適用すると図4を得る⁽⁸⁾。

従って、従来と異なる部分はフィードフォワードパスの部分のみであり、この部分は負荷トルクを検出してフィードフォワードパスによりそれを打ち消して、出力に影響の出ないループを構成している。このループは以下の特徴を有している。

- (i) このシステムの極配置に影響を及ぼさない。特に外乱観測器が1の場合(負荷トルクが直接しかも

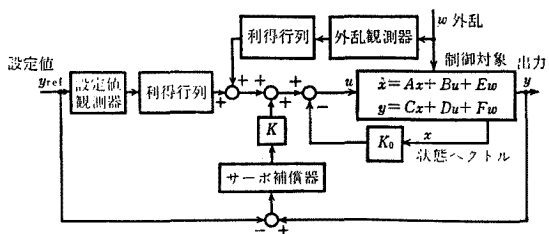


図3 一般的なロバストサーボ系の実現例⁽¹³⁾

*: ここで用いているサーボ剛性とは、マイナーループに直列積分をもっていないときに用いられる定常的なばね定数の意味ではない。ステップ的な力の入力に対し、位置の最大振れ幅で表される過渡的な特性で表すものとしている。

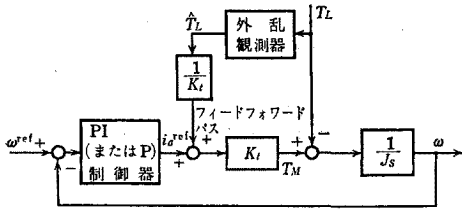


図4 フィードフォワードパスによる外乱抑圧機構を持つサーボ系のモデル

正確に検出できる場合)は、極配置は(1)式の特性方程式のみで決定される。

(ii) 飽和を考えなければ、理論上はサーボ剛性は無限大となる。

しかし、負荷トルクは一般に直接検出できないので、フィードフォワードパスを実現することは不可能である。そこで、これを測定するのではなく推定することにより、同様の効果が期待できることを次に示す。負荷トルクの推定回路の例として図5を考える。

同図の破線内の伝達関数は一次遅れ回路であるが、 $J=J_n$ のとき(3)式のように変形できる。

$$\frac{J}{\tau} - \frac{J/\tau}{1+\tau s} = \frac{J s}{1+\tau s} \cong J s \quad \dots\dots\dots (3)$$

ただし $\tau \ll 1$

すなわち、推定の時定数 τ を極めて小さく選べば、破線内は微分動作を行っていることになる。(3)式と図3より、負荷トルクの推定値 \hat{T}_L は(4)式で表される。

$$\begin{aligned} \hat{T}_L &= \frac{J s}{1+\tau s} \omega - K_f I_a \\ &\cong J s \omega - K_f I_a = J s \omega - T_M = T_L \dots\dots (4) \end{aligned}$$

τ はセンサの S/N 比にもよるが、 $50\mu s \sim 2ms$ 程度に選ぶことが十分可能であり、事実上ほとんど遅れなしに負荷トルク T_L を推定することができる。従って、負荷トルクの推定値 \hat{T}_L を用いてフィードフォワードパスをもつサーボ系を実現すると、前項(i)、(ii)の特徴がほとんどそのまま成立する。また、図5

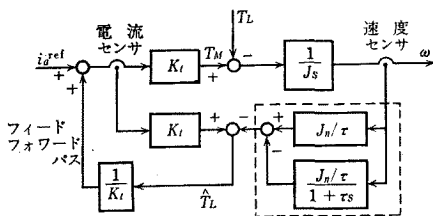


図5 負荷トルク推定機構とフィードフォワードパスを組合せたサーボ系構成図

は速度ループのループ利得に関係なくサーボ剛性を高めている点は興味深い。この性質は、工作機械などのサーボ系のみならず、機械的剛性が低い前向き利得を低くしなければならないが、サーボ剛性は高めたいロボットなどの分野にも適用できる好ましい性質である。

図5の方法は、同様の性質を持ついろいろな実現法があり、それらは例えば微分フィードバック⁽⁹⁾、負荷トルクオブザーバ⁽⁸⁾、2自由度制御⁽¹⁰⁾、Invariance制御⁽¹¹⁾などの名称で呼ばれているが、いずれも以上の性質をもっている。このうち2自由度制御とは、フィードフォワードパスの利得を可調節にすれば、設定値応答と独立にサーボ剛性を可変にでき、設計の自由度が増えていることに着目して名付けられている。

5. 慣性変動に対するロバストネス

負荷トルクを直接測定する場合(例えば図4)と、間接的に推定する場合(例えば図5)のどちらも、それぞれフィードフォワードパスによりサーボ剛性を高めることができる。しかし、慣性変動がある場合の両者の性質は異なる。結論から先に言えば、間接的に推定する場合のほうが慣性変動に対してロバストである。

図5において、慣性のノミナル値を J_n とし、実際の J は変動するものとする。また K_f は不変とする。このとき、 i_a^{ref} から ω までの伝達関数を求めると、図1から

$$\frac{\omega}{i_a^{ref}} = \frac{K_f}{J s} \quad \dots\dots\dots (5)$$

となる。図5からは

$$\begin{aligned} \frac{\omega}{i_a^{ref}} &= \frac{J(1+\tau s) K_f}{J_n s} \frac{K_f}{J s} \\ &= \frac{(1+\tau s) K_f}{J_n s} \cong \frac{K_f}{J_n s} \quad (\tau \ll 1) \dots\dots\dots (6) \end{aligned}$$

となり、 J が変動しても電流指令値からみた負荷慣性は J_n に固定化されて見えることになる。これは $(J - J_n)s\omega$ に相当する慣性力をフィードフォワードパスにより補償しているためで、 τ を小さくすることにより効果的に作用することがわかる⁽¹²⁾。

6. その他のパラメータに対するロバストネス

図5は、結局はノミナルな慣性の加減速トルク以外のトルクはすべて外乱とみなして、フィードフォワードパスにより、それらを一括補償していると考えられる。従って、摩擦トルク、コギングトルク、トルクリ

プルなどの出力への影響を小さく抑えることができる⁽¹²⁾。

7. あとがき

メカトロニクスのサーボ系に対する制御法の新しい傾向を述べた。特に、負荷トルク推定値を用いてフィードフォワードすることにより、次の意味においてロバスト性を獲得することができる。

- (1) 極配置に影響を与えず、しかもその位置を固定化できる。
- (2) 前向き利得を上げずにサーボ剛性を高められる。
- (3) 負荷慣性変動や摩擦などの寄生トルクの出力への影響を抑圧する。

本稿を記すにあたり、日ごろ有益な助言を与えて下さる本学理工学部 宮地邦夫教授に謝意を表します。

(昭和 61 年 10 月 11 日受付)

文 献

- (1) A. Weschta: "Design Considerations And Performance of Brushless Permanent Magnet Servo Motors", IEEE-IAS Annu. Meet., p. 469 (1983)
- (2) D. Pauly, et al.: "Brushless Servo Drives with Permanent Magnet Motors or Squirrel Cage Induction Motors-A Comparison", *ibid.*, p. 503 (1984)
- (3) R. Lessmeier, et al.: "Microprocessor-Controlled AC-Servo Drives with Synchronous or Induction Motors: Which is Preferable?", *ibid.*, p. 529 (1985)
- (4) S. Meshkat, et al.: "Optimum Current Vector Control of A Brushless Servo Amplifier Using Microprocessors", *ibid.*, p. 451 (1984)
- (5) Hoang Le-Huy, et al.: "Minimization of Torque Ripple in Brushless DC Motor Drives", *ibid.*, p. 790 (1985)
- (6) 中尾, 他: 「デジタルサーボ系の Wind-Up 現象の防止」, 電気学会産業電力応用研資, IA-86-15 (昭 61)
- (7) R.P. Paul: Robot Manipulators (book) (1981) MIT Press
- (8) K. Ohishi, et al.: "Microprocessor Controlled DC Motor for Load Insensitive Position Servo System", Proc. IECON '85/IEEE, p. 339 (1985)
- (9) T. Tsuchiya: "Electrical Drive Control by State Feedback or Output Feedback Control Based On Improved Optimal Control Theory", Proc. IPEC-Tokyo, p. 1676 (1983)
- (10) 玉置, 他: 「他励直流機の I-PD 型速度制御における外乱抑圧特性に関する一考察」, 計測制御学会論文集, 22, 1231 (昭 61)
- (11) 関口: 「入力波形の再現と準 Invariant 制御系の構成」, 同上, 10, 6, 97 (1974)
- (12) Nakao, et al.: "High-Stiff Position Servo System and Its Application to Manipulator Motion Control", Proc. IECON '86/IEEE, p. 28 (1986)
- (13) E.J. Davison: "Multivariable Tuning Regulators: The Feedforward and Robust Control of a General Servomechanism Problem", *IEEE Trans. Automatic Control*, AC-21, 35 (1976)