リニア DC モータによるワイヤ駆動系のロバスト制御

正 員 池 田 誠 人 (旭化成工業)

正 員 橋 本 秀 紀 (東京大学生産技術研究所)

Robust Control of Wire-Driven System using Linear DC Motor

Makoto Ikeda (Asahi Chemical Industry Co., Ltd.), Hideki Hashimoto (Institute of Industrial Science, University of Tokyo)

Abstract: In the field of Mechatronics, small-sized actuators with multi-degrees of freedom are desired so that dextrous performance is achieved, especially for small size robot development. We have developed a wire-driven system with a linear actuator to solve this problem. The characteristics of wire-drives are rather complicated because of its unknown stiffness, backlash and friction. After parameter identification as a 2-mass model, H_∞ controller was designed for this model which has an integral function in its transfer function. The H_∞ controller shows a good performance compare with observer-based-control and sliding-mode-control. It has good response for reference and observing noise rejection and it is robust.

キーワード: ロバスト制御, リニア DC モータ, ワイヤ駆動系, H_∞ 制御, スライディングモード制御, オブザーバベース制御

1. はじめに

近年, ロボットの小型化を進め, 人間と同程度のサイズで人間と同程度の器用さを実現する研究が盛んに行われている。このようなロボットは小型化が必要でありながら多自由度を必要とするため多くのアクチュエータを使用する。アクチュエータの大きさや個数の多さは小型化と相反する条件である。このような問題を解決する方法の一つにワイヤによる力伝達機構(ワイヤ駆動)とリニアアクチュエータの組み合わせが考えられる。力伝達機構により力を必要とする箇所とアクチュエータの設置場所を分散できる。さらに薄型のリニアモータを使用することでロータリー型のアクチュエータに比べて省スペース化が可能である。しかし, ワイヤ駆動はその伝達機構が持つ未知の弾性, バックラッシュ, 摩擦などのため制御が困難な対象である。今回, ワイヤ駆動とリニア DC モータを組み合わせた実験装置を試作した。これに対して三つのロバスト制御則, オブザーバベースコントロール, スライディングモードコントロール, H_∞ コントロールを適用し比較を行った。本論文ではワイヤ駆動系を2慣性系としてのモデリング, 同定を行い, このような対象に対する H_∞ コントローラ的设计法について述べ, 最後に目標値応答, 定常時の入力波形, 負荷変動に対する応答の実験結果から H_∞ コントロールにより良い結果が得られたことを示す。

2. ワイヤ駆動系の低次元モデル化

〈2・1〉 ワイヤ駆動系の構成 本研究で用いたワイヤ駆動系の構成を図1に示す。これはリニアアクチュエータを用いたワイヤ駆動系で, リニアアクチュエータでワイヤを直接駆動し, 出力側のプーリに固定された出力軸を動作させる構成になっている。次に示す三つの問題と, それぞれの含む構造やパラメータの不確実性がワイヤ駆動系の問題である。

- (1) ワイヤの持つ柔軟性による共振点の存在
- (2) ワイヤや伝達系の緩みによるバックラッシュ
- (3) ワイヤとプーリ間の摩擦力

〈2・2〉 系のモデル化 ワイヤ駆動系を, 駆動側と出力側に質量を持ち, 間をバネで結ばれた2-mass系としてモデル化した。これを図2に示す。それぞれの記号の意味を表1に示す。このように2-mass系でモデル化できるのはワイヤ駆動系がモータ出力と負荷側にワイヤに比べて大きな質量を持ち, ワイヤはバネとみなすことができるためである。これは4次の系であり伝達関数は次式で表わされる。

$$G_{yu} = \frac{\frac{k_f}{LM}(k_j + d_j s)}{s \left(s^3 + \left(\frac{d_j}{M} + \frac{d_j}{L} + \frac{k_a}{M} \right) s^2 + \left(\frac{k_j}{M} + \frac{k_j}{L} + \frac{k_a d_j}{LM} \right) s + \frac{k_a k_j}{LM} \right)} \quad \dots\dots\dots (1)$$

図 6 H_∞ コントローラ
Fig. 6. H_∞ Controller.

デルとしては $1/ks^2$ を用い、フィルタはこれに対応して 2 次とした。 k およびフィルタのカットオフ周波数を実験によってなるべく高いゲインが得られるように設定した。また、位置制御を行なう場合はこの $1/ks^2$ の制御対象の外側に位置制御ループを構成した。

〈3・2〉 スライディングモードコントロール スライディングモードコントロールは、制御対象の状態変数を状態空間内に設定された超平面内に固定するように制御系の構造を変化させる制御方法である⁽⁴⁾⁽⁵⁾。この結果、制御対象はこの超平面で決定されるダイナミクスを持つようになり、対象のパラメータ変動の影響を受けにくくなるという特徴を持つ。本論文では H_∞ 制御との比較として実験を行った。今回は制御系に積分特性を持たせるために出力軸の位置誤差信号に対して積分器を構成し、拡大系を構成している。この構成を図 5 に示す。超平面の設計、すなわち S_1, S_2, S_3, S_4, S_5 の設定には同定モデルを元に LQG 法を用いた⁽⁶⁾。重み係数 Q, r は実験結果をもとに適当な値を決定した。スライディングモード制御を行う場合は全状態を検出する必要があるためモータ軸および出力軸の各センサの出力から近似微分によって求めた。オブザーバを用いなかったのは系が不確定であるという前提で出力のみから速度を取り出すことを考えたためである。

〈3・3〉 H_∞ 制御 H_∞ 制御は対象のモデルを元に閉ループ系の伝達関数を周波数領域で設計する方法である。つまり、注目する伝達関数を測る評価関数に H_∞ ノルムを採用し、これを最適化するものである⁽⁷⁾⁽⁸⁾。対象プラント P に対して H_∞ コントローラ C を用いた制御系の構成を図 6 に示す。ここでは混合感度問題の定式化を行った。これは対象プラントを P 、コントローラを C としたとき、閉ループ系の感度関数 $S=1/(1+CP)$ および相補感度関数 $T=CP/(1+CP)$ に対して重み関数 W_s, W_t を設計し、

$$\left\| \frac{SW_s}{TW_t} \right\|_\infty < 1 \quad \dots\dots\dots (4)$$

となるような安定なコントローラを求めることを目的とする。 H_∞ 制御問題では、周波数領域で設計が行えるため重み関数 W_t で 2-mass 系の高周波領域での共振点をおさえ、 W_s で低い周波数で十分なゲインを持つコントローラを容易に設計できる。

4. H_∞ コントローラ的设计

〈4・1〉 设计の方法 混合感度問題は前節で述べた (4) 式を満たすコントローラ C を求める問題である。これを解くために、 P を制御対象、 W_s, W_t を評価用の重み関数として、図 7 に示すような一般化プラントを構成す

図 7 一般化プラント
Fig. 7. Generalized Plant.

図 8 書き換えた一般化プラント
Fig. 8. Modified Generalized Plant.

る。ここで w は目標値、 u はコントローラの出力、 y は観測出力でありコントローラへの入力となる。 z が評価される対象であり、この場合は w から z への閉ループ伝達関数 T_{zw} の H_∞ ノルムが 1 以下を満たすコントローラを設計することになる。このプラントの状態空間表現を構成すると、DGKF の方法によって安定なコントローラを求めることができる⁽⁹⁾。しかし、この方法にはいくつかの条件があり、今回の例のようにプラントが積分器を含む、すなわち虚軸上に極を持つ場合は解けない。

したがってここでは次の方法を用いてコントローラを設計した⁽¹⁰⁾。制御対象 P は 1 入力 1 出力系であるとし、次のように書けるものとする。

$$P = P_1 P_2 \quad P_2 = \frac{s+a}{s} \quad \dots\dots\dots (5)$$

P は制御対象の同定モデルすなわち (2) 式で示されるものを用いる。ここでオブザーババーストコントロールのような簡略化したノミナルモデルを用いないのは H_∞ 制御理論では制御対象に近いモデルを用いてその特性に応じたコントローラを得ることを目的としているためである。ここで P_1 は虚軸上に極も零点も持たないものとする。 P_2 は次の条件を満たす。

- (1) すべての極が虚軸上にある
- (2) 分子、分母の次数が等しい

この場合、次の手順で設計を行う。

- (1) $W_s = \hat{W}_s P_2$, $\hat{W}_s \in RH_\infty$ と選ぶ
- (2) 一般化プラント G を次のように設計する

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{W}_s P_2 & -\hat{W}_s P_2 P_1 \\ 0 & W_t P_1 \\ P_2 & -P_2 P_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6)$$

すなわち、プラントの持つ極を取り出しこれを G_{yw} に持たせるよう変形したことになる。この G は前節で述べた虚軸上の極に関する条件を満たしている。

それぞれの伝達関数の状態空間表現を

$$\tilde{W}_s = C_{\tilde{W}_s}(sI - A_{\tilde{W}_s})B_{\tilde{W}_s} + D_{\tilde{W}_s} \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$W_T P_1 = C_{W_T P_1}(sI - A_{W_T P_1})B_{W_T P_1} + D_{W_T P_1} \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$P_1 = C_{P_1}(sI - A_{P_1})B_{P_1} + D_{P_1} \quad \dots\dots\dots (9)$$

$$P_2 = C_{P_2}(sI - A_{P_2})B_{P_2} + D_{P_2} \quad \dots\dots\dots (10)$$

とすると、一般化プラントの状態空間表現は次式で表わすことができる。

$$A = \begin{bmatrix} A_{P_1} & 0 & 0 & 0 \\ -B_{P_2}C_{P_1} & A_{P_2} & 0 & 0 \\ -B_{\tilde{W}_s}D_{P_2}C_{P_1} & B_{\tilde{W}_s}C_{P_2} & A_{\tilde{W}_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{W_T P_1} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (11)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & B_{P_1} \\ B_{P_2} & -B_{P_2}D_{P_1} \\ B_{\tilde{W}_s}D_{P_2} & -B_{\tilde{W}_s}D_{P_2}D_{P_1} \\ 0 & B_{W_T P_1} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (12)$$

$$C = \begin{bmatrix} -D_{\tilde{W}_s}D_{P_2}C_{P_1} & D_{\tilde{W}_s}C_{P_2} & C_{\tilde{W}_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{W_T P_1} \\ -D_{P_2}C_{P_1} & C_{P_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (13)$$

$$D = \begin{bmatrix} D_{\tilde{W}_s} & -D_{\tilde{W}_s}D_{P_2}D_{P_1} \\ 0 & D_{W_T P_1} \\ D_{P_2} & -D_{P_2}D_{P_1} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (14)$$

〈4・2〉 実際のコントローラ的设计 前節で説明した方法によってワイヤ駆動系に対するコントローラを設計した。それぞれの伝達関数は次に示すとおりである。

$$P_1 = \frac{5608s + 785244}{(s^3 + 364s^2 + 320733s + 43960000)(s + 50)} \quad (15)$$

$$P_2 = \frac{s + 50}{s} \quad \dots\dots\dots (16)$$

$$W_T = \frac{(s + 50)^2}{1000 \times 50^3} \quad \dots\dots\dots (17)$$

$$\tilde{W}_s = \frac{\rho}{(s + 0.02)(s + 50)} \quad \dots\dots\dots (18)$$

50 という極は計算の都合上用いたもので適当に選んである。1/W_s, 1/W_T の形状を図9に示す。W_s の伝達関数は極零相殺により ρ/s(s+0.02) となる。したがって S に対す

図9 混合感度問題
Fig. 9. Mixed Sensitivity Problem.
1: 1/W_s 2: 1/W_T 3: S 4: T

る実際の重みはこれから 1/s を除いた ρ/(s+0.02) となる。コントローラの計算は MATLAB の Robust Control Toolbox を用いて行った。このとき ρ は 1500 とした。計算結果からは八次のコントローラが得られる。このコントローラによる感度関数と相補感度関数のボード線図を図9に示す。図中の点線 1, 2 がそれぞれ 1/W_T, 1/W_T を表わし、実線 3, 4 が感度関数 S, 相補感度関数 T を表わす。(4) 式の関係が低周波、高周波帯域でそれぞれ成り立っていることがわかる。このコントローラは極零相殺により 4 次まで低次元化することができる。ここで主に消去できる極零は計算のために導入した 50 である。8 次のコントローラと極零相殺後の極および零点を表2に示す。8 次と 4 次のコントローラの伝達関数のボード線図を図10に示す。8 次のコントローラを点線で、4 次のコントローラを実線で表している。低次元化による影響は低周波域でのわず

表2 コントローラの極零相殺
Table 2. Pole-Zero Cancellation.

8 次のコントローラ	
極	零点
-130.30 + 573.40 i	-105.67 - 526.66 i
-130.30 - 573.40 i	-105.67 + 526.66 i
-337.26	-150.39
-0.02	-28.70
-152.36	-152.36
-50.00	-50.00
-50.00	-50.00
-50.00	-93.82
4 次のコントローラ	
極	零点
-130.30 + 573.40 i	-105.67 - 526.66 i
-130.30 - 573.40 i	-105.67 + 526.66 i
-337.26	-150.39
-0.02	-28.70

図10 H_∞ コントローラ
Fig. 10. H_∞ Controller.
実線: 4 次, 破線: 8 次のコントローラ
Solid: 4th, Broken: 8th Order Controller

なゲイン変化だけである。

このコントローラを用いた 1 rad のステップ状のリファレンス信号に対するシミュレーション結果を図 11 に示す。点線がリファレンス信号、実線が出力の応答である。大きなオーバーシュートが見られるが、安定な応答を示している。

5. 実験装置の構成

はじめに実験装置の構成を図 12 に示す。コントローラとして TMS 320 C 30 (33 MHz) を用いている。AD, DA コンバーターの分解能はそれぞれ 14 bit と 12 bit である。変換時間はどちらも $5 \mu\text{s}$ である。制御プログラムはすべて C 言語で記述した。200 μs の制御周期の場合におよそ 20 次のコントローラを実現することができる。リニア DC モータは $100 \times 250 \times 8 \text{ mm}$ の薄型であり、ドライバ回路を内蔵し、 $\pm 12 \text{ V}$ と $\pm 24 \text{ V}$ の電源と PWM 信号を入力すると動作する。本モータの発生する最大の力は約 17 N である。

次にワイヤと負荷側の構成を示す。プーリの直径はモータ側が 16 mm で負荷側が 10 mm でどちらもベアリング付きである。ワイヤには直径 0.5 mm のステンレス製の物を用いている。二つのプーリの間の間隔は約 0.4 m で

図 11 シミュレーション結果
Fig. 11. Simulation Result.

図 12 実験装置の構成
Fig. 12. Experimental System.

ある。位置検出装置としてモータ側にはリニアポテンシオメータ、負荷側にはロータリポテンシオメータを用いた。AD 変換後の分解能はそれぞれ 0.5 mm と 0.0015 rad である。

3 種類の制御系に対する実験システムの構成はそれぞれ図 4, 図 5, 図 6 に示したものである。実験としては各制御則を適用した系に対して 0.5 Hz のステップ状の目標値を与えてその応答を測定した。なお振幅は 1 rad である。

6. 結 果

〈6・1〉 目標値応答 目標値応答を図 13 に示す。オブザーバベースドコントロールと H_∞ コントロールの実験は制御周期は 200 μs で行った。スライディングモードコントロールは制御周期は 1 ms である。これはモータ側の検出精度が低いため短い制御周期では逆に悪い結果が得られるためである。これらのコントローラは連続系で設計し、双一次変換によって離散化して用いた。オブザーバベース

図 13 時間応答
Fig. 13. Time Responses.

(a) オブザーバベーストコントロール
(a) Observer-Based Control

(b) スライディングモードコントロール
(b) Sliding Mode Control

(c) H_∞ コントロール
(c) H_∞ control

図 14 定常状態における入力波形
Fig. 14. Input at Steady State.

トコントロールと H_∞ コントローラでは比較的滑らかな応答が得られ、またステップ応答に対して定常誤差なく追従できた。しかし、スライディングモードコントロールではオーバーシュートは生じないものの良い応答は得られなかった。

〈6・2〉 定常状態の入力波形 図 14 に定常状態における入力信号を示す。オブザーバベーストコントロールではランダムにパルス状の入力が発生している。これは観測雑音によるものと思われ、モータに連続的な振動音が観測された。オブザーバベーストコントロールでは観測雑音の影響を減らす場合、挿入するローパスフィルタのカットオフ周波数を下げることになるが、これは制御性能の低下に直接つながる。スライディングモードコントロールではモータが停止しているにもかかわらず、連続的に入力が発生している。これは観測雑音の影響とスライディングモード制御のチャタリングが原因と考えられる。モータからは大きな振動音が観測された。 H_∞ コントローラではこのような影響を全く受けていないことがわかる。これらチャタリン

(a) イナーシャを負荷した場合
(a) With additional Inertia

(b) 外力を作用させた場合
(b) With Applied Force

図 15 H_∞ コントローラに外乱を加えた場合の時間応答

Fig. 15. Time Responses with Disturbance by H_∞ Controller.

グの影響はモータ動作時の音や微振動の発生、パワーの浪費につながるのを避ける必要がある。

〈6・3〉 ロバスト性の確認 図 15 に負荷側が変化するときの、 H_∞ コントローラによる応答を示す。(a) が負荷側の慣性モーメントをおよそ 2 倍にしたパラメータ変動に対する応答である。(b) は負荷側に動作方向に約 0.5 N の力をかけた場合である。いずれもオーバーシュートが大きくなっているが、安定な応答を示している。負荷の慣性モーメントを 5 倍にすると振動が発生した。スライディングモード制御では外乱がない場合とほぼ同じ応答が得られた。オブザーバベーストコントロールでは慣性モーメントを増やした場合安定な応答は得られなかった。

〈6・4〉 実験結果のまとめ これらをまとめると、 H_∞ コントローラはワイヤ駆動系の共振点をよく押さえることができ、低域で十分なゲインをとることができるため定常偏差のない応答が得られることがわかった。同時に観測雑音の影響をよく押さえ、不快な音や強振動はほとんど見られず、限界はあるものの、負荷の変動や外力の影響にもロバストであった。他のコントローラはこれらの結果のすべてを満たすことはできなかった。このように H_∞ 制御理論では摩擦等の外乱の影響を抑えるためのハイゲインコントローラが共振点等のモデルの特性に対応した形で容易に得られるためワイヤ駆動系のような対象の制御に適当であることがわかった。ただし、大きなオーバーシュートが存在する。これについては今の形の重み関数を用いる場合は減少させることは難しいと考えられる。低周波域でのゲイン

を下げれば減少するが、それでは外乱に弱くなる。コントローラの入力側にリミッタを設けるなどの方法である程度は回避できるが、これはリファレンスの変化幅により効果が異なるためつねに有効ではない。ステップ状のリファレンスのみを考えるならばプリフィルタの採用が効果的ではないかと考えられる。その設計法は今後の課題である。

7. おわりに

リニア DC モータとワイヤ駆動を組み合わせた対象に対し H_∞ 制御理論を用いたコントローラを設計し、実験を行った。 H_∞ 制御理論により、対象の特性に応じた高ゲインコントローラが比較的容易に得られ、このような摩擦、バックラッシュ、共振点を持つような対象に対しても有効であることを実験により示した。負荷の変動に対してもロバストであった。また、このようなコントローラによりワイヤ駆動系に対しても正確な動きが期待できることを示した。(平成5年6月30日受付, 同6年1月5日再受付)

文 献

- (1) S. C. Jacobsen, H. Ko, E. K. Iversen & C. C. Davis: "Antagonistic Control of a Tendon Driven Manipulator", *IEEE International Conference in Robotics and Automation*, p. 1334 (1989)
- (2) 大石・松田: 「DD アクチュエータの力とコンプライアンスのロバスト制御」, 電学論 D, **110**, 1133 (平2)
- (3) K. Kaneko, N. Suzuki, K. Ohnishi & K. Tanie: "High Stiffness Torque Control for a Geared DC Motor Based on Acceleration Controller", *IEEE IECON'91*, p. 849 (1991)
- (4) V. I. Utkin: "Variable structure systems with sliding mode," *IEEE Trans. on Automatic Control*, **AC-22**, p. 212 (1977)
- (5) 原島・橋本: 「Sliding Mode とその応用-I, II」, システムと制御, **29**, No. 2, 94, No. 4, 242 (昭60)
- (6) V. I. Utkin & K. D. Young: "Methods for Constructing Discontinuous Planes in Multidimensional Variable Structure Systems", *Automation and Remote Control*, **31**, 1466 (1978)
- (7) B. A. Francis: "A Course in H_∞ Control Theory", *Lecture Notes in Control and Information Science*, **88**, Springer-Verlag, (1987)
- (8) J. C. Doyle, B. A. Francis & A. R. Tannenbaum: "Feedback Control Theory", Macmillan, (1992)
- (9) J. C. Doyle, K. Glover, P. P. Khargonekar & B. A. Francis: "State-Space Solutions to Standard H_2 and H_∞ Control Problems", *IEEE Trans. on Automatic Control*, **AC-34-8**, 831 (1989)
- (10) 杉江: 状態空間法による H_∞ 制御と制御系設計, 第41回システム情報制御情報講習会「 H_∞ 制御の基礎」テキスト, システム制御情報学会編, p. 49 (平4)

池田 誠 人 (正員) 1963年3月5日生。1985年3月大阪大学基礎工学部制御工学科卒業, 1987年3月同大学大学院基礎工学研究科博士前期課程終了(制御工学分野)。同年4月旭化成工業入社。1992年4月より1993年3月まで東京大学生産技術研究所受託研究員。現在, 同社生産技術センターに勤務し計測制御の応用技術開発に従事。電気学会, 計測自動制御学会, システム制御情報学会会員。

橋本 秀 紀 (正員) 1957年8月15日生。1981年3月東京大学工学部電気工学科卒業, 1987年3月同大学大学院工学系研究科博士課程(電気工学)終了。工学博士。1987年4月東京大学講師, 生産技術研究所勤務, 1990年7月同助教授, 現在に至る。1989年および1990年MIT客員研究員(LEES, LIDS)。制御工学, ロボティクスおよび知的制御の研究に従事。IEEE, 電気学会, 計測自動制御学会, 日本ロボット学会, 日本機械学会会員。