周波数および位相差ファジィハイブリッド制御による 超音波モータ二自由度位置サーボシステム

正員 福田 耕 治 (阿南工業高等専門学校)
正員 鎌野 琢 也 (徳島大学)
正員 安野 卓 (徳島大学)
正員 鈴木 茂 行 (徳島大学)

Two-degree-of-freedom Servo System with Ultrasonic Motor by Frequency and Phase Fuzzy Hybrid Control

Fukuda Koji, Member (Anan College of Technology), Kamano Takuya, Member, Yasuno Takashi,
Member, Suzuki Takayuki, Member (The University of Tokushima)

In this paper, a two-degree-of freedom control system with fuzzy controllers for the progressive wave type ultrasonic motor (PUM) is proposed. The system consists of a fuzzy feedforward controller (FFC) and a fuzzy disturbance observer (FDO). The FFC adjusts both the driving frequency and the phase, of which objective is to improve the tracking performances. The frequency and the phase control rules of the FFC are tuned so that the tracking error converges to zero. After tuning process is completed, the fuzzy rules which represent the equivalent dynamic inverse are obtained in the FFC. The tuned fuzzy rules of the FFC are copied and used to estimate the applied disturbance in the FDO. The responses of the proposed positioning system for the desired output and the disturbance are measured. Experimental results demonstrate the effectiveness of the proposed system for improvement of the tracking performances and suppression of the disturbance input.

キーワード：超音波モータ、自己調整ファジィ制御、外乱オブザーバ、二自由度制御

1. ま え が き

進行波型超音波モータ (PUM) は、小型モーションコントロールシステムのアクチュエータとして期待される種々の特長を有している⁽¹⁾。しかし、同モータは本質的に非線形特性を有し、特性も大きく変動する。このため、固定ゲインを用いた従来のフィードバックコントローラによる制御手法では限界がある。

そこで、近年、適応制御⁽²⁾⁽³⁾やファジィ制御^{(4)~(6)}、ニューラルネットワーク⁽⁷⁾⁽⁸⁾を用いた制御などの制御手法が提案されている。また、一般に、超音波モータは入力する2相駆動電圧の振幅・周波数・位相差によって駆動特性が変化する。このため、制御性能の点からは単独ではなく、駆動周波数や位相差を組み合わせて制御する方が有利である⁽³⁾⁽⁴⁾。しかし、これまでの制御手法のほとんどは単独に周波数または位相差を操作するシステムである。また、複数のパラメータを操作する場合であっても固定ルールを用いるファジィ制御ではルールの構築が煩雑となるなどの問題があった⁽⁴⁾。

そこで、筆者らはこれまでに周波数ニューラルネットワークと位相差ニューラルネットワークの二つのニューラルネットワークを組み合わせ、周波数と位相差を操作する位置決めシステムを提案している⁽⁸⁾。このシステムにより、単独のニューラルネットワークを適用した位置決めシステムに比べて、良好な追従および位置決め特性が得られることを確認している。しかし、ニューラルネットワークでは、その結合係数の初期値を微小値とするのが一般的であり、原理的に制御開始時にその値の意味を決定することはできない。このため、システムを高速かつ安定にチューニングさせるためには、二つのニューラルネットワークのチューニングが同程度に進行するように学習ゲインの大きさとバランスを考慮する必要がある。また、同システムでは主として規範入力追従特性に着目しており、外乱抑圧特性については十分な検討がなされていない。

本稿では、PIフィードバックループに周波数ファジィコントローラと位相差ファジィコントローラをフィードフォワード接続するファジィフィードフォワードコントローラ(FFC)を提案する。FFCの目的は、規範入力追従特性の

改善であり、追従誤差信号を零収束させるよう制御ルールの後件部を調整する。ファジィコントローラでは、入力パラメータの意味に対応させて後件部変数を設定できるため、モータ特性などからパラメータの初期値を適切な値に予め設定することが可能となる。また、十分な外乱抑圧特性を得るために、ファジィ外乱オブザーバ(FDO)⁽⁶⁾を用いる。FDOについても周波数および位相差に対応した構成となっている。

以下では、FFC および FDO を用いた二自由度システムの構成法および制御アルゴリズムについて詳述するとともに、試作システムを用いた実測結果から提案システムの有効性を確認している。

2. 供試PUM

〈2・1〉 駆動システム 図 1には、超音波モータ制御実験システムのハードウェア構成を示す。駆動回路は、DDS(Direct Digital Synthesizer)と移相回路、アンプからなっている。DDSでは、指令に応じた周波数の正弦波信号を発生させる。また、移相回路は DDS で得た正弦波信号に対して、指令に応じた位相差のある正弦波信号を発生させる。モータの回転角は、モータに直結した分解能 3600[ppr]のエンコーダからのパルスをカウントすることによって得る。ただし、カウンタ回路入力時に 4 通倍するため、角度分解能は 14400[ppr]となる。

なお、供試モータに用いた超音波モータの定格を表 1に示す。

〈2・2〉 動特性 図 1に示した実験システムを用い、無負荷の状態で過渡応答実験を行った。なお、本実験におけ

図 1 実験システム構成
Fig. 1. Experimental setup.

表 1 供試モータの仕様
Table 1. Specifications of the tested PUM.

Frequency	40	kHz
Voltage	100	V
Rated power	3	W
Rated torque	3.2	kgcm
Rated speed	90	rpm
Weight	0.24	kg

るサンプリング周期は 2[msec]である。図 2および図 3は、周波数および位相差に対する過渡応答特性である。図 2は、位相差を固定して周波数をステップ状に変化させた場合のモータの応答である。この場合は、6[msec]から 10[msec]以内に定常速度に達していることがわかる。ただし、位相差を小さくすることによって速度の変動が大きくなっている。図 3は、周波数を固定して位相差をステップ状に変化させた場合の応答である。(a)は位相差を $\pm\pi/2$ [rad]とした場合であり、(b)は $\pm\pi/4$ [rad]とした場合である。(a)では、いずれの駆動周波数においても位相差の $-\pi/2$ から

図 2 周波数ステップ入力に対するモータの応答

Fig. 2. Transient responses for step frequency input.

図 3 位相差ステップ入力に対するモータの応答

Fig. 3. Transient responses for step phase input.

$\pi/2$ への変化に対して安定に定常速度に達している。このとき、応答特性の整定時間は約 2[msec] であることを確認している。これに対して (b) では、駆動周波数が低い高速回転時に大きな振動が現れている。このような特性は、位相差を $\pi/8$ [rad] にした場合も得られている。以上より、高速回転域すなわち下限駆動周波数近傍での同相に近い範囲の位相差操作は適切ではなく、駆動周波数操作により制御を行う必要があることを表している。

3. ファジィ二自由度制御システム

超音波モータの駆動特性は、周波数においても位相差においても非線形性を有している。ここで、モータ駆動の非線形性を補償して良好な追従特性を得るには、駆動周波数と位相差を組み合わせた制御手法が有効である。

図 4 は、提案する FDO システムの構成を示す。図より、FFC は駆動周波数を操作するための自己調整ファジィコントローラ (F-FFC) と、位相差を操作するための自己調整ファジィコントローラ (P-FFC) からなる。各 FFC には規範位置信号 θ_r 、規範速度信号 ω_r 、規範加速度信号 α_r 、および他方の FFC の出力を入力する。図中、D は微分演算子である。F-FFC の出力は PI コントローラの出力と加算され、駆動周波数指令 f となる。一方、P-FFC の出力は回転方向に応じて符号付けされ位相差指令 ϕ となる。ここで、各 FFC の後件部変数は追従誤差信号 e_p を零収束させるように調整される。FDO も、FFC と同様に周波数ファジィ外乱オブザーバ (F-FDO) と位相差ファジィ外乱オブザーバ (P-FDO) からなる。各 FDO には、モータの回転位置 θ 、速度 ω 、加速度 α 、および他方の FDO 出力を入力する。外乱推定値は、各 FDO 出力からそれぞれの制御量を減じることによって得る。ここで、外乱推定をおこなうための FDO の制御ルールは、FFC の制御ルールと同一の制御ルールが複写される。以下、各ファジィコントローラの制御アルゴリズムを詳述する。

図 4 提案システム

Fig. 4. Block diagram of proposed two-degree-of-freedom positioning system with fuzzy controllers.

〈3・1〉 FFC 各 FFC の制御ルールは、次式のよう記述される。

$$\begin{aligned} \text{Rule : if } e_\phi \text{ is } A_i \text{ and } \theta_r \text{ is } B_j \text{ and } \omega_r \text{ is } C_k \\ \text{and } \alpha_r \text{ is } D_l \text{ then } e_f \text{ is } W_{ijkl}^f \\ \text{Rule : if } e_f \text{ is } A_i \text{ and } \theta_r \text{ is } B_j \text{ and } \omega_r \text{ is } C_k \\ \text{and } \alpha_r \text{ is } D_l \text{ then } e_\phi \text{ is } W_{ijkl}^\phi \end{aligned} \quad (1)$$

ここで、 $A_i, B_j, C_k, D_l (i, j, k, l = 0 \sim 4)$ はファジィ変数であり、 W_{ijkl}^f は F-FFC, W_{ijkl}^ϕ は P-FFC におけるシングルトンの後件部変数である。FFC は、機能上パラメータ調整部と推論部の二つの部分に分けられる。パラメータ調整部は追従誤差信号を零収束するように後件部変数をチューニングする。推論部はパラメータ調整部でチューニングされた後件部変数を用いて簡略法により操作量を推論する。

まず、推論部へは規範位置信号 θ_r 、規範速度信号 ω_r 、規範加速度信号 α_r および他方の FFC 出力の 4 つのパラメータが入力される。このとき、規範のパターンより求められる各パラメータの範囲および周波数・位相差の操作範囲より、各パラメータが正規化される。正規化された各パラメータを図 5 に示す 5 つのラベルを持つ三角形のメンバシップ関数でファジィ化する。ここで、4 つの入力に対するグレードをそれぞれ $\mu_i(m), \mu_j(m), \mu_k(m), \mu_l(m)$ とすると、制御ルールのグレード $\mu_{ijkl}(m)$ は次式のように積演算によって求められる。これは、制御ルールのグレードを入力帰属度に対して鋭敏にすることで、必要なルールの選択が明確になるためである。

$$\mu_{ijkl}^s(m) = \mu_i^s(m) \mu_j^s(m) \mu_k^s(m) \mu_l^s(m) \quad (s = f, \phi) \quad (2)$$

パラメータ調整部では、後件部変数を (2) 式で求めたグレード $\mu_{ijkl}^s(m)$ と追従誤差信号 $e_p(m)$ を用いて次の調整則によりチューニングする。

$$W_{ijkl}^s(m) = \gamma^s e_p(m) \mu_{ijkl}^s(m) + W_{ijkl}^s(m-1) \quad (s = f, \phi) \quad (3)$$

ここで、 $\gamma^s > 0$ は各 FFC の学習ゲインである。後件部変数は、ある初期値を持ち (3) 式によって更新されるが、追従誤差信号が小さくなることによって更新量も小さくなり、追従誤差信号が零収束した段階で一定値に収束する。コントローラ出力は、(2) 式および (3) 式で求められる制御ルールのグレードおよび後件部変数を用いて、次式により求められる。

$$e_s(m) = \frac{\sum \mu_{ijkl}^s(m) W_{ijkl}^s(m)}{\sum \mu_{ijkl}^s(m)} \quad (s = f, \phi) \quad (4)$$

各 FFC の後件部変数を、次の条件に従って初期化する。

$$\begin{aligned} W_{ijkl}^f(m) &= \{i, j, k, l = 0 \sim 4 : 0\} \\ W_{ijkl}^\phi(m) &= \{j, k, l : \text{don't care}, \\ &\quad i = 0 \sim 4 : -1.0, -0.5, 0, 0.5, 1.0\} \end{aligned} \quad (5)$$

ここで、F-FFCの後件部変数 W_{ijkl}^f は、零に初期化している。また、モータの駆動特性から低速時以外では位相差を操作することが適切でないと考えられる。したがって、低速時に位相差の変化がみられるようにF-FFC出力に応じて W_{ijkl}^f を決定している。

〈3・2〉 FDO FDOは、非線形な制御対象の入出力関係から、外乱入力を推定する。外乱を推定するためには制御対象の逆システムが必要となる。一般に、制御対象の逆システムを予め知ることはできないが、本システムの場合、チューニング後FFCによりフィードフォワードパス内に等価的な逆システムが(1)式の制御ルールとして構成されるため、それを直接用いることができる。すなわち、FDOの制御ルールは次式で表される。

$$\begin{aligned} \text{Rule : if } \hat{e}_\phi \text{ is } A_i \text{ and } \theta \text{ is } B_j \text{ and } \omega \text{ is } C_k \\ \text{and } \alpha \text{ is } D_l \text{ then } \hat{e}_f \text{ is } W_{ijkl}^f \quad \dots (6) \\ \text{Rule : if } \hat{e}_f \text{ is } A_i \text{ and } \theta \text{ is } B_j \text{ and } \omega \text{ is } C_k \\ \text{and } \alpha \text{ is } D_l \text{ then } \hat{e}_\phi \text{ is } W_{ijkl}^\phi \end{aligned}$$

ここで、 θ は出力位置、 ω および α は、次式で求められる近似速度および近似加速度である。

$$\omega = \frac{\tau_\omega s}{\tau_\omega s + 1} \theta \quad \alpha = \frac{\tau_\alpha s}{\tau_\alpha s + 1} \omega \quad \dots (7)$$

上式において、 τ_ω 、 τ_α はそれぞれフィルタ時定数である。FDOの各入力信号は、図5のメンバシップ関数によりファジィ化される。制御ルールの後件部は、FFCで調整された後件部の値が各サンプリングごとに逐次複写される。また、推論結果は(4)式と同様に求められる。この結果は、後件部変数の調整が進行するとともに、FDOの外乱推定精度も向上することを意味している。

図5 メンバシップ関数
Fig.5. Membership functions.

4. 実測結果

提案したシステムの有効性を確認するために、図1に示した実験システムを用いて応答特性を実測した。以下の実験においては、サンプリング・制御間隔を2[msec]、PIコントローラの比例ゲインを36.0、積分ゲインを0.1とし、さらにF-FFCの学習ゲインを1.0、P-FFCの学習ゲインを0.5としている。なお、それぞれの学習ゲインは、応答特性および誤差収束性に着目して試行錯誤により決定している。

〈4・1〉 追従特性 図6は、振幅1.0[rad]、周期1.2[sec]の二階微分可能な台形波状規範位置入力に対する無負荷時の応答特性である。図より、制御初期段階では比較的大きな追従誤差が現れているものの、チューニングによって減少していることがわかる。チューニング後には、規範入力と出力位置はよく一致しており、制御対象は主にF-FFCおよびP-FFCによって制御されていることがわかる。また、チューニング後には、規範位置のトラッキング動作時には位相差がほぼ $\pm \pi/2$ に保持され主として駆動周波数により制御されている。一方、位置決め時には、駆動周波数が上限に保持されるため位相差により制御されていることがわかる。このことは、F-FFCが主としてトラッキング時に働き、位置決め時にはP-FFCが機能していることを意味している。

図7は、チューニング過程における制御ルールの代表的な後件部変数の推移を表している。図より、後件部変数はチューニング初期段階で大きく変動した後に一定値に収束していることがわかる。

(a) Early stage of learning

(b) After learning

図6 FFCシステムの応答特性

Fig.6. Tracking performances for trapezoidal desired output under no load condition.

図8は、チューニング過程における自乗平均誤差を示している。図中、bが図6の実験に対応している。これにより、25万回(500[sec])程度ではほぼチューニングが完了し、自乗平均誤差が収束していることがわかる。また、図中aは、F-FFCのみを適用し、位相差については $\pm\pi/2$ に固定して実験を行った場合の推移である。このとき、いくつかの学習ゲインについて実験を行っているが、aは自乗平均誤差が最も小さい値となった実験結果である。これより、提案システムはF-FFCのみを用いた単独FFCシステムよりも誤差を小さくできることがわかる。さらに、cおよびdは、提案システムにおいて位相差の学習ゲインを5.0および0.01とした場合の推移である。このようにP-FFCの学習ゲインを極端に変更した場合でも自乗平均誤差に大きな差は見られず、比較的安定して誤差を減少させることができた。

次に、本システムの汎化能力を確認するために、図6に示した制御実験の後に得られた後件部変数を固定して異なる規範入力に対する応答特性を測定した。図9は、周期2.0[sec]の正弦波に振幅比0.2の3倍調波を重ねた波形を規範信号とした場合の結果である。図中、モータ回転方向変化時に誤差が大きくなるものの、最大で0.016[rad]以下であり、ある程度の汎化能力を有していることがわかる。

図7 後件部変数の推移

Fig.7. Responses of tuning parameters of both frequency and phase control rules.

図8 自乗平均誤差の推移

Fig.8. Effect of tuning gain on mean square error.

〈4・2〉 外乱抑圧特性 次に、超音波モータに長さ280[mm]、重さ430[g]のアームを取り付けて実験を行った。この結果、モータの回転位置によって負荷が変動することになる。ここで、アームが垂直に倒立する位置を零としている。また、FDOの後件部は無負荷状態で台形波規範入力に対して得られたFFCの後件部を用いる。図10は、FFCシステムとFDOシステムの追従誤差および各FDOによる外乱推定値を示す。図より、F-FDOの外乱推定値 $\hat{d}_f$ はアームが水平位置に近くなるほど値が大きくなり、また、P-FDOの外乱推定値 $\hat{d}_\phi$ は、アームを水平位置に停止させてから再び回転させる際に急激に大きくなっていることがわかる。追従誤差は、FDOを用いた場合の方がFFCのみの場合に比較して誤差を小さくできていることがわかる。この結果における自乗平均誤差は、FFCのみの場合が $1.41 \times 10^{-3}[\text{rad}^2]$ であるのに対して提案したシステムでは $1.245 \times 10^{-4}[\text{rad}^2]$ とおよそ1/10となっており、これからのFDOの有効性が確認できた。

図9 チューニング時と異なる規範入力に対する応答特性

Fig.9. Responses for different desired output.

図10 外乱負荷を与えた場合のFFCおよびFDOシステムの応答

Fig.10. Effect of FDO for disturbance input.

5. ま と め

本稿では、良好な追従特性と十分な外乱抑圧特性を両立する超音波モータ位置サーボシステムとして、FFCとFDOを用いた二自由度システムを提案している。FFCは周波数と位相差を操作量とする二つの自己調整ファジィコントローラからなり、一方のコントローラの出力を他方の入力とすることにより、操作量の適切な組み合わせが実現できる。FDOはFFCで調整されたルールを直接用いることで外乱を推定している。試作した位置サーボシステムの実測結果より以下のことが明らかとなった。

- (1) FFCは、二階微分可能な規範位置入力に対してシステムの追従特性を著しく改善できる。このとき規範位置入力に対するトラッキング動作時には主として周波数を、位置決め動作時には位相差を操作しており、両操作量の適切な組み合わせが得られている。
- (2) また、周波数と位相差の二つの自己調整ファジィコントローラの学習ゲインのバランスを変化させても、安定したチューニング結果が得られた。
- (3) 提案したFFCはチューニング時とは異なる規範位置入力に対しても有効であり、規範位置入力に対する汎化能力を有していることが確かめられた。
- (4) FDOは加えられた外乱入力を推定することが可能であり、システムの外乱抑圧特性の向上に有効であることが確かめられた。

(平成11年2月25日受付, 同11年8月4日再受付)

文 献

- (1) 秋山:「超音波モータ/アクチュエータ」トリケップス, 1986
- (2) T.Kamano, T.Suzuki, T.Kuzuhara, M.Tomizuka: "Adaptive Feedforward Control for Positioning System with Progressive Wave Type Ultrasonic Motor", Electric Machines and Power Systems, 23, 583-595, 1995
- (3) 千住・宮里・上里:「ハイブリッド制御による超音波モータの高速・高精度位置決め制御」, 電学論D, Vol.115, No.11, pp.1333-1340, 1995
- (4) 泉野・中岡:「ファジィ推論コントローラを用いた超音波モータ直接駆動位置決め制御システム」, 電学論D, Vol.115, No.11, 1347-1356, 1995
- (5) 鈴木・鎌野・安野:「ファジィ制御による超音波モータ高性能位置決めシステム」, 超音波TECHNO, Vol.7, No.10, 43-47, 1995
- (6) 福見・鎌野・鈴木・安野・片岡:「ファジィ二自由度位置決めシステムの構成法」, 電気学会論文誌, Vol.117-C, No.11, pp.1615-1622, 1997
- (7) 千住・宮里・上里:「ニューラルネットワークによる超音波モータの位置制御」, 電学論D, Vol.116, No.10, pp.1059-1066, 1996
- (8) 福田・鎌野・鈴木・安野:「周波数および位相差ニューラルネットワークを用いた超音波モータ位置サーボシステムの高精度化」, 日本AEM学会誌, Vol.6, No.4, pp.350-357, 1998

福田 耕 治 (正員) 1963年5月10日生。1988年3月豊橋技術科学大学生産システム工学専攻修士課程修了。1991年阿南工業高等専門学校制御情報工学科助手, 1998年同講師となり, 現在に至る。電気学会, 計測自動制御学会, 精密工学会, 日本AEM学会会員

鎌野 琢 也 (正員) 1957年3月1日生。1982年3月九州大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。1983年9月同研究科博士課程退学。同年10月徳島大学工学部電気工学科助手, 1989年12月電気電子工学科助教授となり, 現在に至る。電気学会, 計測自動制御学会, システム制御情報学会, 日本ロボット学会, 日本ファジィ学会会員。

安野 卓 (正員) 1968年7月1日生。1993年3月徳島大学大学院工学研究科電気電子工学専攻博士前期課程修了。1993年12月同研究科システム工学専攻博士後期課程退学。1994年1月徳島大学工学部電気電子工学科助手, 現在に至る。1993年度計測自動制御学会学術奨励賞受賞。電気学会, 計測自動制御学会, システム制御情報学会会員。

鈴木 茂 行 (正員) 1939年3月生。1966年3月徳島大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。徳島大学工学部電気工学科助手, 講師, 助教授を経て, 現在電気電子工学科教授。各種電動機の制御法, 自然エネルギー利用のための制御法の開発等の研究に従事。工学博士。電気学会, 電子情報通信学会, 計測自動制御学会, システム制御情報学会会員。