外乱推定オブザーバによる 空気圧駆動システムの位置決め制御

松 浦 貞 裕* 梅 田 善 雄*

Positioning Control of Pneumatic Drive Systems by using Disturbance Observer

Sadahiro MATSUURA Yoshio UMEDA

Pneumatic drive systems have higher power/weight ratio. So, it is easy to make a compact and lightweight robot manipulator. On the other hand, compressibility of air and very large friction, which is caused by mechanical seal, worsen the performance of positioning for a pneumatic drive system. Therefore, our goal of this study is to propose a positioning control scheme for pneumatic drive systems. In the proposed control scheme, full state feedback control and the disturbance compensator, which is composed by a disturbance observer and integral control action, are used in order to eliminate the effects of compressibility and friction. Further more, to eliminate the delay of a pneumatic servo valve, we designed the electric motor-driven servo valve which can respond very quickly. The effectiveness of the proposed control scheme and electric motor-driven servo valves is shown through experiments. As a result, by using out this method, a pneumatic drive system can be positioned at arbitrary point as fast as an electric motor does.

Dey Words : Pneumatic drive systems, Positioning control scheme, Disturbance observer, Servo valve, Full state feedback.

1. は じ め に

近年の著しいエレクトロニクスの進歩にともない、ロボットは FA では勿論、医療用や宇宙開発、さらにはホビー用に至るまで、様々な分野で広く普及している。最近では、人間が日常行っているような作業、あるいは人間と共存して行う作業等をロボットに行わせるため、ロボットの知能面の研究も盛んに行われている。しかし、現存するロボットは、非常に重く大型であるため、関節の自由度数や動作範囲にも制限が生じ、知的作業を行わせるにはソフトのみのアプローチでは限界がある。そのため、小型軽量のロボットの実現が強く要望されている。ロボットの構成要素を重量配分してみると、アクチュエ

ータとして用いられている電気モータの占める割合は大きく、アクチュエータの小型軽量化が主要課題である。そこで、我々は、電気モータに比べて出力/重量比が大きい空気圧駆動方式に着目し、電気モータに代わる新しい駆動形態の実現を目指している。

空気圧駆動方式の特徴として次のことが挙げられる。

I) 利 点

- ・出力/重量比が大きい。(電気モータの約 10 倍)
- ・力の伝達が配管一本で簡単。=伝達機構が不要
- ・クリーンで環境を汚さない。
- ・力を圧力エネルギーとして蓄積可能。
- ・圧縮性を有するため動きがなめらか。
- ・安価である。

II) 欠 点

- ・圧縮性による非線形要素が大きい。

厚稿受付 1991 年 2 月 8 日

* 松下電器産業株式会社情報機器研究所

Fig. 1 Schematic diagram of experimental apparatus

- ・空気漏れを防ぐためのシール部の摩擦が大きい。
電気モータの約100倍)
- ・弁等に動作遅れが生じる。

以上のように、空気圧駆動は小型軽量化が容易な反面、空気の圧縮性やシール部の摩擦、さらには空気の流量を制御する流量制御弁の動作遅れ等の要因で、任意の点における位置決め制御が困難とされている。これまで、シリンダ内の圧力制御を行う方式¹⁾や、弁の動作遅れを考慮して積分制御を行う方式²⁾、空気の非線形特性を補償するため圧力の仮想目標値を用いた階層フィードバック制御³⁾等が提案されているが、電気モータ並みの位置決めは達成されていない。そこで、1自由度の空気圧駆動システムで、任意の点で電気モータと同等の速度、精度で位置決め可能な空気圧制御方式を開発することを目的とした。今回、高速に応答する電気モータ駆動の空気圧流量制御弁を試作し、制御弁の動作遅れの影響を排除するとともに、圧力を含む状態量をフィードバックすることで空気の圧縮性を補償し、外乱推定オブザーバと積分動作とを併用した摩擦補償を行う空気圧位置決め制御則を提案し、電気モータと同等の速度、精度で、位置決めを実現したので報告する。

2. 空気圧駆動システム

2.1 空気圧駆動システムの構成

空気圧駆動システムは Fig. 1 に示すように、コンプレッサからの圧縮空気をレギュレータにより一定圧に保ち、これを開口面積が自由に設定できる流量制御弁を通して揺動シリンダに送る。また、逆に、シリンダ内の空

気も流量制御弁を通して大気中に排気する。揺動シリンダは Fig. 2 に示すように、固定壁と可動壁（ベーン）とで分けられた2つの空気室があり、これらの空気室の内部圧力差でベーンが駆動される。センサはベーンの回転変位量 θ を検出するロータリーエンコーダと、シリンダ内の2つの空気室の圧力 p_1, p_2 を検出する圧力センサを用いている。

2.2 空気圧駆動システムのダイナミクス

ベーンと負荷全体の慣性モーメントを J 、粘性摩擦係数を b 、ベーンの受圧面積を A 、ベーンの受圧部の中心半径を r_0 とすると、空気圧駆動システムの運動方程式は、

$$J \cdot \ddot{\theta} + b \cdot \dot{\theta} + d = A \cdot r_0 \cdot (p_1 - p_2) \quad (1)$$

となる。ここで、 d はベーンに作用する外乱(主に摩擦)である。

揺動シリンダへ流入する質量流量 G_1 と内部圧力 p_1

Fig. 2 A pneumatic rotary cylinder

Fig. 3 Air flow through the valve

との関係式は ($i=1, 2$),

$$\dot{p}_1 = \frac{\kappa \cdot R \cdot T}{v_0 + A \cdot r_0 \cdot \theta} \cdot G_1 - \frac{\kappa \cdot p_1 \cdot A \cdot r_0 \cdot \theta}{v_0 + A \cdot r_0 \cdot \theta} \quad (2)$$

$$\dot{p}_2 = \frac{\kappa \cdot R \cdot T}{v_0 - A \cdot r_0 \cdot \theta} \cdot G_2 + \frac{\kappa \cdot p_2 \cdot A \cdot r_0 \cdot \theta}{v_0 - A \cdot r_0 \cdot \theta} \quad (3)$$

と表される。ここで、 κ は比熱比、 R は気体定数、 T は大気温度、 v_0 は揺動シリンダ内部の体積の半分に配管部及び弁内部の体積を加えた基準体積である。また、流量制御弁の開口面積 s_i と弁を流れる質量流量 G_i は、

$$0.528 < \frac{p_d}{p_u} \leq 1 \text{ のとき}$$

$$G_i = s_i \cdot p_u \sqrt{\frac{2}{R \cdot T} \cdot \frac{\kappa}{\kappa - 1} \left\{ \left(\frac{p_d}{p_u} \right)^{2/\kappa} - \frac{p_d}{p_u} \right\}^{\kappa+1/\kappa}} \quad (4)$$

$$0 < \frac{p_d}{p_u} \leq 0.528 \text{ のとき}$$

$$G_i = s_i \cdot p_u \sqrt{\frac{2}{R \cdot T} \cdot \frac{\kappa}{\kappa + 1} \cdot \left(\frac{2}{\kappa + 1} \right)^{2/\kappa-1}} \\ = s_i \cdot p_u \cdot K_0 \quad (5)$$

で表される^{1)~3)}。ここで、 p_u, p_d は Fig. 3 に示すように、弁の上流側及び下流側の圧力である。

3. 空気圧制御方式

3.1 制御系の構成

制御系の構成は、まず、空気を持つ圧縮性を補償し安定化を図るため、現代制御理論に基づき、システムの内部状態である圧力情報を含めた状態フィードバック制御を行う。また、ベーンに作用する摩擦の補償は、一般的な積分制御で行うと、この摩擦が電気モータの約 100 倍以上と非常に大きいことと、弁の動作遅れ等の要因でフィードバックゲインの大きさにも制限があることから、高速な位置決めが困難である。また、弁の動作遅れを考

慮した積分制御方式が提案されているが²⁾、この方式ではサンプリング周期に制約が生じたり、さらには弁の動作遅れが一定でない場合には困難である。そこで、ベーンの回転変位量 θ と、この目標位置 θ_d との偏差の大きさ $|e_0|$ が、ある一定の正の値 ϵ より大きい、

$$|e_0| = |\theta - \theta_d| > \epsilon \quad (6)$$

の粗動時には、高速に補償するため、摩擦を打ち消す入力力を前向きに加えて直接補償し、

$$|e_0| = |\theta - \theta_d| \leq \epsilon \quad (7)$$

の精密位置決め時には、高精度な位置決めを実現するため、積分動作による摩擦補償に切り替える方式をとることとする。

3.2 空気圧駆動システムの線形化

現代制御理論に基づき状態フィードバック制御系を設計するためには、まず、非線形方程式を線形化しなければならない。非線形性の強い空気圧駆動システムで線形化による誤差を少なくするために、次のような工夫を行った。

まず、式 (4)、(5) より、弁を通る空気の流量 G_i は弁の上流側の圧力 p_u に比例するという関係がある。この関係を用いて、空気の供給時、即ち $p_u = p_s$ (供給圧力の場合のみで設計を行い、排気時には、排気時における弁の開口面積を次式のように補正することで、供給時の運動方程式と同等とみなすことができる。

$$s_i \text{ (排気時)} = s_i \cdot \left(\frac{p_s}{p_0} \right) \quad (8)$$

ここで、 p_0 は基準平衡圧力である。この基準平衡圧力は最終位置決め時に各空気室の圧力を収束させる目標値であり、弁の上流側と下流側の圧力差が十分ある、即ち式 (5) の線形領域とみなせるように設定する。するとこのとき、次の平衡点、

$$(\theta, \dot{\theta}, p_1, p_2, s_1, s_2) = (0, 0, p_0, p_0, 0, 0) \quad (9)$$

まわりで線形化を行うと、

$$\dot{p}_1 = \frac{\kappa \cdot R \cdot T \cdot K_0}{v_0} \cdot p_s \cdot s_1 - \frac{\kappa \cdot A \cdot r_0}{v_0} \cdot p_0 \cdot \theta \\ = k_1 \cdot p_s \cdot s_1 - k_2 \cdot p_0 \cdot \theta \quad (10)$$

$$\dot{p}_2 = \frac{\kappa \cdot R \cdot T \cdot K_0}{v_0} \cdot p_s \cdot s_2 + \frac{\kappa \cdot A \cdot r_0}{v_0} \cdot p_0 \cdot \theta \\ = k_1 \cdot p_s \cdot s_2 + k_2 \cdot p_0 \cdot \theta \quad (11)$$

という式が得られる。ここで、大気温度 T は一定とした。この式では、線形化により、体積変化と圧力変化の影響を無視した形となる。体積変化については、配管や弁の内部の体積も含んでいるため、線形化誤差の影響は少ないが、圧力変化による影響は大きい。そこで、次式で表される新しいパラメータ、圧力差 δp と開口面積差 δs を導入する。

$$\delta p = p_1 - p_2 \quad (12)$$

$$\delta s = s_1 - s_2 \quad (13)$$

この際、各々の圧力及び開口面積は均等に分配される、すなわち、

$$p_1 + p_2 = 2 \cdot p_0 \quad (14)$$

$$s_1 + s_2 = 0 \quad (15)$$

が成り立つとする。このパラメータ δp , δs を用いることにより、体積変化のみを無視した式に対して、

$$\begin{aligned} \delta \dot{p} &= k_1 \cdot p_s \cdot \delta s - k_2 \cdot (p_1 + p_2) \cdot \dot{\theta} \\ &= k_1 \cdot p_s \cdot \delta s - 2 \cdot k_2 \cdot p_0 \cdot \dot{\theta} \end{aligned} \quad (16)$$

となり、式 (10), (11) から導いた結果と等しくなる。したがって、圧力の変化の影響を考慮した形で線形化が可能となる。以上より、空気圧駆動システムの状態方程式は、

$$\dot{x} = A_c \cdot x + B_c \cdot u + E_c \cdot d \quad (17)$$

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{b}{J} & \frac{A \cdot r_0}{J} \\ 0 & -2 \cdot k_2 \cdot p_0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ k_1 \cdot p_s \end{bmatrix},$$

$$E_c = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$x = [\theta \ \dot{\theta} \ \delta p]^T, \quad u = \delta s$$

と表される。また、この場合、1 自由度当り 1 入力 of システムとなり、制御系の設計が容易となる利点もある。

この制御入力 δs から、実際の入力となる開口面積 s_1 , s_2 への分配は、式 (13), (15) より、

$$s_1 = -s_2 = \frac{\delta s}{2} \quad (18)$$

のように均等に分配する。ただし、式 (18) の入力では各シリンダ内の圧力は制御不可能であるため、弁の上流側と下流側の圧力差が十分あるように維持できない。そ

こで、圧力フィードバックの部分は圧力 p_i ($i=1, 2$) を基準平衡圧力 p_0 に収束させる為に、式 (12), (14) より、

$$\frac{\delta p}{2} = (p_1 - p_0) = -(p_2 - p_0) \quad (19)$$

として分配する。以上の構成法により、 θ を θ_d に近づけると共に、圧力を基準平衡圧力 p_0 に収束させることができ、制御性を維持することが可能である。

3.3 粗動時の制御

粗動時の制御入力 u は、状態フィードバックによる入力 u_f と外乱補償入力 u_h に分けて、

$$u = u_f + u_h \quad (20)$$

$$u_f = k_p \cdot (\theta_d - \theta) - k_v \cdot \dot{\theta} - k_{pr} \cdot \delta p \quad (21)$$

$$u_h = k_d \cdot d \quad (22)$$

とする⁴⁾。ただし、 $k_c = [k_p \ k_v \ k_{pr}]^T$ は状態フィードバックゲイン、 k_d は外乱補償ゲインである。

この様に、外乱を直接補償する制御方式を用いる場合、関節に作用する摩擦等の外乱 d は測定不可能であるため、いかに高速かつ高精度に外乱を推定できるかがポイントとなる。外乱を推定するオブザーバとして、これまで、外乱 d をステップ状と仮定し、制御対象の線形化モデルに外乱 d を含めた拡大システムを用いる構成法が提案されている^{4)~6)}。したがって、制御系の入力（この場合 δs ：開口面積差）とオブザーバの入力は等しくするのが一般である。しかし、空気圧駆動システムの場合、空気の圧縮性や弁の動作遅れ等の空気の非線形特性を有するため、推定精度が悪いと予想される。そこで、ロボットアームの機構部分のみ方程式（式 (1)）を用いて、測定した圧力差 δp を入力とするオブザーバを構成することにする。すなわち、外乱 d を含んだ拡大システムは、

$$\dot{x}_e = A_e \cdot x_e + B_e \cdot u_e \quad (23)$$

$$y = C_e \cdot x_e = [1 \ 0 \ 0] \cdot x_e \quad (24)$$

Fig. 4 Simulation result (observer input= δs)

Fig. 5 Simulation result (observer input= δp)

$$A_e = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{b}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_e = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{A \cdot r_0}{J} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$x_e = [\theta \ \dot{\theta} \ d]^T, u_e = \delta p$$

となる。これを用いて、外乱推定オブザーバは次のように構成できる。

$$\hat{\dot{x}}_e = A_e \cdot \hat{x}_e + B_e \cdot u_e + k_e \cdot (y - C_e \cdot \hat{x}_e) \quad (25)$$

ここで、 $\hat{x}_e$ は x_e の推定値、 k_e はオブザーバゲインである。この提案したオブザーバの構成法と、従来の構成法との比較をするために、シミュレーションを行った。それぞれのシミュレーション結果を Fig. 4, 5 に示す。なお、 $\hat{d}$ は外乱 d の推定値である。

Fig. 4, 5 より、 δs を入力としたオブザーバでは、外乱の推定値が空気非線形要素の影響で振動しており推定精度が悪いが、提案した δp を入力として構成したオブザーバでは、外乱の推定精度が大幅に向上しており、この構成法の有効性が確認できる。

3.4 精密位置決め時の制御

3.3 節で提案したオブザーバにより高速な応答は可能となるが、オブザーバは原理的に推定遅れや推定誤差を含むため電気モータ並の位置決め精度は困難である。そこで、精密位置決め時には積分制御による高精度位置決めに切り替えることにした。積分制御は、まず、式(17)の状態方程式をサンプリング時間 T で離散化したシステムから、

$$x_I(i+1) = A_I \cdot x_I(i) + B_I \cdot u_I(i) \quad (26)$$

$$A_I = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & & & \\ 0 & & A_d & \\ 0 & & & \end{bmatrix}, B_I = \begin{bmatrix} 0 \\ & & & \\ & & B_d & \end{bmatrix}$$

$$x_I(i) = [z(i) \ \theta(i) \ \dot{\theta}(i) \ \delta p(i)]^T, u_I(i) = \delta s(i)$$

となる積分項 $z(i)$ を含む拡大システムを構成する。ここで、 A_d, B_d は式(17)の A_e, B_e を離散化した行列である。この拡大システムにより状態フィードバック制御を行うと、制御入力 $u_I(i)$ は、

Fig. 6 Electric motor-driven servo valve

$$u_I(i) = k_I \cdot z(i) + k_p \cdot \{\theta_d - \theta(i)\} - k_v \cdot \dot{\theta}(i) - k_{pr} \cdot \delta p(i) \quad (27)$$

となる。ただし、 $k_{ci} = [k_I k_p k_v k_{pr}]^T$ は状態フィードバックゲインである。

ここで、滑らかな切り替えを行うため、次のような工夫を行った。切り替え時刻 $t_1 (= i_1 \cdot T)$ で、外乱推定オブザーバで推定した推定外乱 $\hat{d}(i_1)$ と積分項 $z(i_1)$ との関係が、

$$k_d \cdot \hat{d}(i_1) = k_I \cdot z(i_1) = C \quad (28)$$

となると仮定する。そこで、この C を積分初期値として切り替えることにする。即ち、式(27)の制御入力 $u_I(i)$ を、

$$u_I(i) = k_I \cdot \sum_{n=i_1}^i \{\theta_d - \theta(n)\} + C + k_p \cdot \{\theta_d - \theta(i)\} - k_v \cdot \dot{\theta}(i) - k_{pr} \cdot \delta p(i) \quad (29)$$

とした。この方式により、切り替え時の振動を抑えることが可能となる。

4. 電気モータ駆動弁

4.1 電気モータ駆動弁の構成

3章で提案した制御方式を用いて電気モータと同等の速度で位置決め制御を行うためには、弁の開口面積 s からシリンダの位置 θ までの制御帯域が 5~7 [Hz] 以上必要である。すると、流量制御弁の帯域は、この約5倍の 30 [Hz] 以上は必要となる。しかし、一般的な流量制御弁はリターンパネや、大きなインダクタンスを有する電磁コイルを用いているため制御帯域はこれほど大きくとれない。そのため、弁のダイナミクスを考慮した制御方式も考えられるが¹⁰⁾、この方式も限界がある。そこで、ここでは Fig. 6 に示すような高速に応答する電気モータ駆動の流量制御弁を試作した。電気モータの駆動

Fig. 7 Static characteristic of the servo valve

Fig. 8 Characteristic of electric motor

軸に取り付けられたリンクでポート1を開閉することにより空気の流量を制御する構成である。

4.2 電気モータ駆動弁の静特性

試作した電気モータ駆動弁における電気モータの回転量 ϕ と、測定した流量 G から逆算した有効開口面積 s との関係は、Fig. 7に示す様にはほぼ比例関係があるといえる。これは、電気モータの回転量 ϕ が小さい範囲では、有効開口面積 s が幾何学的な関係より次式で近似できるためである。

$$s = 2 \cdot \pi \cdot \lambda \cdot r_v \cdot l_v \cdot \phi \quad (30)$$

ここで、 l_v はモータ軸とポート1の中心間の距離、 r_v はポート1の半径、 λ は流量損失定数である。

4.3 電気モータ駆動弁の動特性

電気モータ駆動弁の運動方程式は、電気モータと負荷全体の慣性モーメントを J_v 、粘性摩擦係数を b_v 、入力トルクを τ とすると、

$$J_v \cdot \ddot{\phi} + b_v \cdot \dot{\phi} + d_v = \tau \quad (31)$$

とかける。ここで、 d_v はモータの不感帯やOリングの摩擦等の外乱である。今、電気モータの入力トルク τ とモータの一定回転速度 $\dot{\phi}$ との間には、Fig. 8の様な関係が得られるので、電気モータへの外乱 d_v はほぼ一定と考えられる。したがって、電気モータの入力トルク τ を外乱のないシステムでの入力 τ_0 を用いて、

$$\tau = \tau_0 + |d_v| \cdot \text{sgn}(\tau_0) \quad (32)$$

とすることで、電気モータ駆動弁の運動方程式は、

$$J_v \cdot \ddot{\phi} + b_v \cdot \dot{\phi} = \tau_0 \quad (33)$$

となる。そこで、電気モータの回転量 ϕ を設定した目標回転量 ϕ_d になるように、入力 τ_0 を、

$$\tau_0 = f_p \cdot (\phi_d - \phi) - f_v \cdot \dot{\phi} \quad (34)$$

と構成する。ここで、 f_p 、 f_v はフィードバックゲインであり、弁の帯域を30 [Hz]以上にするために、閉ループ系の極 p_v を離散時間系（サンプリング時間 $T=2$

Fig. 9 Bode diagram for the servo valve

[msec]) で、

$$p_v = 0.64 \pm 0.20 j \quad (35)$$

に極配置をして求めた。この時の閉ループ系の周波数特性をFig. 9に示す。図より約30 [Hz]まで電気モータが追従しており、この制御弁が必要な動特性を有していることが確認できる。

5. 実験結果

以上の方式を用いて、空気圧駆動システムの実験を行った。実験条件は、目標位置 θ_d を60 [deg]とし、供給圧力を0.6 [MPa]（絶対圧）とした。また、サンプリング時間 T は2 [msec]とし、状態フィードバックゲイン k_c およびオブザーバゲイン k_e は式(17)、(23)、(24)を離散化したシステムを用いて次のように求めた。状態フィードバックゲイン k_c はダンピング比を0.8、2%整定時間が0.2 [sec]となるように、離散時間系での閉ループ系の極 p_c を、

$$p_c = [0.94, 0.95 \pm 0.034 j] \quad (36)$$

として、極配置法により求め、オブザーバゲイン k_e は離散時間系の極 p_e を、

$$p_e = [0.89, 0.91 \pm 0.002 j] \quad (37)$$

に極配置して求めた。さらに、積分動作の状態フィードバックゲイン k_{ci} は式(26)より、離散時間系の極 p_I を、

$$p_I = [0.91, 0.94, 0.95 \pm 0.034 j] \quad (38)$$

Fig. 10 Experimental result (Step response curve)

Fig. 11 Experimental result (Magnified Fig. 10)

に極配置して求めた。また、式(6)、(7)の ϵ は、

$$\epsilon = 0.45 \text{ [deg]} = 30 \text{ [Pulse]} \quad (39)$$

とした。この時の実験結果を Fig. 10~12 に示す。

Fig. 10 はアームの応答波形で、Fig. 11 はこの目標位置近傍の拡大図、Fig. 12 は20回の繰り返し実験を行った際に、エンコーダの1パルス以内の位置決めに必要な時間 t_s をヒストグラムで表したものである。以上の図から、20回の繰り返し実験により、平均 0.47 [sec]、最大 0.61 [sec] で目標位置から1パルス以内に到達しており、電気モータと同等の性能であることがわかる。以上より、高速に応答する電気モータ駆動弁と、提案した空気圧位置決め制御則の有効性が確認できる。

6. お わ り に

空気圧駆動システムにおいて、高速に応答する電気モータ駆動の空気圧流量制御弁を用いて弁の動作遅れの影響を排除し、現代制御理論に基づき状態フィードバック制御を行い空気圧駆動システムの安定化を図るとともに、測定した圧力差 δp を入力とした外乱推定オブザーバを用いて、関節に作用する外乱を推定し直接補償する外乱補償と、積分動作による外乱補償とを併用することで、任意の位置で電気モータ並の高速かつ高精度な位置決め

Fig. 12 The settling time ($|e_0| \leq 1$ encoder pulse) in repetitive positioning

制御が実現できた。これにより、空気圧の欠点であった制御性の悪さを克服し、空気圧機器の用途が拡大されると思われる。

参 考 文 献

- 1) 花房, 則次, “空気圧シリンダの高精度位置決めのための圧力制御方式”, 日本機械学会論文集 (C), 47 巻, 415 号, 1981.
- 2) 則次, 和田, 伴野, “電空制御弁の動作遅れを考慮した空気圧サーボ系の最適制御”, 計測自動制御学会論文集, Vol.24, No.5, 1988/5.
- 3) S. Kawamura, K. Miyata, H. Hanafusa and K. Ishida, “PI TYPE HIERARCHICAL FEEDBACK CONTROL SCHEME FOR PNEUMATIC ROBOTS.”, Proc. of 1989 IEEE International Conference on Robotics and Automation.
- 4) 木村, “制御系の設計論と設計法 (I)”, システム制御とチュートリアル講座「制御工学へのガイド・ライン」, 1985.
- 5) 大石, 大西, 宮地, “状態観測器を用いた他動直流機の制御法”, 電気学会論文誌B, Vol.104, No.6, 1984.
- 6) 駒田, 大西, “関節の加速度コントローラによるロボットのモーションコントロール”, 日本ロボット学会誌, 8巻3号, 1989.
- 7) 松林, 梅田, 大島, 松浦, “空気圧駆動システムの高速度高精度位置決め制御”, 日本機械学会関西支部第64期定期総会講演会講演概要集, No.894-2, 1989.
- 8) 松浦, 高祖, 大島, 梅田, “空気圧駆動による2自由度マニピュレータの位置決め制御”, 第33回システム制御情報学会研究発表講演会講演論文集, 1989.
- 9) 松浦, 高祖, 梅田, “2自由度空気圧駆動マニピュレータの試作と制御”, 日本ロボット学会第7回学術講演会予稿集, 1989/11.
- 10) Y. Umeda, S. Matsuura and H. Koso, “Positioning Control of a Pneumatic Drive Manipulator.”, JAPAN-U.S.A. SYMPOSIUM ON FLEXIBLE AUTOMATION, 1990/7.
- 11) 松浦, 高祖, 新谷, 梅田, “電気モータ駆動弁を用いた空気圧駆動システムの位置決め制御”, 日本ロボット学会第8回学術講演会予稿集, 1990/11.