伸縮座標変換を用いたベクトル分解経路制御

正 員 江上 正* 非会員 円谷 佳寛*

A Path Control with Vector Decomposition by Means of Expansionary Coordinate Transformations

Tadashi Egami*, Member, Yoshihiro Tsuburaya*, Non-member

We propose a new path control method with vector decomposition by means of expansionary coordinate transformations in this paper. In the present study, a motion equation of multi-axial systems in an orthogonal coordinate system is transformed into a rotational coordinate system whose axes are expanded. Then, an arbitrary curve path can be transformed into the circle or straight line path using the transformations. The transformed motion equation can be decoupled and decomposed into a gain component and a phase component. Both the gain component and the phase component control system are constructed independently. In the transformed area, the desired value of the gain component becomes constant and the gain component error is equal to the path error which can converge to zero by using 1-type controller. The effect of disturbances will be absorbed by the phase component control system and the path error is little disturbed. In the proposed method, essential path control can be realized using the unity control coefficient over a wide range, from the desired curved line path to the straight line path. The proposed control method is applied to multi-axis linear motor tables, and the effectiveness of this method is confirmed experimentally.

キーワード：経路制御，回転座標変換，伸縮座標変換，ゲイン成分，位相成分

Keywords: path control, rotational coordinate transformation, expansionary coordinate transformation, gain component, phase component

1. はじめに

経路制御とは、位置の軌跡をその時間に依存せずに位置目標値の軌跡に追従させる制御であり、通常の位置制御とは本質的に異なるものである。NC 工作機械やロボットマニピュレータなどの多軸のメカニカルシステムにおいては、位置制御よりもむしろこの経路制御が重要となる場合が少なくない。

しかし現状では、同時制御などの形で多軸の経路制御を行う場合でも、各軸独立に構成したサーボ系の制御特性をできるだけ一致させ、各軸毎に位置の時間目標値に追従させる位置制御を行うのが一般的である。位置誤差が完全に 0 になれば経路誤差も 0 にはなるが、このような制御は実現困難であり、仮に可能であっても入力が過大になってしまう。また各軸毎のパラメータの変動や外乱などによっても適切な経路制御性能が得られていない場合も多い。

そもそも経路制御は位置目標値の軌跡への追従性を目的

とするものであって、位置制御のような位置の時間目標値への追従性とは直接の関係はないものである。制御工学においては、従来から時間領域から周波数領域に渡って様々な理論が展開されているが、これらはほとんどが 1 軸の時間応答制御に関するものである。多軸の経路制御は上述したような多くの場合に必要不可欠にもかかわらず、理論的な面からほとんど研究されておらず、経路制御について一般的に論じた文献もあまりみられない。これはまず第 1 に一般性を持って経路誤差をどのように定義し、それをどのように制御問題に結びつけるかが難しいからであると思われる。本論文ではこのような多軸経路制御についての新しい手法を提案する。

従来、本質的に経路制御を扱うという立場からの数少ない例としては、経路制御性能の判定指標の一例として面積誤差などを用いたものなども提案されているが、必ずしも十分な制御性能が得られているとは言えない⁽¹⁾⁽²⁾。また経路を直線経路に限定した場合に対しては、各軸の位置出力の同期化を図ることにより一定の傾きの直線経路に正確に追従させる位置同期化制御が提案されている^{(3)・(5)}。この手法は座標の回転⁽⁶⁾や伸縮⁽⁷⁾を行うことにより、任意の直線経路への対応も可能となっている。しかし曲線経路に

* 神奈川大学工学部
〒221-8686 横浜市神奈川区六角橋 3-27-1
Faculty of Engineering, Kanagawa University
3-27-1, Rokkakubashi, Kanagawa-ku, Yokohama 221-8686

は対応が困難なものであった。

このような状況のもとで著者らは、回転座標変換を用いて運動方程式をゲイン成分と位相成分に分離して非干渉化を行うベクトル分解経路制御とよぶ手法を提案している⁽⁸⁾⁽⁹⁾。この手法は円や直線状の経路目標値に対しては良好な経路制御性能が得られ、外乱などの影響も位相成分でかなりの程度吸収できたが、任意曲線の経路目標値に対しては十分な性能が得られていなかった。

本論文ではこのベクトル分解経路制御に伸縮座標変換を導入することにより、任意の経路目標値にも適用可能な経路制御手法を提案し、その有効性を X-Y テーブルに適用して実験により検証する。本論文で提案する手法は、任意曲線と与えられる経路目標値を回転座標変換と伸縮座標変換を行うことにより円あるいは直線経路目標値に変換し、その変換領域で制御則を導出する手法である。円あるいは直線経路に対してはそれぞれその半径方向および直交方向の誤差が正確な経路誤差となるため、これらの誤差を評価することにより本質的な経路制御が実現できると考えられる。また変換領域のゲイン成分目標値が一定となるため、どのような経路であっても 1 型の制御系を構成すれば理想的には経路誤差を 0 にできることになる。なお本論文では提案する伸縮座標変換を用いたベクトル分解経路制御を改めて「ベクトル分解経路制御」と呼ぶことにする。

2. ベクトル分解経路制御

本論文で提案するベクトル分解経路制御は複数軸への適用が可能であるが、ここでは 2 軸の X-Y テーブルを例として説明する。

いま図 1 の点線で示すような単位円の経路目標値を考える。各軸独立制御の場合には現在位置 $p(t)$ と位置目標値 $R(t)$ の距離を経路誤差と見なしていることになる。しかしこれを経路誤差として経路制御を行うのは望ましくなく、実際には単位円の基準点から現在位置 $p(t)$ に向かう軸の目

標経路との交点と $p(t)$ との距離を経路誤差と定義するのが適当である。経路目標値が、図 1 の実線で示すように円状任意曲線の場合には、各時刻において逐次伸縮座標変換を行い、単位円に変換して同様に考えればよい。

一方、直線経路目標値の場合には図 1 で単位円の半径を無限大として考えれば、点線は基準点から現在位置 $p(t)$ に向かう軸と直交する直線となり、以上と同様な説明ができる。

以下ではこの手法を具体的に説明する。一般の X-Y テーブルでは以下のような運動方程式が成り立つ。

$$\dot{p}_i = v_i \cdots \cdots \cdots (1)$$

$$M_i \dot{v}_i(t) + D_i v_i(t) + d_i(t) = K_{Fi} u_i(t) \cdots \cdots (2)$$

ただし、 $i = x, y$ であり、

$p_i(t)$: 位置, $v_i(t)$: 速度, $u_i(t)$: 電流指令値, $d_i(t)$:

負荷推力, M_i : 質量, D_i : 摩擦係数, K_{Fi} : 推力

定数

ここで質量, 摩擦係数, 推力定数の各パラメータは x 軸と y 軸で異なるため、各係数を見かけ上一致させると (2) 式は以下ようになる。

$$\dot{v}_i(t) = -\frac{D}{M} v_i(t) + \frac{K_F}{M} u_{ci}(t) - d_{ci}(t) \cdots \cdots (3)$$

ただし、

$$u_{ci}(t) = \frac{MK_{Fi}}{M_i K_F} \left\{ u_i(t) - \frac{D_i}{K_{Fi}} v_i(t) \right\} + \frac{D}{K_F} v_i(t),$$

$$d_{ci}(t) = \frac{1}{M_i} d_i(t)$$

ここで (1) 式および (3) 式を図 2 に示すように x - y 座標系から d - q 回転座標系に変換し、さらに d - q 回転座標系に対して伸縮座標変換を行う。このとき $p_i(t)$, $v_i(t)$, $u_{ci}(t)$, $d_i(t)$ など変数を一般に $f_i(t)$ で表し、 d 軸の伸縮比を α_d , q 軸の伸縮比を α_q として、伸縮座標変換した変数を “ $\hat{}$ ” を付けて表すと変換式は以下ようになる。

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta(t) & \sin \theta(t) \\ -\sin \theta(t) & \cos \theta(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_x(t) \\ f_y(t) \end{bmatrix} \cdots \cdots (4)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{f}_d(t) \\ \hat{f}_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_d & 0 \\ 0 & \alpha_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} \cdots \cdots (5)$$

ただし、 $\theta(t)$ は d 軸と x 軸とのなす角である。(4), (5) 式の変換を行うと (1) 式および (2) 式は次式のようにになる。

$$\dot{\hat{p}}_d = \dot{\theta} \alpha_d p_q + \alpha_d \dot{p}_d + \hat{v}_d \cdots \cdots (6)$$

$$\dot{\hat{p}}_q = -\dot{\theta} \alpha_q p_d + \alpha_q \dot{p}_q + \hat{v}_q \cdots \cdots (7)$$

$$\dot{\hat{v}}_d = -\frac{D}{M} \hat{v}_d + \alpha_d \dot{v}_d + \dot{\theta} \alpha_d v_q + \frac{K_F}{M} \hat{u}_{cd} - \hat{d}_{cd} \cdots \cdots (8)$$

$$\dot{\hat{v}}_q = -\frac{D}{M} \hat{v}_q + \alpha_q \dot{v}_q - \dot{\theta} \alpha_q v_d + \frac{K_F}{M} \hat{u}_{cq} - \hat{d}_{cq} \cdots \cdots (9)$$

図 1 経路誤差の概念

Fig. 1. An idea of path error.

(6)~(9) 式が回転座標変換と伸縮座標変換を行った方程式であり、ベクトル分解経路制御の基本となる式である。しかしこのままでは、非線形であり制御系の構成が困難であるので、以下に示すように目標値を円状経路と直線状経路に分けて展開を行う。

〈2・1〉 円状経路の場合 図 2 において d 軸を基準点から現在位置に向かうベクトルと一致させる。そして d 軸と単位円が交わったところを d 軸の目標値 $\alpha_d(t)R_d(t) = 1$ とする。このとき

$$p_q = \dot{p}_q = \hat{p}_q = \dot{\hat{p}}_q = 0 \dots\dots\dots (10)$$

が常に成り立ち、これを用いて (6), (7) 式は

$$\dot{\hat{p}}_d = \dot{\alpha}_d p_d + \hat{v}_d = \hat{v}_{dv} \dots\dots\dots (11)$$

$$\dot{\theta} = \frac{v_q}{p_d} \dots\dots\dots (12)$$

と変形できる。このとき (11), (12) 式においては q 軸の伸縮比 α_q は消去されている。また (8), (11) 式より、

$$\hat{v}_{dv} = -\frac{D}{M}\hat{v}_{dv} + \frac{K_F}{M}\hat{u}_d - \hat{d}_{cd} \dots\dots\dots (13)$$

ただし、

$$\hat{u}_d = \hat{u}_{cd} + \frac{M}{K_F}(\ddot{\alpha}_d p_d + 2\dot{\alpha}_d \dot{v}_d + \dot{\theta}\alpha_d v_q + \frac{D}{M}\dot{\alpha}_d p_d)$$

と $\hat{v}_{dv}$ を用いた線形式が成り立つ。一方, (9), (12) 式より、

$$\ddot{\theta} = -\frac{D}{M}\dot{\theta} + \frac{K_F}{M}\tilde{u}_q - \frac{1}{M}\tilde{d}_q \dots\dots\dots (14)$$

ただし、

$$\tilde{u}_q = \frac{u_{cq}}{p_d} - 2\frac{M}{K_F}\frac{\dot{\theta}v_d}{p_d}, \quad \tilde{d}_q = \frac{d_q}{p_d}$$

と q 軸成分に関する式から θ 成分に関する式に変換することができる。(11) 式と (13) 式および (14) 式より、それぞれ以下のような d 軸成分, θ 成分に関する線形で相互に非干渉な状態方程式にまとめられる。

図 2 座標変換 (曲線経路)

Fig. 2. Coordinate transformation (Curved line path).

d 軸成分:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\hat{p}}_d \\ \hat{v}_{dv} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -D/M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p}_d \\ \hat{v}_{dv} \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} 0 \\ K_F/M \end{bmatrix} \hat{u}_d - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \hat{d}_{cd}, \\ \hat{u}_d &= \hat{u}_{cd} + \frac{M}{K_F}(\ddot{\alpha}_d p_d + 2\dot{\alpha}_d \dot{v}_d + \dot{\theta}\alpha_d v_q + \frac{D}{M}\dot{\alpha}_d p_d) \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

θ 成分:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \ddot{\theta} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -D/M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} 0 \\ K_F/M \end{bmatrix} \tilde{u}_q - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \tilde{d}_q \\ \tilde{u}_q &= \frac{u_{cq}}{p_d} - 2\frac{M}{K_F}\frac{\dot{\theta}v_d}{p_d}, \quad \tilde{d}_q = \frac{d_q}{p_d} \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

これらより (15) 式の d 軸成分がゲイン成分, (16) 式の θ 成分が位相成分に相当したものとなり、それぞれ非干渉として扱えることからゲイン成分と位相成分でベクトルの分離して考えられることがわかる。ここで、(15) 式は伸縮座標変換を行っているため、目標経路を単位円に変換して考えることができ、 d 軸の誤差が変換領域での経路誤差となり、また d 軸制御系の目標値は常に 1 で一定となる。

(15) 式に対して $\hat{p}_d(t) \rightarrow 1$ なる制御を行い、(16) 式に対して $\theta(t) \rightarrow R_\theta(t)$ なる制御を行えば、経路誤差は d 軸成分のみによって表される。このとき d 軸目標値は常に 1 となるため 1 型の制御系を構成すれば理想的には定常誤差を 0 とできる。 θ 成分の方は入力などの特性を考慮して決めるが、目標経路の移動を与えるのみで経路誤差には関係なくなる。このため、 θ 成分制御系は d 軸制御系に比べて追従性能を劣化させるように構成すれば、負荷外乱などが加わった場合に d 軸制御系への影響を小さくすることができる。すなわち、経路に直接関係ない θ 成分の応答を犠牲にすることによって、 d 軸成分の応答すなわち経路応答の劣化を抑えることが可能になる。

〈2・2〉 直線状経路の場合 図 3 に示すような図 2 で単位円の半径を無限大とした直線状経路の場合を考える。図 3 では d 軸を点線で表された直線経路目標値と直交するように設定し、そのときの θ で固定している。このときにはやはり d 軸成分の誤差が経路誤差になり、 θ 成分の代わりに q 軸成分が移動の役割を果たす。経路目標値が図 3 の実線で示すように直線状任意曲線の場合には、 d 軸方向のみに伸縮座標変換を行い直線に変換させて同様に考える。

いま θ を固定し、 q 軸は伸縮座標変換を行わないことから、

$$\dot{\theta} = 0 \dots\dots\dots (17)$$

$$\alpha_q = 1 \dots\dots\dots (18)$$

図3 座標変換

Fig. 3. Coordinate transformation (Straight path).

図4 ベクトル分解経路制御の手順

Fig. 4. Procedure of proposed path control.

を(6)~(9)式に用いると以下のような d 軸成分, q 軸成分に関する線形で相互に非干渉な状態方程式にまとめられる。

d 軸成分:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{p}}_d \\ \dot{\hat{v}}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -D/M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p}_d \\ \hat{v}_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_F/M \end{bmatrix} \hat{u}_d - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \hat{d}_{cd} \\ \hat{u}_d = \hat{u}_{cd} + \frac{M}{K_F} \left(\ddot{\alpha}_d p_d + 2\dot{\alpha}_d \dot{v}_d + \frac{D}{M} \dot{\alpha}_d p_d \right) \quad \dots\dots\dots (19)$$

q 軸成分:

$$\begin{bmatrix} \dot{p}_q \\ \dot{v}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -D/M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_q \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_F/M \end{bmatrix} u_{cq} - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} d_{cq} \quad \dots\dots\dots (20)$$

(19), (20) 式は円状経路の場合と同じく、互いに非干渉となるが、 θ 成分の代わりに q 軸成分が移動を与えることになる。また(15), (16) 式および(19), (20) 式はすべて係数が等しくなっており、同一の制御パラメータで扱うことが可能となる。

〈2・3〉 制御入力の導出 (15), (16) 式あるいは(19), (20) 式に対して制御系を構成する。制御系はどのような制御系を用いても良いが、ベクトル分解経路制御の性質を調べるためには基本的な制御系が適していると考えられるため、今回は最適サーボ系を用いる。

まずこれらの方程式を離散時間系に変換するが、(15), (16) 式および(19), (20) 式はすべて係数が等しくなっているため変換した係数もすべて同じものになる。これに対して拡大系(エラーシステム)を構成し、最適レギュレータ問題を解いて以下のような制御入力を得る⁽¹⁰⁾。

円状経路の場合:

$$\begin{aligned} \hat{u}_d(k) = & f_{d1}(1 - \hat{p}_d(k)) + f_{d2}(\hat{p}_d(k) - \hat{p}_d(k-1)) \\ & + f_{d3}(\hat{v}_{dv}(k) - \hat{v}_{dv}(k-1)) + \hat{u}_d(k-1) \quad \dots\dots\dots (21) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tilde{u}_q(k) = & f_{\theta 1}(R_\theta(k) - \theta(k)) + f_{\theta 2}(\theta(k) - \theta(k-1)) \\ & + f_{\theta 3}(\dot{\theta}(k) - \dot{\theta}(k-1)) + \tilde{u}_q(k-1) \quad \dots\dots\dots (22) \end{aligned}$$

直線状経路の場合:

$$\begin{aligned} \hat{u}_d(k) = & f_{d1}(1 - \hat{p}_d(k)) + f_{d2}(\hat{p}_d(k) - \hat{p}_d(k-1)) \\ & + f_{d3}(\hat{v}_d(k) - \hat{v}_d(k-1)) + \hat{u}_d(k-1) \quad \dots\dots\dots (23) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_{cq}(k) = & f_{q1}(R_q(k) - p_q(k)) \\ & + f_{q2}(p_q(k) - p_q(k-1)) \\ & + f_{q3}(v_q(k) - v_q(k-1)) + u_{cq}(k-1) \quad \dots\dots\dots (24) \end{aligned}$$

円状経路の場合は(21), (22) 式より $\hat{u}_d(k)$, $\tilde{u}_q(k)$ を求め、(15), (16) 式と $\hat{u}_{cd}(k) = \alpha_d(k)u_{cd}(k)$ より、 $u_{cd}(k)$, $u_{cq}(k)$ を求める。さらにこれらを(4) 式の回転座標逆変換により $u_{cx}(k)$, $u_{cy}(k)$ の x - y 座標系における制御入力に変換する。そして(3) 式を用いて実際の制御入力 $u_x(k)$, $u_y(k)$ を求める。

直線状経路の場合は(23), (24) 式より $\hat{u}_d(k)$, $u_{cq}(k)$ を求め、(19) 式と $\hat{u}_{cd}(k) = \alpha_d(k)u_{cd}(k)$ より、 $u_{cd}(k)$ を求める。以下は円状経路の場合と同様にして実際の制御入力 $u_x(k)$, $u_y(k)$ を求める。

これらの手順の概要を図4に示す。

3. ベクトル分解経路制御系の性質の実験的検証

2. 章で提案したベクトル分解経路制御法をリニア X-Y テーブルに適用して、その有効性について実験による検討

図5 リニア X-Y テーブル

Fig. 5. Structure of using linear X-Y table.

を行う。

今回用いたリニア X-Y テーブルは図 5 に示すようにリニア DC ブラシレスモータを十字型に組み合わせて試作したものであり、下軸と上軸のパラメータが大幅に異なる。このリニア X-Y テーブルの状態方程式は (1) および (2) 式に示すようであり、パラメータは以下になる。

X 軸 (下軸) :

ストローク : 0.5 m, 可動子質量 : 4.75 kg,

摩擦係数 : 10.5 kg/s, 推力定数 : 6.88 N/A

Y 軸 (上軸) :

ストローク : 0.5 m, 可動子質量 : 0.60 kg,

摩擦係数 : 0.70 kg/s, 推力定数 : 1.02 N/A

また駆動回路への入力電圧は $-10\text{V} \sim +10\text{V}$ であり、このとき電流は $-3.0\text{A} \sim 3.0\text{A}$ の範囲で変化する。今回サンプリング周期は 1ms で行い、各軸の制御系特性をできるだけ一致させた各軸独立制御との応答の比較を行った。

各軸独立制御は (3) 式の変形して両軸の平均値を見かけ上のパラメータとし、離散時間系に変換して最適サーボ系を構成している。構成した最適サーボ系の制御入力

$$u_i(k) = f_{i1}(R_i(k) - p_i(k)) + f_{i2}(p_i(k) - p_i(k-1)) + f_{i3}(v_i(k) - v_i(k-1)) + u_i(k-1) \quad (25)$$

であり、両軸とも同一のフィードバック係数

$$[f_{i1} \ f_{i2} \ f_{i3}] = [67.07 \ -2.527 \times 10^3 \ -48.45]$$

を用いて制御系特性を一致させている。

一方、ベクトル分解経路制御は d 軸については追従性の良好な制御系を実現し、 θ 成分および q 軸については d 軸に比べて追従性能を劣化させている。両者とも制御系は基本的な最適サーボ系を構成しており、各軸独立制御の場合と入力のピーク値がほぼ等しくなるようにフィードバック係数は

$$[f_{d1} \ f_{d2} \ f_{d3}] = [1.320 \times 10^3 \ -2.083 \times 10^4 \ -1.735 \times 10^2]$$

(a) Independent control of each axis

(b) Path control with vector decomposition

図6 楕円経路目標値に対する応答

Fig. 6. Responses for the desired elliptical path.

$$[f_{\theta 1} \ f_{\theta 2} \ f_{\theta 3}] = [f_{q1} \ f_{q2} \ f_{q3}] = [1.128 \ -0.214 \ -16.32]$$

としている。

まず基本的なベクトル分解経路制御の特性を楕円経路目

(a) Independent control of each axis

(b) Path control with vector decomposition

図7 楕円経路目標値に対する応答 (外乱あり)
Fig. 7. Responses for the desired elliptical path (with disturbance).

標値の場合について確かめる。図6, 7にベクトル分解経路制御の効果をみるために楕円経路目標値に関する実験結果を示す。楕円目標値を(0, -0.15)を始点として反時計回りに1周4秒で周速度一定で動くように与えている。それ

図8 図6の接線速度

Fig. 8. Tangential velocities of Fig. 6.

図9 図7の接線速度

Fig. 9. Tangential velocities of Fig. 7.

(a) Responses for tangential disturbances

(b) Responses for orthogonal disturbances

図10 接線方向及び直交方向外乱に対する応答
Fig. 10. Responses for tangential or orthogonal disturbances.

ぞれ (a) は各軸独立制御, (b) はベクトル分解経路制御の場合を示している。ベクトル分解経路制御は単位円に変換して行ったものである。また経路誤差は各時刻位置における経路目標値との最短距離を示しており、これは以下の実験結果でも同じである。図7では矢印の位置から最初に y 軸に1.5秒間 -3 N の矩形波状外乱, ついで x 軸に0.05秒間 9 N の矩形波状外乱を等価的に加えている。図6では両者ともなめらかな応答を示しているが, (b) のベクトル分解経路制御の方が, (a) の各軸独立制御に比べて全体的に経路誤差が大幅に小さくなっていることがわかる。また x

(a) Independent control of each axis

(b) Path control with vector decomposition

図 11 θ 成分の速度を倍にした場合の応答

Fig. 11. Responses at doubled speed of θ component.

図 12 伸縮座標変換を行わない場合の応答

Fig. 12. Responses without expansionary coordinate transformation.

軸, y 軸の応答をみると (b) のベクトル分解経路制御の方がむしろ追従性が大幅に劣っていることは興味深い。つぎに図 7 の外乱の影響については, (a) の各軸独立制御の方は経路誤差が大きく劣化しているが, (b) のベクトル分解経路制御の方はあまり変化はなく, x 軸, y 軸の応答をみると (b) の方は変動しながらそれぞれ協調して変化し, 外乱の影響を抑制できていることがわかる。

これをより詳しく調べるために図 8 および図 9 に図 6 および図 7 の接線速度を示す。図 8 の外乱が入っていない場合には (a) の各軸独立制御も (b) のベクトル分解経路制御も接線速度変動はほとんど変わらないが, 外乱が入った図 9 の方は (b) のベクトル分解経路制御の方が (a) の各軸独立制御より大きくなっていることがわかる。しかし図 7 の (a) と (b) を比べればわかるように, 経路誤差は (b) の方が大幅に小さくなっている。これはベクトル分解経路制御においては, q 軸および θ 成分制御系については d 軸制御系に比べて追従性能を劣化させることにより, これらの応答を犠牲にすることにより d 軸成分の応答すなわち経路

(a) center = (0, 0)

(b) center = (0, 0.05)

(c) center = (0, 0.07)

図 13 回転座標系の基準点を変えた場合の応答

Fig. 13. Responses at different reference points.

応答の劣化を抑えようとする考え方によるからであり, 理論通りの結果といえる。経路制御においても曲線の接線速度を一定とすることが求められる場合もあるが, ベクトル分解経路制御の基本的な考え方は経路誤差を小さくすることの方を接線速度を一定にすることより重視するものといえる。

図 10 にこの同じ楕円経路に接線方向外乱と直交方向外乱を印加したときの結果を示す。外乱は矢印の位置で 0.05 秒間 x 軸に 9 N, y 軸に -3 N の矩形波状外乱を等価的に加えている。接線外乱に対してはほとんど外乱の影響をうけておらず図 7(b) とほぼ同じ経路誤差となっているが, 直交外乱の場合は d 軸制御系のみで外乱に対処しているため外乱印加時の誤差が多少大きくなっており, 上述した θ 成分によって外乱の影響を吸収するという本制御系の性質が確認できる。

図 11 に 1 周 2 秒と θ 成分の速度を 2 倍にした場合の結果を示す。(a) の各軸独立制御の場合は図 6 に比べて経路誤差が大きく増加しているが, (b) のベクトル分解経路制御の場合には経路誤差はほとんど変化していない。これは (a) の方が x 軸と y 軸の応答の差が大きくなるのに対し,

図 14 扇形経路目標値に対する応答

Fig. 14. Responses for the desired sectorial path.

(b) では d 軸制御系と θ 成分制御系が非干渉となっているため、 d 軸制御系が θ 成分制御系の影響をほとんど受けなためと考えられる。

図 12 に伸縮座標変換を行わず、回転座標変換のみの結果を示す。経路誤差は大幅に増大しており、伸縮座標変換の効果や追従性能による制御系の性質がよく分かる結果となっている。

以上の楕円経路目標値の場合には回転座標系の基準点を中心にとっているが、任意曲線経路目標値の場合にはその基準点をどこにとればよいのか明確でない場合も多い。つぎにこの基準点の影響を調べてみる。図 13 に円経路目標値に対して基準点を円の中心、中心から下に 0.05 m、0.07 m ずらした場合の経路応答を示す。どの場合でも経路誤差はほとんど変わらないことがわかり、これらよりある範囲であれば基準点をどこにとっても経路誤差はほとんど変わらないことがわかる。この性質は任意曲線経路に本制御系を適用する際に適当に基準点を決めてよいことになり本手法の適用が非常に容易になることを示している。

図 14 に直線と曲線経路を組み合わせた扇形経路を単位円に変換したベクトル分解経路制御系の応答を示す。直線と曲線の切り替わり時をのぞいては良好な応答になっていることがわかる。切り替わり時の応答の乱れについては d 軸の目標値が急変しているためであり今後の課題である。

図 15 に今度は 15 度傾けた正弦波状経路に対する経路応

(a) Independent control of each axis

(b) Path control with vector decomposition

図 15 正弦波状経路目標値に対する応答

Fig. 15. Responses for the desired sinusoidal path.

答を示す。矢印の位置に 0.05 秒間 2 N の矩形波状外乱を加えており、ベクトル分解経路制御の方は直線に変換して行っている。(a) に各軸独立制御の応答を示し、(b) に直線経路に変換したベクトル分解経路制御の応答を示している

が、ベクトル分解経路制御においてはこのような開曲線に対しても直線経路に変換することにより良好な経路応答が得られることがわかる。なお制御終了時に入力完全に0になっていないのはオフセットの影響と思われる。

4. おわりに

任意曲線経路に対して有効な経路制御法として伸縮座標変換を用いたベクトル分解経路制御法を提案した。

本法は任意曲線経路に対して、回転座標変換と伸縮座標変換を行うことにより、円あるいは直線経路に変換し、その仮想領域で制御則を導出する方法である。円あるいは直線経路に対してはその半径方向および垂直方向の誤差が正確な経路誤差となるため、これらの誤差を評価することにより本質的な経路制御が実現できると考えられる。また変換領域ではゲイン成分目標値が一定となるため、どのような経路であっても1型の制御系を構成すれば理想的には経路誤差を0にできることになる。さらに本法によればシステムをゲイン成分と位相成分相当に分離できるため、外乱などの影響を位相成分の変動で吸収し、ゲイン成分すなわち経路誤差への影響を軽減することも可能となる。

今回は2軸システムにおいて有効性を確認したが、3軸システムなどへの適用も検討しており機会を改めて報告したい。また任意曲線目標値を円状経路目標値と直線状目標値のどちらに変換するかの指標についても現在検討を進めている。

最後に本研究は文部科学省科学研究費補助金(基盤研究(C)13650259)の援助の基で行われたことを付記し、謝意を表します。

(平成14年11月21日受付, 平成15年6月30日再受付)

文 献

- (1) K. Itoh and T. Tsuchiya: "Application of Preview Control with Superficial Evaluation Term for Trajectory Control", *Trans. SICE*, Vol.25, No.7 pp.771-777 (1989-7) (in Japanese)
伊藤浩司・土谷武士:「面積誤差項を含む予見制御系の経路制御への応用」, 計測自動制御学会論文集, **25**, 7, pp.771-777 (1989-7)
- (2) T. Egami, O. Toyoda, and T. Tsuchiya: "Cooperative Path Control and Its Application to Linear X-Y table", *T. IEE Japan*, Vol.113-D, No.12, pp.1395-1402 (1993-12) (in Japanese)
江上 正・豊田 修・土谷武士:「協調経路制御とそのリニア X-Y テーブルへの応用」, 電学論 D, **113**, 12, pp.1395-1402 (1993-12)
- (3) Y. Koren: "Cross-Coupled Biaxial Computer Controls for Manufacturing Systems", *Trans. ASME, J. Dyn. Sys. Meas. Control*, Vol.102, pp.265-272 (1980-12)
- (4) Y. Tan, T. Egami, and T. Murata: "Method for Optimal Synchronous Position Control and Its Application to a Linear X-Y table", *Trans. JSME*, Vol.62-C, No.598, pp.2193-2200 (1996-6) (in Japanese)

譚 羅鋼・江上 正・村田年昭:「最適同期化経路制御系とそのリニア X-Y テーブルへの応用」, 日本機械学会論文集 (C 編), **62**, 598, pp.2193-2200 (1996-6)

- (5) M. Nakamura, D. Hiyamizu, and N. Kyura: "A Method for Precise Contour Control of Mechatronic Servo System with Master-Slave Axes by Use of Synchronous Position Control", *Trans. SICE*, Vol.33, No.4, pp.274-279 (1997-4) (in Japanese)
中村政俊・冷水大作・久良修郎:「主軸従軸関係をもつメカトロサーボ系の主軸位置同期を図った高精度輪郭制御法」, 計測自動制御学会論文集, **33**, 4, pp.274-279 (1997-4)
- (6) M. Nakamura, T. Maeda, and N. Kyura: "A Method of Contour Control for Mechatronic Servo System by use of Error Feedback Synchronous Position", *T. IEE Japan*, Vol.117-D, No.5, pp.544-551 (1997-5) (in Japanese)
中村政俊・前田貴信・久良修郎:「誤差フィードバック位置同期を図」(1997-5)
- (7) T. Egami, and K. Yoda: "Optimal Synchronous Path Control of Mechatronic Servo System", *Trans. SICE*, Vol.34, No.9, pp.1178-1183 (1998-9) (in Japanese)
江上 正・依田一宏:「メカトロサーボ系の最適同期化経路制御」, 計測自動制御学会論文集, **34**, 9, pp.1178-1183 (1998-9)
- (8) T. Egami, T. Yoshikawa, and M. Kurihara: "Path Control with Vector decomposition", *T. IEE Japan*, Vol.120-D, No.2, pp.1395-1402 (2000-2) (in Japanese)
江上 正・吉川智康・栗原 真:「ベクトル分解経路制御」, 電学論 D, **120**, 2, pp.262-268 (2000-2)
- (9) T. Egami and T. Tsuchiya: "Path Control with Vector Decomposition", *Control 2000*, Cambridge, UK (2000-9)
- (10) T. Tsuchiya and T. Egami: *Modern Control Engineering—New Edition*, pp.195-199, Sangyo Tosho Pub. (2001) (in Japanese)
土谷武士・江上 正: 新版現代制御工学, pp.195-199, 産業図書 (2001)

江上 正 (正員) 1959年7月17日生。1987年3月北海道大学大学院電気工学専攻博士課程修了。同年4月神奈川大学工学部機械工学科専任講師, 1990年4月助教授, 1997年4月教授となり, 現在に至る。工学博士。制御工学, ロボティクス, メカトロニクス分野の研究に従事。計測自動制御学会, 日本機械学会, 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, IEEEなどの会員。

円谷 佳寛 (非会員) 1982年11月6日生。2001年3月神奈川大学工学部機械工学科卒業。同年4月同大学大学院工学研究科機械工学専攻博士前期課程入学, 現在に至る。機械システムの経路制御に関する研究に従事。