学術・技術論文

外乱オブザーバを用いた空気式パラレル マニピュレータのインピーダンス制御

則 次 俊 郎* 高 岩 昌 弘*

Impedance Control of Pneumatic Parallel Manipulator Using Disturbance Observer

Toshiro Noritsugu* and Masahiro Takaiwa*

In order to make a robot perform a contact task with an environment, robot must have an enough skillfulness and compliance simultaneously. Parallel manipulator has attracted an interest because of its features such as a multiple d.o.f. for its compact mechanism which is available for complicated tasks. In the meanwhile pneumatic actuator has a high power/weight ratio and an inherent compliance function due to the air compressibility which makes it possible to perform a minute force regulation. In this paper we apply an impedance control to the prototype of parallel manipulator driven by pneumatic cylinders and its control performances are investigated.

There are 2 general impedance control strategies, one is force based type and the other is position based one. In the former one the influence of manipulator's dynamics such as inertia force and damping one affect on the control variable directly, while in the latter one applied external force works as a disturbance. Therefore we construct both types of control system based on the pressure control system to kill out the influence of these disturbances which are estimated with a dimension of a pressure by using a disturbance observer. Moreover we comprise an simplified position based impedance control system. The control performances are compared among the proposed three control systems analytically and the validity of them are proved by some experiments.

Key Words: Parallel Manipulator, Pneumatic Servo System, Impedance Control, Pressure Control, Disturbance Observer

1. 緒 言

環境との接触を伴う作業を行うロボットの手先には、複雑な運動にも対応できる自由度と、接触力の微細な制御や衝突反力の吸収に必要とされる柔軟性が要求される。

近年、産業界において注目されているパラレルマニピュレータは、コンパクトな構造ながら多自由度を有し、可動部の慣性も小さいため、手先の微細な運動が要求される作業に適している。一方、空気圧シリンダは、高い出力/重量比を有すると同時に、それ自身空気の圧縮性に起因する低剛性特性を持つため、パラレルマニピュレータのアクチュエータとして使用すれば、本質的にコンプライアントな小型マニピュレータが実現できる。このようなマニピュレータは、近い将来必要となるであろう人間を相手にするような作業において特に重要となる。

このような作業を効率よく運用するには、位置や力のみでなく、位置と力の動的な関係である機械インピーダンスを積極的に制御する必要が生じる [1]。パラレルマニピュレータのパッシブなインピーダンス特性については前田ら [2] により解析され、

挿入作業に与える効果等が報告されている。しかし、パラレルマニピュレータのインピーダンス特性をアクティブに制御した例はほとんど見当たらない。

本研究では空気圧シリンダをアクチュエータとするパラレルマニピュレータにインピーダンス制御系を構成する。まず、従来どおり力ベース型、および位置ベース型インピーダンス制御系を構成する。前者ではマニピュレータの運動に伴い、その慣性力や粘性力等が制御量であるマニピュレータ発生力に直接影響を及ぼす。また、後者の場合は印加された外力が内部の位置制御系に外乱として作用する。よって、制御性能向上にはこれらの影響を効果的に低減する制御法の開発が必要である。そこで、従来より提案されている外乱オブザーバ [3] の考えを利用して、圧力制御を主体とする制御法 [4] を適用する。また、位置ベース型を改良した、制御アルゴリズムが単純な簡易位置ベース型制御法について、その有効性を検討する。

これらの制御手法について、設定インピーダンスの実現性能を理論的に解析し、解析の妥当性を実験により検証することで、提案する手法の有効性と接触作業における本マニピュレータの実用の可能性を示す。

原稿受付 1997 年 10 月 14 日

*岡山大学工学部システム工学科

*Faculty of Engineering, Okayama University

Fig. 1 Schematic diagram of parallel manipulator

Table 1 Work space of manipulator

x	y	z
-26.2 ~ 26.3 [mm]	-22.9 ~ 22.9	-26.6 ~ 26.6

(a) horizontal direction

ϕ	θ	ψ
-0.215 ~ 0.215 [rad]	-0.128 ~ 0.113	-0.130 ~ 0.130

(b) rotational direction

2. 空気式パラレルマニピュレータ

2.1 マニピュレータの概要

Fig. 1 に試作した空気式パラレルマニピュレータの概観を示す。各リンクにはベロフラムシリンダ（内径 31.5 [mm]，ストローク 35 [mm]）を使用する。各シリンダのピストンロッドがストローク中央のときのプラットフォーム中心点をベース座標系の原点とし、その姿勢を基準姿勢とする。手先位置 x, y, z は原点からの変位であり、姿勢 ϕ, θ, ψ はロール、ピッチ、ヨー角を用いて表される。これらをまとめて手先ベクトル $h = [x, y, z, \phi, \theta, \psi]^T$ とする。また、ピストン変位ベクトル $\ell = [\ell_a, \ell_b, \dots, \ell_f]^T$ とおく。パラレルマニピュレータでは、手先ベクトルからピストン変位への写像である逆運動学が次式のように解析的に求まる。

$$\ell = I_{nv}(h) = [I_{nv a}(h), I_{nv b}(h), \dots, I_{nv f}(h)]^T \quad (1)$$

また、プラットフォーム中心に取り付けられた 6 軸力/トルクセンサにより検出される力/トルクベクトルを $f_p = [f_x, f_y, f_z, \tau_\phi, \tau_\theta, \tau_\psi]^T$ とし、リンクに作用する力ベクトルを $f_\ell = [f_a, f_b, \dots, f_f]^T$ とする。

新井の方法 [5] により、基準姿勢において原点での発生力/トルクの一様性を考慮して設計した結果、上部プラットフォームの径は下部ベース部の径の 2 倍となり、特徴的な形状を有する。可動範囲を Table 1 に示す。

Fig. 2 に空気圧駆動回路を示す。ロッド側シリンダ室は一定圧力供給源（ $p_2 = 236$ [kPa]）に接続され、ヘッド側シリンダ室内圧力 p_1 はパルス幅変調制御方式（搬送周波数 50 [Hz]）で駆

Fig. 2 Pneumatic driving circuit

動される 3 ポートオンオフ電磁弁により調整される。供給圧力 p_s は 490 [kPa] とする。ピストンロッドの変位はシリンダに取り付けたポテンシオメータ（分解能 12.2 [μ m]）で測定され、ヘッド側シリンダ室内圧力は圧力センサ（分解能 0.15 [kPa]）で検出される。コンピュータで計算されたデューティ比に相当する制御信号 u は 12 ビットの分解能で弁駆動回路に入力される。制御信号は搬送周波数に同期させ、サンプリングタイムは 20 [ms] とする。

2.2 空気圧駆動部のモデル化

マニピュレータが基準姿勢となるピストン位置近傍において、空気圧駆動部の線形化モデルを導出する。

制御信号 u と制御弁開口面積は比例すると仮定すると、ピストンの運動方程式およびシリンダ室内の状態方程式は次式で与えられる。

$$p_1 A_1 - p_2 A_2 = m \frac{d^2 \ell}{dt^2} + b \frac{d\ell}{dt} + f_d + f_\ell \quad (2)$$

$$T_p \frac{dp_1}{dt} = -p_1 + K_p u - K_v \frac{d\ell}{dt} \quad (3)$$

ここで、 A_1, A_2 ：ヘッド側およびロッド側シリンダ室有効断面積、 p_1, p_2 ：ヘッド側およびロッド側シリンダ室内圧力、 m ：等価慣性質量、 b ：粘性摩擦係数、 f_d ：重力、クーロン摩擦力およびリンク間干渉力の合計、 f_ℓ ：手先に作用する外力が等価的にリンクに及ぼす力、 ℓ ：ピストン変位、 K_p, K_v ：それぞれ、圧力に及ぼす制御信号およびピストン速度の影響を表す係数、 T_p ：圧力 p_1 の u に対する応答の時定数である。

3. インピーダンス制御系の構成

ラプラス変換後の変数を大文字で表すとすると、インピーダンス制御とは、式 (4) に示すように、マニピュレータに作用した外力/モーメント F_p と、これにより生じた位置/姿勢の目標値からの偏差 $H_r - H$ の比が設定した機械インピーダンス I_{mp} となるように位置/姿勢、もしくは力/トルクを制御することである。前者は位置ベース型、後者は力ベース型と呼ばれ、それぞれ、内部に位置制御系、および力制御系を構成することで、式 (4) の関係を実現する。

$$F_p = I_{mp}(H_r - H) = (Ms^2 + Bs + K)(H_r - H) \quad (4)$$

Fig. 3 Force based impedance control system

ここで、 M, B, K はそれぞれ、設計者が設定する、慣性、粘性、および剛性行列であり、 $M = \text{diag}\{M_i\}$ 、 $B = \text{diag}\{B_i\}$ 、 $K = \text{diag}\{K_i\}$ 、 $i = x, y, \dots, \psi$ である。以後に示すブロック線図において、各変数はラプラス変換された状態変数ベクトルであり、各ブロックは内部の要素を対角成分とする伝達関数行列を示す。簡単のためラプラス変換を表す (s) は省略する。

3.1 カベース型インピーダンス制御系の構成

Fig. 3 にカベース型インピーダンス制御系を示す。手先の位置・姿勢の偏差 $H_r - H$ に設定インピーダンスモデル I_{mp} をかけ、手先の目標力/トルク F_{pr} を生成する。一般にパレラレルマニピュレータでは H は解析的に求められないため、本研究では収束計算を用いてオンラインで算出している。続いて次式に示す仮想仕事の原理より、リンクあたりの目標力 F_{lr} に変換し、各リンク独立に力制御系を構成する。

$$f_p = J^T f_l \quad (5)$$

ここで、 J はヤコビ行列であり、次式に示すように、式 (1) の両辺を時間微分することにより得られる。

$$\frac{dl}{dt} = \frac{\partial I_{nv}(h)}{\partial h} \frac{dh}{dt} = J(h) \frac{dh}{dt} \quad (6)$$

通常、力制御系を構成する場合、マニピュレータに作用する力/トルクの目標値からの偏差 $F_{pr} - F_p$ から各リンクの力偏差 $F_{lr} - F_l$ に変換し、適当な制御器 (PI 制御器等) を用いて制御入力を算出するのが一般的と思われるが、重力、摩擦力のほかに、慣性力、粘性力等のマニピュレータの運動に起因する力が直接制御量 F_l に現れるため、これら外乱を積極的に低減することを考える。

本研究では、従来より提案している圧力制御を主体とする手法を用いる。まず、圧力 P_1 から F_l までの伝達部 (この場合、ヘッド側シリンダ室有効断面積 A_1) に対して、外乱オブザーバ [3] を応用する。式 (2) より、推定外乱 $D (= F_l/A_1 - P_1)$ は次式のように表される。

$$D = -\frac{P_2 A_2}{A_1} - \frac{(ms + b)sL}{A_1} - \frac{F_d}{A_1} \quad (7)$$

次に、 D を補償する圧力を生成する。圧力応答においてはピストン速度の影響が外乱として作用し、また、制御信号 U から圧力 P_1 までの伝達部には、通常、無視できない非線形性が存在する。よって、圧力制御系にも外乱オブザーバを導入し、外乱として作用するピストン速度の影響の低減と、圧力伝達部に存在する非線形性の補償を行う。

両外乱オブザーバが理想的に機能した場合、 P_r から F_l までの伝達関数は $K_{pn}^{-1} P_{pn} A_1$ となる。コントローラ C_0 はこのダイナミクスをキャンセルするために挿入されており、その結果、 $F_l = F_{lr}$ となり、式 (4) の関係が実現される。

3.2 位置ベース型インピーダンス制御系の構成

Fig. 4 に位置ベース型インピーダンス制御系を示す。手先に作用する力/トルク F_p に設定インピーダンスの逆モデルをかけてフィードバックし、内部に位置制御系を構成する [6]。 (a) は内部の位置制御系を関節サーボに基づいて設計した場合、 (b) は手先座標に基づいて構成した場合である。 (a)、 (b) 共に、先述した圧力制御系に基づいて設計されており、圧力制御系への補償入力として、圧力 P_1 からピストン速度 sL までの伝達部に応用した外乱オブザーバによる推定外乱がフィードバックされる。両外乱オブザーバが理想的に機能した場合、 P_r から sL までの伝達特性は

$$sL = K_{pn}^{-1} P_{pn} P_{kn} P_r = \frac{1}{1 + T_{pn}s} \frac{A_1}{m_n s + b_n} P_r \quad (8)$$

となり、両外乱オブザーバのノミナルモデルの積で近似される。今、ノミナルモデル P_{pn} 、 P_{kn} のうち、どちらか一方の時定数は無視できるほど小さく設定できると仮定する。

(a) の場合、ピストン変位が満たすべき閉ループ特性を次式の二次系とおく。

$$\frac{L}{L_d} = G_m = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (9)$$

変形して、

$$sL = \frac{\omega_n^2}{s + 2\zeta\omega_n} (L_d - L) \quad (10)$$

Fig. 4 Position based impedance control system

式 (8) に代入して sL を消去すると、目標圧力 P_r は P_{kn}, P_{pn} のうち無視できない方のダイナミクスを考慮して、仮想位置偏差 $L_d - L$ より次式に示すコントローラ C_1 を介して得られる。

$$T_{pn} \ll m_n/b_n : \quad C_1 = \frac{\omega_n^2(m_n s + b_n)}{(s + 2\zeta\omega_n)A_1} \quad (11.a)$$

$$m_n/b_n \ll T_{pn} : \quad C_1 = \frac{\omega_n^2(1 + T_{pn}s)b_n}{(s + 2\zeta\omega_n)A_1} \quad (11.b)$$

式 (9) において、 ω_n, ζ が各リンク間で等しく設定され、かつ式 (1) に示す逆運動学関数が線形とみなせる場合、 H_d か

ら H までの特性も G_m で与えられる。よって、位置制御部のダイナミクスを補償するために、 G_m^{-1} を H_r と F_p にかけている。この場合、 H_r を微分することになるが、 H_r の未来値を使用できるとする。この結果、環境に拘束されない自由空間 ($F_p = 0$) においては、追従遅れなしの軌道制御 ($H_r = H$) が達成され、拘束空間においては式 (4) に示す設定インピーダンスが実現される。

Fig. 4 (b) の場合も基本的な設計概念は同じである。この場合は、次式に示す閉ループ特性を手先のベクトル空間において実現することを考える。

$$\frac{H}{H_d} = G_h = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (12)$$

変形して,

$$sH = \frac{\omega_n^2}{s + 2\zeta\omega_n}(H_d - H) = C_2(H_d - H) \quad (13)$$

となり, 式 (12) を満足する望ましい手先速度は手先位置偏差 $H_d - H$ からコントローラ C_2 を介して得られる. さらに, 望ましい手先速度は式 (6) よりヤコビアン $J(h)$ を介して望ましいリンク速度に変換される. よって, Fig. 4 (a) に示す制御法と同様に, 望ましいリンク速度を実現するための目標圧力 P_r を両ノミナルモデル P_{kn}, P_{pn} の時定数の大小により, 次式のコントローラ C_3 を介して算出する.

$$T_{pn} \ll m_n/b_n : \quad C_3 = \frac{m_n s + b_n}{A_1} \quad (14.a)$$

$$m_n/b_n \ll T_{pn} : \quad C_3 = \frac{(1 + T_{pn}s)b_n}{A_1} \quad (14.b)$$

P_r 以降の制御部は Fig. 4 (a) と同じである.

本マニピュレータでは構造上逆運動学特性がほぼ線形とみなせ, その結果, Fig. 4 に示す制御系の位置制御部は (a), (b) とほぼ等しい制御性能を有することが確認されている [6].

3.3 簡易位置ベース型インピーダンス制御系の構成

制御アルゴリズムはより簡易なものに越したことはない. 本研究では新たに簡易位置ベース型インピーダンス制御系を提案する. ブロック線図を Fig. 5 に示す. これは, 以下のようにして構成される. 式 (4) を次式のように変形すれば, マニピュレータの目標速度 sH が導かれる.

$$\left\{ \left(H_r \frac{Ms^2 + Bs + K}{K} - H \right) K - F_p \right\} \frac{1}{Ms + B} = sH \quad (15)$$

よって, sH 以降を Fig. 4 (b) に示す制御系と同様に構成することで, Fig. 4 に示す制御系と同様に, 理想的には自由空間における目標軌道追従性 ($H_r = H$) と, 拘束空間におけるインピーダンス制御性能が保証される. 本制御系は, Fig. 4 (b) に示す制御系において, 位置制御部の設定モデル G_h を

$$G_h^{-1} = \frac{Ms^2 + Bs + K}{K} \quad (16)$$

となるように設定した場合と同値である. Fig. 4 (b) と比較して, F_p は直接フィードバックされるため, 制御アルゴリズムの計算時間が短縮される. 本制御系は位置制御部の特性を設定インピーダンスモデルで代用することで簡易化をはかるものであるが, インピーダンスパラメータを設定すると外乱として作用する外力から制御量までの特性も一意に決定されるため, 設計の自由度は低下する.

3.4 設定インピーダンスの実現精度

3.4.1 カベース型の場合

Fig. 3 に示す制御系において, 設定インピーダンスの実現精度を検討する. C_0 により P_r から F_l までの伝達関数が補償さ

れていると仮定すると, 各リンクにおける入出力特性は,

$$F_l = F_{lr} - \beta_f sL = F_{lr} - \beta_f JsH \quad (17)$$

$$\beta_f = (1 - Q_k G_p)(ms + b)$$

となる. 簡単のため, 圧力制御系の閉ループ伝達関数を G_p で示し, また, $F_d = 0$ としている. Fig. 3 より,

$$F_{lr} = J^{-T} I_{mp}(H_r - H) \quad (18)$$

であるから, 式 (17) へ代入して式 (5) を考慮すると, 次式を得る.

$$F_p = I_{mp}\{H_r - H(I + I_{mp}^{-1}J^T J\beta_f s)\} \quad (19)$$

ここで, 実現精度の指標として ID_f を導入する.

$$ID_f = I + I_{mp}^{-1}J^T J\beta_f s \quad (20)$$

$$= I + I_{mp}^{-1}J^T J(1 - Q_k G_p)(ms + b)s$$

ID_f の周波数特性ができるだけ高周波数域まで 1 となるほど, 設定インピーダンスは高周波数域まで実現される. また, 式 (19) より, 外力に拘束されない空間 ($F_p=0$) では, 位置制御系の閉ループ伝達関数は ID_f^{-1} で与えられる. 位置制御性能の観点からも $ID_f = 1$ が望ましい. 式 (20) より, 高インピーダンスに設定するほど $ID_f = 1$ となり安く実現精度の向上が期待できるが, Fig. 3 よりループゲインが増大し, 安定性の低下が予想される.

3.4.2 位置ベース型の場合

Fig. 4 (a) に示す制御系における設定インピーダンスの実現精度を調べる. 各リンクの入出力特性は

$$L = \alpha L_d - \beta_p F_l \quad (21)$$

$$\beta_p = \frac{s + 2\zeta\omega_n}{b_n(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)}(1 - Q_k G_p)$$

と表される. ここで, α は閉ループ伝達関数であり, 理想的には式 (9) で与えられる. 式 (5) と逆運動学 I_{nv} の線形性を仮定すると, 式 (21) は

$$I_{nv}(H) = \alpha I_{nv}(H_d) - \beta_p J^{-T} F_p = I_{nv}(\alpha H_d) - \beta_p J^{-T} F_p \quad (22)$$

と表される. 一方, Fig. 4 より,

$$H_r - I_{mp}^{-1}F_p = G_m H_d \quad (23)$$

今, $\alpha = G_m$ が成立しているとし, 式 (22) に代入し, $G_m H_d$ を消去すると,

$$I_{nv}(H_r - I_{mp}^{-1}F_p) - I_{nv}(H) = \beta_p J^{-T} F_p \quad (24)$$

I_{nv} の線形性と式 (6) より, 式 (24) の左辺は,

$$I_{nv}(H_r - I_{mp}^{-1}F_p) - I_{nv}(H) = J(H_r - I_{mp}^{-1}F_p - H) \quad (25)$$

よって, 式 (24) は

$$J[H_r - H - I_{mp}^{-1}\{I + (J^T J)^{-1}I_{mp}\beta_p\}F_p] = 0 \quad (26)$$

定インピーダンスの実現精度と系の安定性の比は、Fig. 4 (b) の位置制御部に設定したモデル G_h の固有周波数 ω_n と設定インピーダンスモデル I_{mp} の固有周波数 $\sqrt{K/M}$ の大小により左右される。

今、実現すべきインピーダンスパラメータが $\sqrt{K/M} < \omega_n$ の関係にあるとしよう。式 (32)(33) より、設定インピーダンスの実現精度は Fig. 4 (b) の方がよいが、高周波数域で $|R| < 1$ となるため、Fig. 5 の方が高周波数域におけるループゲインが小さく、Fig. 4 で実現できなかったインピーダンスパラメータでも安定に実現できる可能性がある。

4. 実験結果および考察

4.1 カベース型インピーダンス制御系

Fig. 3 に示す制御系において、まず、設定インピーダンスの実現精度を示す指標 ID_f のゲイン線図を Fig. 7 に示す。Fig. 7 (a) (b) はそれぞれ、 K および M を種々に変化させた場合である。ヤコビアンはマニピュレータが基準姿勢となるとき値を用いた。また、各制御パラメータを Table 2 に示す。(b) の $M = 650$ [kg] の場合が最も高周波数域まで実現精度がよいことが予想されるが、その他の場合は共振的またはバンド幅が狭く、実現精度および位置制御性能の両観点から満足のいく性能を得ることは容易でないことが伺える。

Fig. 8 は、目標位置 H_r を原点に設定し、 Z 軸方向に種々の周波数で加振したときの、外力と位置偏差の比を FFT 解析したものである。Fig. 8 (a) (b) (c) はそれぞれ M , B , K を種々に変化させた場合である。なお、実験は、Fig. 3 に示す制御系において、伝達関数 I_{mp} のプロパ性を保証するために、二次のフィルタ $E = 1/(1 + T_t s)^2$ を I_{mp} にかけて行った。また、その時定数は系の安定性を考慮して $I_{mp}E$ の高周波ゲインが一定 ($M/T_t^2 = \text{一定}$) となるように選んでいる。図中、実線は $|I_{mp}E|$ を、点線は実現性の指標まで考慮に入れた $|I_{mp}E ID_f|$ を示している。Fig. 7 から予想されたように、得られた結果は設定したインピーダンスモデルとは大きくかけ離れているもの

(a) Influence of K

(b) Influence of M

Fig. 7 Frequency characteristic of indicator

Table 2 control parameters

A_1	6.9×10^{-4} [m ²]	T_{pn}	0.045 [s]
m_n, m	0.62 [kg]	T_{pq}	0.025 [s]
b_n, b	575 [Ns/m]	ω_n	8.0 [rad/s]
T_q	0.01 [s]	ζ	1.0
K_{pn}	180 [Pa]		

の、点線とはよく一致しており、解析の妥当性が確認できる。

4.2 位置ベース型インピーダンス制御系

Fig. 4 に示す制御系において、まず、式 (27) に示す指標のゲイン線図を Fig. 9 に示す。(a) において、 $K = 10^5$ [N/m] と比較的大きな値に設定した場合、実現精度の大きな低下が予想される。なお、本研究では、式 (8) において、 P_{kn} のダイナミクスを無視している。

空気圧駆動系は空気の圧縮性のため体積弾性係数が小さく、制御信号から圧力までの伝達部の時定数 T_p が無視できない。そのためノミナルモデルの時定数 T_{pn} も小さく設定できず、圧

(a) Effect of changing M

(b) Effect of changing B

(c) Effect of changing K

Fig. 8 Impedance control performances of force based type (z direction)

Fig. 9 Frequency characteristic of indicator

力制御系 G_p のバンド幅は狭い。この結果、 $1 - Q_k G_p$ のゲインは低・中周波数域で十分低減されないため、油圧や電動モータ等の「剛い」アクチュエータに比べて、高インピーダンス設定時に実現精度の低下が顕著に現れる。アクチュエータ自体柔らかいため、見かけ上剛くするには限界がある。

実際のインピーダンス特性を Fig. 10 に示す。図中 ○ 印は Fig. 4 (a) を、● 印は Fig. 4 (b) の制御系を用いた結果である。両制御系とも制御性能に差は見られず、Fig. 10 (a) (b) (c) ともに設定したインピーダンスをほぼ満足していることが確認できる。また、Fig. 10 (c) における点線は Fig. 9 (a) において $K = 10^5$ [N/m] における指標 ID_p を考慮した $|I_{mp} ID_p|$ を表している。解析より予想される結果とよく一致している。なお、 K をより小さく設定していくと Fig. 4 から分かるように力フィードバックゲインが高くなり、安定性が低下する。本制御系では $K = 10$ [N/m] に設定した場合、安定に制御動作を遂行することはできなかった。

4.3 簡易位置ベース型インピーダンス制御系

Fig. 5 に示す制御系において、まず、式 (31) に示す指標のゲイン線図を Fig. 11 に示す。Fig. 11 (a) の点線は Fig. 9 において $K = 10^5$ [N/m] とした場合を示している。この場合、 $\sqrt{K/M} > \omega_n$ であるため、設定インピーダンスの実現精度は Fig. 4 よりも優れると予想されるが、高周波数域で式 (34) に示した $|R| > 1$ となるため、Fig. 4 に比べて安定度は低下している。

実際のインピーダンス特性を Fig. 12 に示す。Fig. 12 (a) (b) とも Fig. 10 に示す結果と大差なく、簡易型制御系でも十分設定したインピーダンス特性を実現できることが分かる。しかし、Fig. 12 (c) において $K = 10^5$ [N/m] に設定した場合、安定性を維持できなかった。また、 $K = 10^4$ [N/m] に設定した場合、4 [Hz] 付近で大きな共振が生じている。これは、インピーダンスモデルの固有周波数を ω_n よりも大きく設定 ($\sqrt{K/M} = 20$ [rad/s]) した場合には、式 (8) において無視していた P_{kn} のダイナミクスの影響が無視できなくなり、Fig. 5 において、 H_r に作用した伝達関数 $(Ms^2 + Bs + K)/K$ の出力から H までの伝達関数がもはや $K/(Ms^2 + Bs + K)$ で近似できなくなることに起因している。このように、 $\sqrt{K/M} > \omega_n$ の関係にあるインピーダンスパラメータを実現するには Fig. 4 の方が優れた制御性能を示す。しかし、Fig. 4 では不安定となり実現できなかった $K = 10$ N/m を安定に実現できるという特筆すべき特性を有する。これは、 $K = 10$ [N/m] では $\sqrt{K/M} < \omega_n$

(a) Effect of changing M

(b) Effect of changing B

(c) Effect of changing K

Fig. 10 Impedance control performances of position based type (z direction)

Fig. 11 Frequency characteristic of indicator

となり、Fig. 5 の方が Fig. 4 より安定度が高いためであることは言うまでもない。

(a) Effect of changing M (b) Effect of changing B (c) Effect of changing K **Fig. 12** Impedance control performances of simplified position based type (z direction)

5. 結 言

空気式パラレルマニピュレータのインピーダンス制御を行っ

た結果、以下の結論を得た。

- (1) 本研究で従来より提案している圧力制御に基づく手法を用いて、力ベース型と位置ベース型の制御系を構成した。これは制御性能を悪化させる外乱を圧力の次元で推定し、これを相殺する圧力を生成することで制御性能を向上させようとするものである。また、構成した位置ベース型制御系以外に、新たに、制御アルゴリズムを簡略化できる簡易位置ベース型制御系を提案した。
- (2) 構成した種々の制御系において、設定インピーダンスの実現精度を理論的に考察した。本マニピュレータの場合、力ベース型では実現精度を示す指標を高周波域まで1に維持できず、実現精度および位置制御性能の観点から望ましい応答を得ることが容易でない。一方、位置ベース型では、設定した任意のインピーダンス特性をほぼ実現できる。高インピーダンスに設定するに従い精度が低下してくるが、これは空気圧固有の特性である圧力応答遅れによるところが大きい。全体的に実験により得られた結果は理論的に予想されるものと定量的にも一致し、解析の妥当性が示された。
- (3) 位置ベース型と簡易位置ベース型の制御性能は、位置ベース型における位置の閉ループモデルの固有周波数 ω_n と設定インピーダンスモデルのそれである $\sqrt{K/M}$ の大小関係により比較できる。 $\omega_n < \sqrt{K/M}$ では位置ベース型の方が制御性能に優れるが、 $\omega_n > \sqrt{K/M}$ の状態では位置ベース型で実現できないパラメータでも簡易位置ベース型では安定に実現できる可能性があることを示した。

参 考 文 献

- [1] N. Hogan: "Stable Execution of Contact Tasks Using Electronic Compliance; Impedance Control," Proc. IEEE ICRA, pp.1047-1054, 1987.
- [2] K. Maeda, K. Fujimoto et. al.: "An Analysis of Passive Impedance of 6-D.O.F. Direct-Drive Wrist Joint," Proc. IMACS/SICE Int. symp. on RMMS'92 Kobe, pp.433-438, 1992.
- [3] 大西: "電動機およびロボットの制御", 電気学会誌, vol.110, no.8, pp.657-660, 1990.
- [4] T. Noritsugu and M. Takaiwa: "Robust Positioning Control of Pneumatic Servo System with Pressure Control Loop," Proc. IEEE ICRA, pp.2613-2618, 1995.
- [5] 新井: "静力学特性に基づくパラレルリンクマニピュレータの解析と統合", 日本ロボット学会誌, vol.10, no.4, pp.526-533, 1992.
- [6] 則次, 高岩: "外乱オブザーバを用いた空気式パラレルマニピュレータの位置決め制御", 日本ロボット学会誌, vol.15, no.7, pp.1089-1096, 1997.

則次俊郎 (Toshio Noritsugu)

1949年10月19日生。1974年、岡山大学大学院工学研究科修士課程生産機械工学専攻修了。津山工業高等専門学校を経て、1986年岡山大学工学部生産機械工学科(現機械工学科)助教授、1991年同教授、1996年システム工学科教授、現在に至る。工学博士。空気圧サーボ技術を中心としたロボティクス、振動制御、制御理論の機械システムへの応用に関する研究に従事。(日本ロボット学会正会員)

高岩昌弘 (Masahiro Takaiwa)

1967年7月17日生。1992年、岡山大学大学院工学研究科修士課程生産機械工学専攻修了。同年岡山大学工学部機械工学科助手。1996年同システム工学科助手。工学博士。空気圧サーボ系を中心としたロボットの研究に従事。日本機械学会、油圧学会、計測自動制御学会などの会員。

(日本ロボット学会正会員)