〔原著論文〕

慣性パラメータの根軌跡に基づいたダイレクト・ロボットの負荷感度低減化制御系の設計

金　寧　鐸*　得丸英勝**

Design of Load Desensitized Control System based on Inertial Parameter Root Locus for Direct-drive Robot

Young-Tark KIM*　Hidekatsu TOKUMARU*

Direct-drive robots have excellent features including no backlash, small friction, and high mechanical stiffness. However, dynamic coupling among joints as well as nonlinear effects become more prominent than traditional robots with reducers. Another critical issue is that the robot becomes more sensitive to the change of load. In this paper, we develop a design method of control system for reducing the influence of dynamic coupling and load sensitivity on the direct-drive robots. For the design of control system, we use a root locus that takes inertia as parameter. A positive current feedback scheme is proposed in the implementation. And a problem in application the method to the brushless DC motor is considered. Finally, the method is implemented on a 2 d.o.f. planar direct-drive robot with brushless DC motors as actuators. Then the validity of the method is demonstrated through experiments.

Key Words : Direct-drive robot, Load desensitization, Root locus, Positive current feedback.

1. 緒　　言

産業用ロボットがさまざまな分野に応用されるに至り，より高度な機能や高い精度が要求されるようになった．なかでもダイレクト・ドライブ（以下ではD・Dと略す）ロボットは，減速器などの伝動機構が省略されるため，高精度のロボットの実現を可能にするものと期待を集めた．すなわち伝動機構部のバックラッシュや摩擦ならびにコンプライアンスが著しく改善され，精度や速度の向上をもたらした．しかし，高速運転の場合のアームダイナミックスの非線形性や関節間の干渉の著しいことが指摘された[1]．さらにD・Dロボットは，負荷感度が高くて力制御の場合には有利であるが，位置制御の場合には負荷変動や外乱による誤差が生じやすいことが明らかになった[2]．

そこで非線形制御[3),4)]や計算トルク制御[5),6)]方法がD・Dロボットにも適用されたり[7~9]，無干渉一定慣性アームの設計が行われた[1]．また適応制御[10),11)]が適用された例もある[2]．最近は，ロボットの関節に設けられたトルクセンサーを用いて，アクチュエータにかかる負荷トルクを計測し，それをフィードバックすることによって，アームダイナミックスの非線形補償を行う研究もなされた[13]．

しかし適応制御や計算トルク制御では，パラメータの調整や複雑な演算に時間がかかり，多関節ロボットのように負荷変動が激しく膨大な計算が必要な場合には，動作の遅れやサーボレートの低下が問題になることがある．一方，無干渉一定慣性アームの設計方法は，ロボットの作業空間を狭くする可能性があり，トルクフィードバック方式は系の固有振動数を低下させることがある．しかも特別な機械設計上の改善が必要で，既存のロボットには適用しにくい．そのため，より簡単な制御方法の開発が望まれた．

Nakao[14]らは，外乱オブザーバを用いたフィードフォ

原稿受付　1989年6月7日
* 韓国中央大学校　** 京都大学工学部

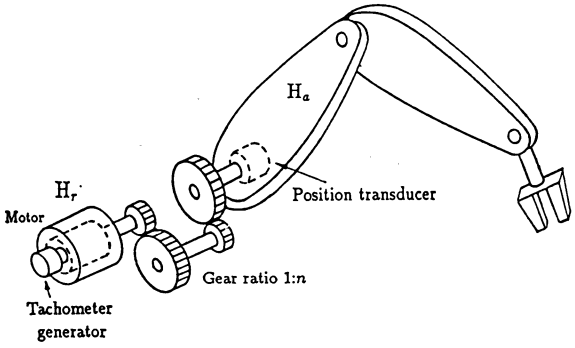


Fig. 1 Electrically drived general robot

ワード補償方法を提案した．この方法も簡単で有効な一つの手法であると思われる．本研究では，制御系のパラメータを適当に決定すれば，D・D ロボットの負荷感度の低減化や非干渉化が可能であることを示す．最初は，ロボットの慣性負荷の変動にともなう極配置の変化に注目して，制御系の設計を行うことを提案する．次には望ましいパラメータの実現手段として，電流のポジティブフィードバック方法を提案する．なお水平2関節 D・D ロボットを用いた実験で，その有効性を評価する．

2. ロボットの慣性負荷変動による極配置の変化

ロボットアームの制御において，慣性負荷の変動に伴う極配置の変化は制御系の応答特性の変化をもたらし，精密な制御を行う上で望ましくない．D・D の多関節ロボットの場合，アクチュエータに換算した慣性負荷の変動の幅が大きく，特に問題である．そこで，本節では慣性負荷の変動に伴う制御系の極配置の変化について考察する．

Fig. 1 に示す減速機付きの一般的なロボットアームを考え，各関節には **Fig. 2** に示す単純な位置制御系が構成されている場合について考察する．Fig. 2 における K_p, K_v, K_I は位置，速度，電流のフィードバックゲイン，k_t はトルク定数，L, R はモータ巻線のインダクタンスおよび電気抵抗を表す．なお k_{pre}, k_A はそれぞれ前段アンプゲイン，パワーアンプゲインである．また n は減速器の減速比，H_r は減速器を含めたモータロータの慣性，H_a はアーム側の慣性を表す．

まず単一軸について考えると，関節の目標入力 θ_d と出力 θ との関係は（1）式の伝達関数で表される．

$$\frac{\theta(s)}{\theta_d(s)}=\frac{A_0}{A_3s^3+A_2s^2+A_1s+A_0} \tag{1}$$

ここに，

$$\left.\begin{aligned} A_3&=L(H_r+H_a/n^2)\\ A_2&=(R+K_Ik_A)(H_r+H_a/n^2)\\ A_1&=k_t(K_vk_{pre}k_A+k_t)\\ A_0&=K_pk_{pre}k_Ak_t \end{aligned}\right\} \tag{2}$$

である．

2.1 根 軌 跡

慣性負荷 H_r+H_a/n^2 の変動（正確には H_a だけの変動であるが簡単のために慣性負荷全体を $H_r+H_a/n^2=H$ とおき，H の変動と見る）による（1）式の極配置の変化を見るために，（1）式の特性方程式

$$A_3s^3+A_2s^2+A_1s+A_0=0 \tag{3}$$

を

$$1+\kappa\frac{A_1s+A_0}{A_3's^3+A_2's^2}=0 \tag{4}$$

と変形し，κ に対する根軌跡を描く．ただし，

$$\left.\begin{aligned} \kappa&=\frac{1}{H_r+H_a/n^2}=\frac{1}{H}\\ A_3'&=\kappa A_3=L\\ A_2'&=\kappa A_2=R+K_Ik_A \end{aligned}\right\} \tag{5}$$

とおいた．また，以後

$$\left.\begin{aligned} p_0&=\frac{A_2}{A_3}=\frac{R+K_Ik_A}{L}\\ p_\infty&=\frac{A_0}{A_1}=\frac{K_pk_{pre}k_Ak_t}{k_t(K_vk_{pre}k_A+k_t)}\\ \Gamma_0&=\frac{p_0}{p_\infty} \end{aligned}\right\} \tag{6}$$

なる記号を用いる．

さて，（1）式の特性方程式に対するラウスの安定判

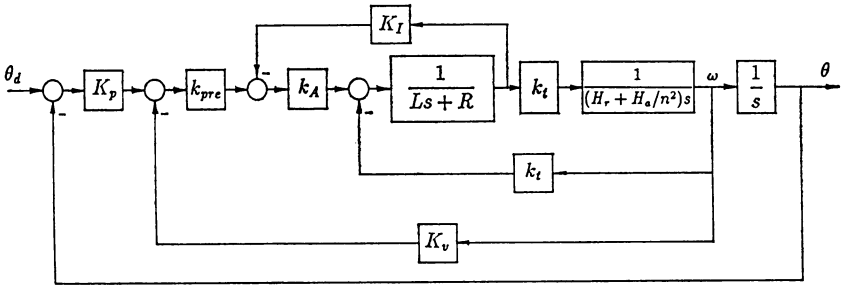


Fig. 2 Block diagram of a single-axis position control system

別式から

$$\Gamma_0>1 \qquad (7)$$

が漸近安定の必要十分条件であるので，このような場合のみを考える．根軌跡の出発点（$\kappa=0$）は（$-p_0$, 0）と原点（2重根）であり，終点（$\kappa\to\infty$）は（$-p_\infty$, 0）と（$-(p_0-p_\infty)/2$, $\pm\infty$）である．3根の重心はκのいかんに拘らず（$-p_0/3$, 0）である．

特性方程式の判別式Dは

$$\begin{aligned}D&=A_2^2A_1^2+18A_3A_2A_1A_0-4A_3A_1^3-4A_2^3A_0\\&\quad-27A_3^2A_0\\&=A_3^4\Big[-4\Big(\frac{A_1}{A_3'}\Big)^3\kappa^3+\Big\{p_0^2\Big(\frac{A_1}{A_3'}\Big)^2+18p_0\\&\quad\times\Big(\frac{A_1}{A_3'}\Big)\Big(\frac{A_0}{A_3'}\Big)-28\Big(\frac{A_0}{A_3'}\Big)^2\Big\}\kappa^2-4p_0^3\Big(\frac{A_0}{A_3'}\Big)\kappa\Big]\end{aligned} \qquad (8)$$

である．これが，κのいかんに拘らず（ただし，$\kappa>0$）常に負である条件は

$$\begin{aligned}&\Gamma_0^4-28\Gamma_0^3+270\Gamma_0^2-972\Gamma_0+729\\&\quad=(\Gamma_0-1)(\Gamma_0-9)^3<0\end{aligned} \qquad (9)$$

すなわち

$$1<\Gamma_0<9 \qquad (10)$$

であり，この範囲内のΓ_0であれば，慣性負荷のいかんに拘らず，（3）式の根は共役複素根と1実根となる．$9\leq\Gamma_0$なる場合は3実根となるκが存在する．Γ_0の値を$1<\Gamma_0<3$, $3<\Gamma_0<9$, $9<\Gamma_0$の3つの場合に分けて，根軌跡を **Fig. 3** に示す．$\Gamma_0=3$なる場合は$\kappa\to\infty$における3つの根の実部が一致する場合である．$\Gamma_0=9$の場合の根軌跡を **Fig. 4** に示す．

2.2 定量的考察

さて，（3）式が1実根$-p$と共役複素根$-q(1\pm j\eta)$をもつと仮定すると

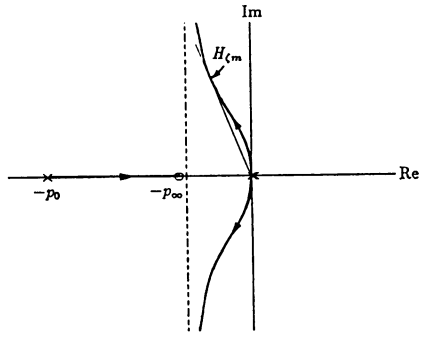
$$\left.\begin{aligned}\frac{A_2}{A_3}&=p_0=p+2q\\\frac{A_1}{A_3}&=q^2(1+\eta^2)+2pq\\\frac{A_0}{A_3}&=\frac{A_1}{A_3}p_\infty=pq^2(1+\eta^2)\end{aligned}\right\} \qquad (11)$$

であり，これから

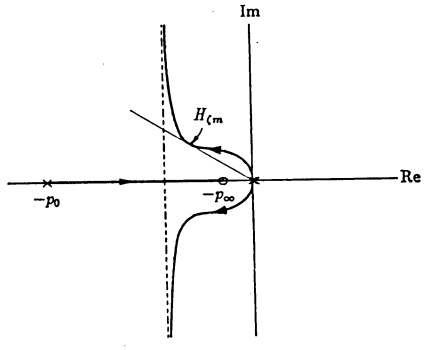
$$1+\eta^2=\frac{4p_\infty p}{(p_0-p)(p-p_\infty)}=\frac{4\Gamma}{(\Gamma_0-\Gamma)(\Gamma-1)} \qquad (12)$$

を得る．ただし，$\Gamma=p/p_\infty$とおいた．Fig. 3に見るようにΓの範囲は$1<\Gamma<\Gamma_0$である．この範囲内における（12）式の最小値は$\Gamma=\sqrt{\Gamma_0}$において生じ，その値は

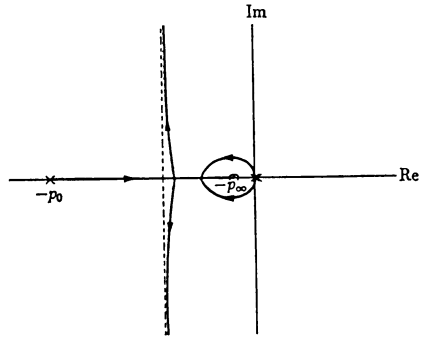
$$\min_{1<\Gamma<\Gamma_0}(1+\eta^2)=\frac{4}{(\sqrt{\Gamma_0}-1)^2} \qquad (13)$$



(a) $1<\Gamma_0<3$



(b) $3<\Gamma_0<9$



(c) $9<\Gamma_0$

Fig. 3 Root locus for inertia as parameter

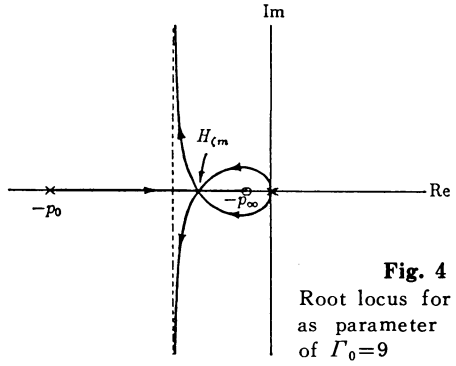


Fig. 4 Root locus for inertia as parameter in case of $\Gamma_0=9$

である．共役複素根を $-\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$ とすると $1+\eta^2=1/\zeta^2$ であるから（13）式は

$$\max_{1<\Gamma<\Gamma_0} \zeta=\frac{(\sqrt{\Gamma_0}-1)}{2} \triangleq \zeta_{\max} \tag{14}$$

となる．（13）式，（14）式は $1<\Gamma_0<9$ なるとき成立する．（13）式，（14）式においては Γ が1から Γ_0 まで変わるとしているが，これはもちろん κ が∞から0まで変わることに対応している．

なお，$\Gamma=\sqrt{\Gamma_0}$ となるとき，

$$\left.\begin{aligned} p&=\sqrt{p_0 p_\infty} \\ q&=\frac{1}{2}\sqrt{p_0}(\sqrt{p_0}-\sqrt{p_\infty}) \\ \frac{A_1}{A_3}&=p_0\sqrt{p_0 p_\infty} \end{aligned}\right\} \tag{15}$$

である．$\Gamma=\sqrt{\Gamma_0}$ となるときの慣性負荷 H を $H_{\zeta m}$ とすると

$$H_{\zeta m}=\frac{A_1}{Lp_0\sqrt{p_0 p_\infty}} \tag{16}$$

である．Fig. 3 の根軌跡上にこの点を書き込んでおいた．

さて，先に述べたように，根軌跡における3根の重心は（$-p_0/3$, 0）であるから，1つの実根が $-p_0/3$ であるとき，共役複素根の実部は $-p_0/3$ となる．したがって，（11）式で $p=q=p_0/3$ とおくと，3根とも実部が同じとなるときの ζ および H は

$$\left.\begin{aligned} \zeta&=\sqrt{\frac{(\Gamma_0-3)}{6}} \triangleq \zeta^* \\ H&=\frac{9(p_0-3p_\infty)}{2p_0{}^3}\left(\frac{A_1}{L}\right) \triangleq H^* \end{aligned}\right\} \tag{17}$$

となる．$\Gamma_0=9$ なるときは，これらは

$$\left.\begin{aligned} \zeta^*&=1 \\ H^*&=\frac{1}{27p_\infty{}^2}\left(\frac{A_1}{L}\right) \end{aligned}\right\} \tag{18}$$

となる．$\Gamma_0<3$ なるとき（17）式によると ζ が複素数となる．これは $\Gamma_0<3$ なるとき $p=q=p_0/3$ となる根は存在しないことを示す．このことは Fig. 3（a）からも明かである．

3. 制御系の設計

3.1 望ましい根軌跡の形態

根軌跡の形は，Γ_0 によって支配されることが第 2.1 節で明らかになった．また根軌跡の形によって $\zeta_{\max}$ が決まることも分かった．一つの目安として $\zeta_{\max}$ が 0.707 以上であるためには，Γ_0 は 5.83 以上である必要がある．さらに慣性の変動による ζ の低下を考慮すれば，Γ_0 はさらに大きい値である必要がある．しかし Γ_0 が大きすぎれば，過減衰によるおそい応答速度の問題が生ずる．$\Gamma_0=9$ のとき $\zeta_{\max}=1$ となるので，Γ_0 は9以下とするのが望ましかろう．また Γ_0 は制御系のパラメータと次の関係にあり，Γ_0 をあまり大きくするのには現実的な問題も生じる．

$$\Gamma_0=\frac{A_2{}'A_1}{A_3{}'A_0} \tag{19}$$

まず A_0 をあまり小さくした場合には，サーボ剛性や静的な制御誤差が問題になる．次に A_1 を大きくするためには，高級の速度センサーが必要である．また $A_2{}'$ を大きくするのは，後述するように負荷感度低減化に反する．それから $A_3{}'$ は，モータのインダクタンスであるので定数である．

3.2 根軌跡上でのロボットの慣性変動区域

第 2.1 節では，慣性負荷が0から∞まで変動するときの根軌跡を描いた．しかし実際にはロボットの慣性負荷の変動は，ある有限幅である．そこでロボットの慣性負荷が，根軌跡上のどの区域で変動するように制御系のパラメータを決めればよいかが，問題である．

ロボットの最小慣性負荷を $H_{\min}$，最大慣性負荷を $H_{\max}$ として，その中間値を

$$H_0=\frac{H_{\max}+H_{\min}}{2} \tag{20}$$

とおく．慣性負荷は，これを基準に μ 倍で増減するとする．すなわち

$$H=\mu H_0 \tag{21}$$

とする．ここに μ の取る範囲は $\frac{2}{3}$ から $\frac{4}{3}$ までとする．すなわち，$H_{\min}=\frac{2}{3}H_0$，$H_{\max}=\frac{4}{3}H_0$ とする．このとき，$H_{\max}/H_{\min}=2$ である．実際のロボットの場合に，最小慣性負荷に対する最大慣性負荷の比はだいたい2倍ぐらいである[9]．例えば，もっとも慣性負荷の変動が激しいと言われている D・D アームでも *CMU DD ARM*（第1関節）の場合最大，最小慣性はそれぞれ 56.68，35.89 kgm² であった[17]．

さて，H_0 を根軌跡上のどこに置くべきかが焦点であるが，以下では H_0 の位置を根軌跡上の一つの基準点 $H_{\zeta m}$ との関係で表すことにする．すなわち

$$H_0=\frac{1}{\lambda}H_{\zeta m} \tag{22}$$

と置く．ここで λ の変化に対する応答の変化を考察するために，（1）式に（21），（22）式を代入すると

$$\frac{\theta(s)}{\theta_d(s)}=\frac{A_0}{\frac{\mu}{\lambda}H_{\zeta m}A_3{}'s^3+\frac{\mu}{\lambda}H_{\zeta m}A_2{}'s^2+A_1 s+A_0} \tag{23}$$

を得る．ここに λ の3つの場合に分けて考える．

1. $\lambda=1$ の場合

$\lambda=1$ とすると $H_{\zeta m}=H_0$ となる．$H_{\zeta m}$ は ζ が最大と

なる慣性負荷である．つまり慣性負荷が中間値のときにζが最大となり，これから慣性が増加しても減少してもζは小さくなる．慣性の変動範囲内で，できるだけζを大きく維持するには良い方法である．

2.　$\lambda<1$ の場合

$\lambda<1$ とすることは，H_0 を根軌跡上の $H_{\zeta m}$ より原点近くに位置させることを意味し，$H_{\min}$ のときにζが一番大きく，慣性が増加するとζは小さくなる．一般的なサーボ系はこのような極配置を取っている．ところがこの場合には慣性の変動に対し，応答の変化が大きくなる．(23) 式でも分かるように，λが大きいときにはμの変化が分母の係数の変動を大きくする．すなわち負荷感度を高くする．

3.　$\lambda>1$ の場合

$\lambda>1$ とするのは前項とは逆に，負荷感度を低減化する効果があることが分かる．ただしFig. 3からも分かるように，λを大きく取りすぎて，H^* が $H_{\zeta m}$ からあまり離れると，ζが小さすぎることになる．そこでλは1よりは大きくするのが望ましいものの，ζを考慮して適当なλを決めるべきである．

ここに，λと H_0 とは次の関係にある．

$$\lambda=\left(\frac{A_1}{A_2'}\right)^{3/2}\left(\sqrt{\frac{A_3'}{A_0}}\frac{1}{H_0}\right) \tag{24}$$

λを大きく取るためには，第3.1節で述べた理由で A_2' を小さくするのが望ましい．

4.　外乱の影響評価

4.1　サーボ剛性

前述した制御系を構成すれば，系は外乱にも影響されにくくなることを示す．外乱トルク τ_e が作用するとすれば，その外乱トルクによる関節変位θは

$$\frac{\theta(s)}{\tau_e(s)}=\frac{A_3's+A_2'}{A_3s^3+A_2s^2+A_1s+A_0} \tag{25}$$

となる．前節で，$\lambda>1$ の条件を満足させるために，A_2' を小さくすることを提案した．A_2' が小さくなると，外乱の影響を受けにくくなることが (25) 式から分かる．

外乱に強いことは系のサーボ剛性が高いこととつながる．すなわちアーム側での外力トルクを τ_{ea}，そのときのアームの回転変位を θ_a とすれば，サーボ剛性は (26) 式で与えられる．

$$\lim_{s\to 0}\frac{\tau_{ea}(s)}{\theta_a(s)}=\frac{n^2A_0}{A_2'} \tag{26}$$

サーボ剛性の高いことは，工作機械や加工ロボットなどにおいて特に大事なことであるが，D・D の場合にはサーボ剛性の低いことが指摘されている．すなわちD・Dの場合には $n=1$ となるので，減速器付きロボットに比べて $1/n^2$ となる．そこで減速器付きロボットと同じサーボ剛性を実現するには A_0，すなわち位置のフィードバックゲインを減速器付きロボットの n^2 倍しなければならないことになる．ところが位置のフィードバックゲインをむやみに高くするのは，ノイズなどによる擾乱を受けたり，系の飽和の原因になるので好ましくない．しかも望ましい Γ_0 を実現しにくくする．

(26) 式から分かるようにサーボ剛性は，A_2' と逆比例する．したがって，前述したように A_2' を小さくすれば，位置のフィードバックゲインをむやみに大きくすることなく，サーボ剛性が上げられる．

4.2　多関節ロボットにおける運動の非干渉化

多関節ロボットにおける関節間の運動の干渉は，各関節の立場からみると一種の外乱と見なせる．従って，上述した制御系を構成して外乱に強くなった系では，関節間の干渉も少なくなる．

5.　ブラシレス D・D モータへの適用

5.1　ブラシレス DC モータのモデリング

電流制御ループを含んだ3相Y結線のブラシレス DC モータは，**Fig. 5** のようなブロック線図で表現できる．すなわち，一定なトルクを発生させるために各相の電流は，モータロータの位置に応じて正弦波状に制御され，各々 $2\pi/3$ ずつの位相差を持つようになっている．

次に各相の電流は，電機子巻線に流れる電流と比較される．この際，電流フィードバックは直結フィードバックになるように，電流のフィードバックゲイン K_I とのマッチングのための前段アンプ k_{pre} がフィードバック演算の前段に設けられている．つまり $K_I=k_{pre}$ にして電流ループを直結フィードバックにする．それから指令電流とフィーバック電流の誤差は，パワアンプゲイン k_A によって増幅され，電機子巻線の入力電圧になる．

次に，電機子巻線にはインダクタンスLと抵抗Rがあって，実際各相の巻線に流れる電流はそれぞれ i_a, i_b, i_c になる．この電流がロータの磁束と鎖交され，トルクが発生する．このとき各相の電流とロータの磁束とは位相差を持つので，この位相差を考慮したトルク定数 $\kappa_{tl}\sin(\theta-l\pi/3)$ と電流を乗算したものが各相に発生するトルクである．そしてこれらの各相のトルクを足し合わせたものが回転子に作用する総合トルクとなる．このトルクによりロータが回転すると，電機子巻線には回転子の回転速度に比例する逆起電力が発生するので，それがブロック線図の k_A の後側にフィードバックの形で現れている．

次には Fig. 5 のブロック線図を DC モータのブロック線図へ等価変換して見よう．Fig. 5 の指令電流 I_d からトルクτまでの関係を式で表せば，(27) 式になる．

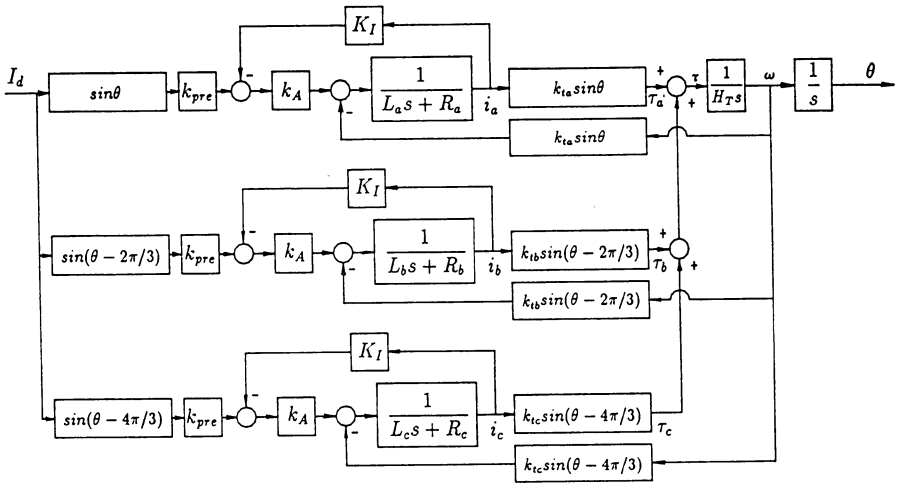


Fig. 5 Modelling of 3-phase Y-connection brushless DC motor

$$\{[I_d\sin\theta k_{pre}-K_I i_a k_A]-\omega\kappa_{ta}\sin\theta\}\left\{\frac{k_{ta}\sin\theta}{L_a s+R_a}\right\}$$
$$+\left\{\left[I_d\sin\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right)k_{pre}-K_I i_b k_A\right]\right.$$
$$\left.-\omega\kappa_{tb}\sin\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right)\right\}\left\{\frac{k_{tb}\sin\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right)}{L_b s+R_b}\right\}$$
$$+\left\{\left[I_d\sin\left(\theta-\frac{4\pi}{3}\right)k_{pre}-K_I i_c \kappa_A\right]\right.$$
$$\left.-\omega k_{tc}\sin\left(\theta-\frac{4\pi}{3}\right)\right\}\left\{\frac{k_{tc}\sin\left(\theta-\frac{4\pi}{3}\right)}{L_c s+R_c}\right\}$$
$$=\tau \qquad (27)$$

ここに，k_{ta}, k_{tb}, k_{tc} は各相のトルク定数，L_a, L_b, L_c は各相のインダクタンス，R_a, R_b, R_c は各相の抵抗であるが，簡単のために各相のパラメータは等しいものとする．すなわち

$$\left.\begin{aligned} k_{ta}&=k_{tb}=k_{tc}=k_{tp}\\ L_a&=L_b=L_c=L_p\\ R_a&=R_b=R_c=R_p \end{aligned}\right\} \qquad (28)$$

とおいて式 (27) を整理すると，(29) 式になり，

$$(3/2)I_d k_{pre}k_A k_{tp}-K_I k_A\tau-(3/2)k_{tp}{}^2\omega$$
$$=(L_p s+R_p)\tau \qquad (29)$$

発生トルク τ はロータの位置 θ に依存しないことになる．これをブロック線図に表したのが **Fig. 6** である．

以上のように3相ブラシレス DC モータは，一般の DC モータに等価変換して取り扱うことができる．したがってブラシレス DC モータを用いた D・D ロボットでも，第3節で決められた係数になるように制御系のパラメータを決めれば，非干渉化や負荷感度低減化が簡単に達成できるはずである．しかし実際では，Fig. 2 のような制御系において第3節で決められた係数を実現するのには，いくつかの現実的な問題が生じる．次の節ではその解決策を考える．

5.2 外部の電流のポジティブフィードバックループ

第3節で決められた λ を実現するためには，A_2' を小さくするのが望ましいことを前述した．A_2' を小さくするためには，モータ各相のネガティブ電流フィードバックゲインを小さくするか，場合によってはポジティブフィードバックを行う必要がある．ここでは，ネガティブ電流ループのゲインを変えたり，ポジティブフィードバックした場合に，どのような問題点が生じるかを考えてみる．まずアンプの非線形の問題であるが，電流のネガティブ直結フィードバックループは，アンプに内在する不感帯のような非線形性を補償する役割を果たす．しかしネガティブループのゲインが小さくなったり，ポジティブになった場合には，アンプの非線形性が無視できなくなる．

次にはアンプの素子への過電流の問題である．アンプの素子には過電流が流れないように，保護する必要がある．電流のネガティブループは一種のリミッタの機能を持つが，ネガティブループがなくなった場合には，アンプの素子に過電流が流れる恐れがある．

そこでここでは，モータ各相の電流のネガティブ直結フィードバックループはそのまま残しておくことにする．その代わりに，(30) 式のような簡単な演算処理によって各相の電流を合成した信号をネガティブループよりは外側にフィードバックする．この外部の電流フィードバックループを持つ制御系の等価ブロック線図を **Fig. 7** に示す．

$$I=i_a\sin\theta+i_b\sin(\theta-2\pi/3)+i_c\sin(\theta-4\pi/3) \qquad (30)$$

この場合には外側のループによって電流の指令値が修

正され，その修正された指令値に忠実するようにネガティブループが働くことになる．このときゲインの調整には，まずアンプの非線形性が問題にならないように内部ループのゲイン調整を行い，次は第3節で決まったλになるような外部ループのゲインを決めれば良い．

A_2' を小さくするのは電流のポジティブフィードバック以外に，加速度またはトルクのポジティブフィードバックによって可能となる．しかし加速度を計測するのは一般に難しく，またトルクの計測のためには機械構造の変更を伴うので，電流のポジティブフィードバック方法が簡単であると考えられる．

6. 実　　験

この節では，水平2自由度 D・D ロボットを対象として前述の電流のフィードバックを行った結果を示す．関節アクチュエータは，3相Y結線のブラシレス DC モータを用いた．瞬間最大トルクがそれぞれ 230 Nm，49 Nm の各関節モータは PWM 周波数 15 kHz のアンプによって駆動される．ロボットの諸元や制御系のパラメータについては **Table 1** に示す．表に示すように各軸の最大慣性に対する最小慣性の比はそれぞれ 88%，60% である．

最初には，手先の単一軸において，負荷感度低減化の実験を行った．$\Gamma_0=9$ で，望ましいλをモータ各相の電流ループゲインの調整によって実現した場合と外部ループを用いて実現した場合について，位置制御の比較実験を行った．制御系には周波数 0.15 Hz，振幅 0.11 rad の四角波状の位置入力を与えた．**Fig. 8** はモータ各相の電流ループのゲイン調整によって $\lambda=1.25$ を実現した場合の応答で，0.0442 rad もの不感帯が見られた．これは $\lambda=1.25$ を実現するために電流フィードバックループの符号とゲインを変えたため，ネガティブ直結フィードバックの役割がなくなり，アンプの非線形性が現れたものと考えられる．また高い周波数や振幅の大きい入力を与えた場合にはアンプの方に過電流が流れ，アンプの保護のための遮断スイッチが作動することが多かった．しかし外部のフィードバックループを用いた場合には **Fig. 9** のように不感帯は大幅に改善されたし，過電流保護スイッチが作動することもなかった．

次には負荷感度低減化された系に対して周波数応答を求めたので，その結果を **Fig. 10** に示す．$\lambda=1.25$ となるようにパラメータの調整を行った系では，0.004 kgm² の慣性負荷が増加しても Fig. 10 の○印のように実験の可能だった 80 rad/s 付近まで応答の変化がほとんど見られなかった．しかし電流のポジティブフィードバックのない系に，同じく 0.004 kgm² の慣性負荷が付加されると，**Fig. 11** の△印のように 6 rad/s から慣性の影響が現れた．このとき $\lambda=0.75$ であった．実験における系の各パラメータは **Table 1** のように設定した．

次にはサーボ剛性に関する実験結果である．手先の単一軸において実現可能な最大サーボ剛性の実験を行った．位置のフィードバックゲインだけを高くした場合には，ノイズの問題で最大実現可能なサーボ剛性が 4250 Nm/rad に留まったのに対して，電流のポジティブフィードバックを行うことにより，11320 Nm/rad までサーボ剛性が上昇した．実際減速器付きロボットにおいての最大のサーボ剛性は，減速器などの機械系の剛性によって制限される．また，ハーモニックドライブの場合（減速比 1/50），最小サーボ剛性が 6370 Nm/rad（ハーモニックドライブシステムカタログ）であることを考えれば，D・D でも減速器付きロボットに匹敵できるサーボ剛性が得られると言える．

最後に水平2自由度 D・D アームにおいて，関節間の運動の干渉を調べた結果を **Fig. 12**，**Fig. 13** に示す．$\Gamma_0=6$，$\lambda=0.6$ の系に対して，根元の軸には一定の位置の目標値を入力したうえで（位置のサーボロック），手先の軸に 0 rad の位置から 0.9 rad のステップ入力を入れてみた．その結果，Fig. 12 のように根元の軸に

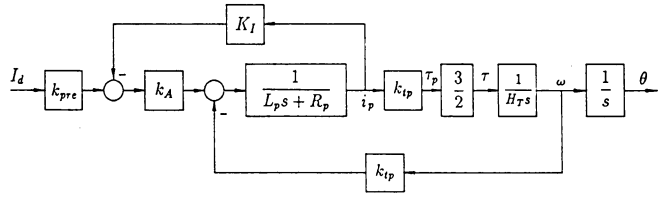


Fig. 6 Equivalent block diagram of brushless DC motor

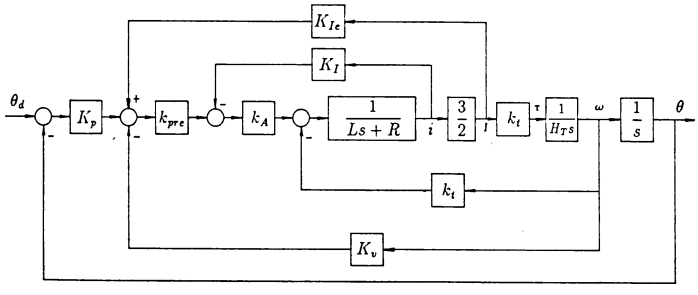


Fig. 7 Single-axis drive system with external current feed back loop

Table 1 Parameters of serial 2 link direct-drive planar robot

Parameters	Joint 1	Joint 2
Motor maximum torque(Nm)	230	49
Motor const.(Nm/$\sqrt{W}$)	2.1	0.7
Torque const.(Nm/A)	3.41	3.21
Diameter of motor stator(cm)	18	13
Electrical inductance of motor(H)	0.03837	0.04911
Electrical Resistance of motor(Ω)	5.09	9.77
Length of link(m)	0.16	0.3
Minimum inertia(kgm^2)	0.3940	0.006
Maximum inertia(kgm^2)	0.44768	0.01
Position feedback gain K_p	18.1	18.1
Velocity feedback gain K_v	0.54	0.193
Pre amp gain k_{pre}	22	22
Power amp gain k_A	6	6
Internal current feedback gain K_I	22	22
External current feedback gain K_{Ie}	0.655	0.53

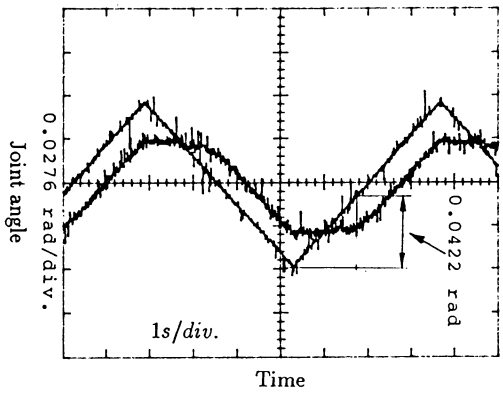


Fig. 8 Position control test for load desensitized system without external current feedback loop

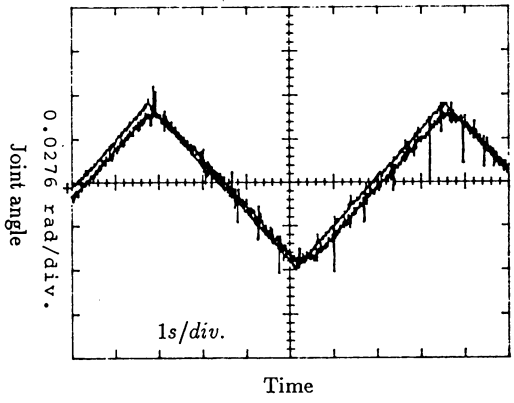


Fig. 9 Position control test for load desensitized system with external currend feedback loop

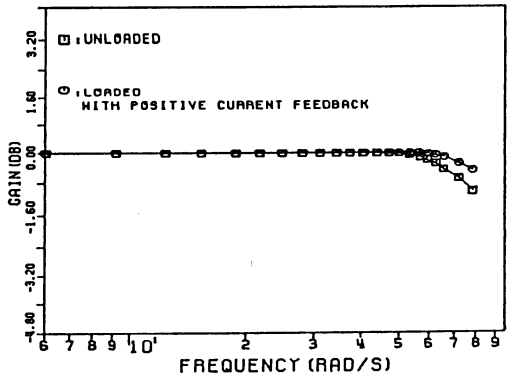


Fig. 10 Frequency response for load desenitized system with external current feedback

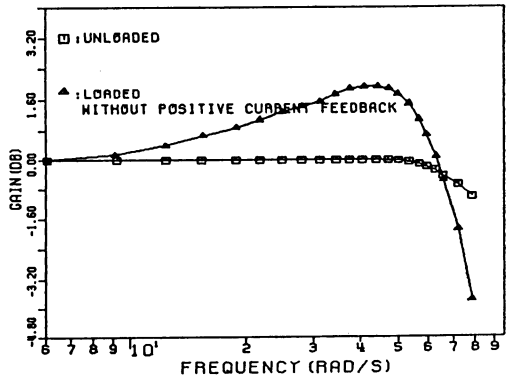


Fig. 11 Frequency response for load senitive system

は著しい干渉が見られ，最大 0.0176rad もの揺れが現れた．ところが $\lambda=1.06$ となるように根元の軸のパラメータを調整することにより，Fig. 13 のように干渉はほとんど見られなくなった．このとき位置のフィードバックゲインは Fig. 12 の場合と同じであるにも干渉は大幅に改善され，電流のポジティブフィードバックの効果が明かである．

7. 結　　言

ロボットの負荷感度低減化や非干渉化のための最も簡単な方法を提案した．まずは慣性をパラメータとした制御系の根軌跡を描いて，それに基づいた制御系の設計方法を提案した．設計条件を満たす制御系のパラメータの実現方法としては，電流のポジティブフィードバック方法を提案した．またブラシレス D・D モータにこの方法を適用するときの問題点を考えた．なお実際水平 2 関節 D・D ロボットを用いて実験を行った．その結果を並べると

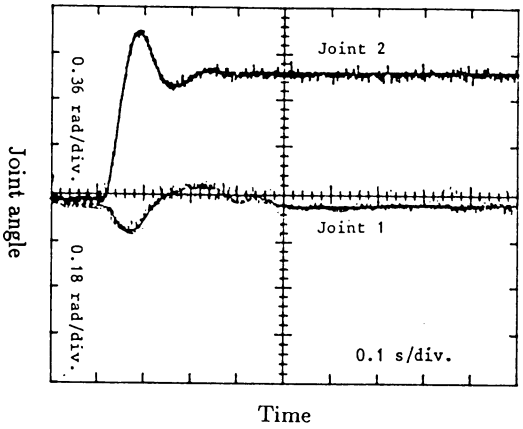


Fig. 12 Dynamic coupling

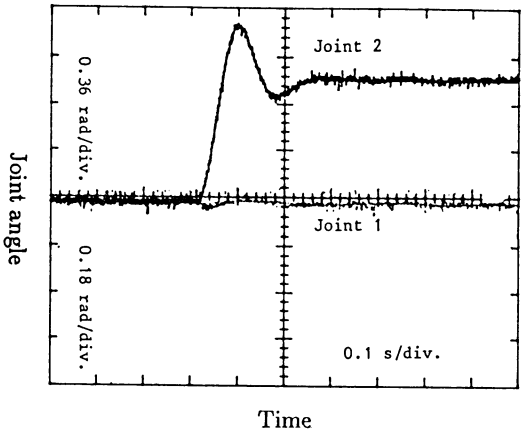


Fig. 13 Dynamic decoupling

1. 慣性をパラメータとした根軌跡による設計方法で，ロボットの負荷感度低減化が可能である．
2. 慣性をパラメータとした根軌跡の形を支配する Γ_0 はおよそ 6～9 の範囲が望ましい．
3. 根軌跡上での慣性の変動区域を示す λ は1より大きいのが望ましい．
4. 望ましい λ を実現するためには，電流のポジティブフィードバック方法が簡単である．
5. 電流のポジティブフィードバック方法をブラシレスD・Dモータに適用するときはモータ各相のネガティブフィードバックループはそのまま残しておいて，別の外部のループを用いるのが効果的である．

参考文献

1) 浅田，K. Youcef-Toumi：無干渉一定慣性アームを有する軽量ダイレクト・ドライブロボットの機構と制御，計測自動制御学会論文集，Vol. 20, No. 12, pp. 89-96, 1984.
2) H. Asada and K. Hara : Load Sensitivity Analysis and Adaptive Control of a Direct-Drive Arm, Proc. of 1986 American Contol Conference, San Francisco, pp. 799-804, 1986.
3) E. Freund : Fast Nonlinear Control with Arbitrary Pole-Placement for Industrial Robots and Manipulators, The International Journal of Robotic Research, Vol. 1, No. 1, pp. 65-78, 1982.
4) E. G. Gilbert and I. J. Ha : An Approach to Nonlinear Feedback Control with Applications to Robotics, IEEE Transactions on Systems, Man, Cybern, SMC-14, pp. 879-884, 1984.
5) J. Y. S. Luh, M. Walker and R. P. Paul : Resolved-Acceleration Control of Mechanical Manipulators, IEEE Transactions on Automatic Control, AC-25, pp. 468-474, 1980.
6) B. Markiewicz : Analysis of the Computed Torque Drive Method and Comparison with Conventional Position Servo for a Cnmputer-Controlled Manipulators, Jet Propultion Laboratory, Pasadena, CA, March 1973.
7) T. Suehiro and K. Takase : A Manipulation System Based on Direct Computational Task-coordinate Servoing, Journal of the Robotics Society of Japan, Vol. 3, No. 2, pp. 11-21, 1985.
8) P. K. Khosla and T. Kanade : Experimental Evaluation of Nonlinear Feedback and Feedforward Control Schemes for Manipulators, The International Journal of Robotics Reserch, Vol. 7, No. 1, pp. 18-28, 1988.
9) 岩金，井上：ダイレクト・ドライブによる水平2自由度アームの制御，電気学会論文誌，107巻1号，pp. 13-20, 1987.
10) S. Dubowsky and D. T. DesForges : The Application of Model-referenced Adaptive Control to Robotic Manipulators, Trans. ASME, J. Dynamic Systems, Measurement and Control, Vol. 101, pp. 193-200, September 1979.
11) A. J. Koivo, T. Guo : Adaptive Linear Controller for Robotic Manipulators, IEEE Transaction on AC, Vol. AC-28, No. 2, pp. 162-171, 1983.
12) R. Horowitz and M. Tomizuka : An Adaptive Control Scheme for Mechanical Manipulators Compensation of Nonlinearity and Decoupling Control, Trans. ASME, J. Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 108, pp. 127-135, 1986.
13) 小菅，竹内，古田：関節トルクセンサーを用いたロボットアームの制御，第26回計測自動制御学会講演予稿集，pp. 359-360, 1987.
14) M. Nakao, K. Ohnishi and K. Miyachi : A Robust Decentralized Joint Control Based on Interference Estimation, In Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp. 326-331, 1987.
15) 大槻，平井，池辺：負荷無反応形電気サーボ機構，計測自動制御学会論文集，Vol. 21, No. 10, pp. 74-79, 1985.
16) D. Siljak : Nonlinear Systems, John Willey & Sons, New York, Chapter 1, 1968.
17) H. Asada, T. Kanade, I. Takeyama : Control of a Direct-Drive Arm, Transactions of the ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 105, pp. 136-142, September 1983.