

レートが比較的低いという特性により外乱抑圧特性が悪いと反応時間が長いという問題が起こる。近年、制御入力をカメラのサンプリング周期より短い周期で切り替えるマルチレートサンプリング制御が盛んに研究されている。藤本ら⁽⁵⁾はマルチレート完全外乱抑圧制御器により精度よくトラッキングできることを示した。Simら⁽⁶⁾はマルチレートスミス予測器を用い、高性能ビジュアルサーボシステムを提案した。

しかしこれらの手法においては周期の不一致による座標変換の干渉問題は考えられなかった。高速な運動と広い作業には適していないため、本研究では、サンプル点間予測法を用いて、高速なターゲットトラッキングできる新しいビジュアルサーボ設計法を提案する。さらに、その有効性を証明するため、2軸ロボットのモデルを用いて、シミュレーションを行う。

2. ビジュアルサーボ制御の基本原則

本章ではまずビジュアルサーボ制御における一般的なモデルリングと離散系における制御手法を説明する。

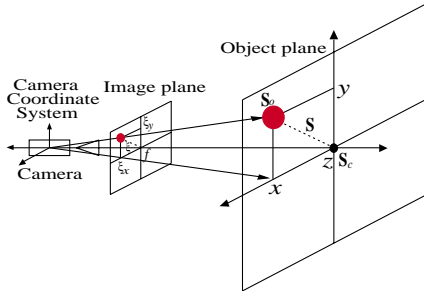


図2 撮像モデル
Fig. 2. Perspective model

2.1 撮像モデルと位置ベース法の解析 カメラはロボットハンドに固定されているとし、カメラと物体の位置、姿勢をそれぞれ s_c, s_o とする。撮像モデル Fig.2 が理想的な透視写像であるとする、カメラ座標系における物体座標系原点の位置 $[x, y, z]^T$ は画像平面のある点に投影される。特徴量ベクトルを ξ とするとき、カメラと物体の相対位置を $s \triangleq s_o - s_c$ としたときのカメラのモデルは次式で示される。

$$\xi = \begin{bmatrix} \xi_x \\ \xi_y \end{bmatrix} = \frac{f}{z} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \frac{f}{z} (s_c - s_o) = \iota(s) \quad (1)$$

ビジュアルサーボ系は目標値入力の方法の違いにより、位置ベース法と特徴ベース法の二つに区別される⁽⁴⁾。特徴ベース法での画像ヤコビアンは、画像空間上の特徴量から関節空間上の関節角指令を直接的に生成するため、一般的にタスクが記述される作業空間上で記述できない。一方、物体の軌道が未知の場合、それを予測する必要があるが位置ベース法は実際の作業空間に適用できるという理由で、主に物体軌道が未知の場合の研究に使用されている。本研究は物

体の軌道が未知の場合を考えるので、位置ベース法を使用する。

位置ベース法の目標値は s^{ref} である。 s を微分すると

$$\dot{s} = \frac{\partial s}{\partial \theta} \dot{\theta} + \frac{\partial s}{\partial P} \dot{P} \triangleq J(\theta)\dot{\theta} + L(P)\dot{P} \quad \dots \dots \dots (2)$$

となる。ここで、 $J(\theta)$ は運動学ヤコビアン、 $L(P)$ は位置ベース運動ヤコビアンと呼ばれる。

式(2)を離散化すると、次式ようになる。

$$\Delta s_k = J(\theta_k)\Delta\theta_k + L(P_k)\Delta P_k \quad \dots \dots \dots (3)$$

ここで、 $\Delta\theta$ の項と ΔP の項は独立で、 P は制御できないものなので、位置差 Δs_k を補償したい時、ロボットアームを次式のように動かす必要がある。

$$\Delta\theta_k = J^{-1}(\theta_k)\Delta s_k \quad \dots \dots \dots (4)$$

式(3)を用いて構成される位置ベースビジュアルサーボ系は Fig.3 に示される。

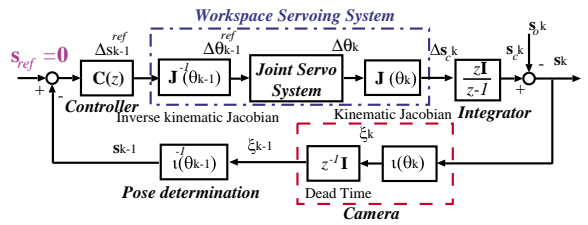


図3 位置ベースのビジュアルサーボ系
Fig. 3. Position-based visual servo structure

2.2 ビジョンループにおけるビジュアルサーボシステムのモデルリング ロボットの位置制御では、各関節のお互いの干渉力を含めた非線形性が存在する。⁽⁷⁾は関節空間にロバスタな外乱オブザーバを適用することで、各軸を非干渉化している。これに基づいて線形化を施した n 軸ロボットのジョイントサーボの伝達関数は次式で表される。

$$P_l(z) = \frac{\dot{\theta}_l}{\theta_l^{ref}} \quad l = 1, \dots, n \quad \dots \dots \dots (5)$$

ここで、 P_l は $\lim_{z \rightarrow 1} P_l(z) = 1$ と仮定すれば正規化される。運動学ヤコビアン J と逆運動学ヤコビアン J^{-1} は次式のように表現される。

$$J(\theta_k) = \begin{bmatrix} J_{11} & \dots & J_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ J_{n1} & \dots & J_{nn} \end{bmatrix}, \quad J^{-1}(\theta_{k-1}) = \begin{bmatrix} J_{11}^{-1} & \dots & J_{1n}^{-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ J_{n1}^{-1} & \dots & J_{nn}^{-1} \end{bmatrix} \quad (6)$$

さらに、Fig. 4 の離散系の開ループ伝達関数 $G(z)$ は次式のように計算できる。

$$G(z) = \frac{I}{z} \frac{zI}{z-1} H(z) \quad \dots \dots \dots (7)$$

$$H(z) = J(\theta_k)P(z)J^{-1}(\theta_{k-1}) \quad \dots \dots \dots (8)$$

$\lim_{z \rightarrow 1} H(z) = I$ の対角化が成立すれば各関節に干渉は生じず、式(7)を用いて、独立な制御器を設計することができる。

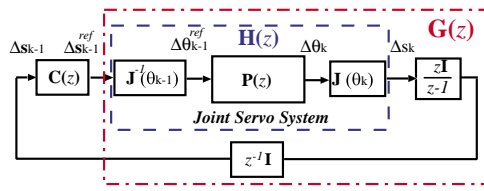


図4 線形化されたビジュアルサーボの動態モデル

Fig. 4. Linearized dynamical model of the visual servo system

3. ビジュアルサーボシステムの従来型座標変換の干渉問題の解決手法

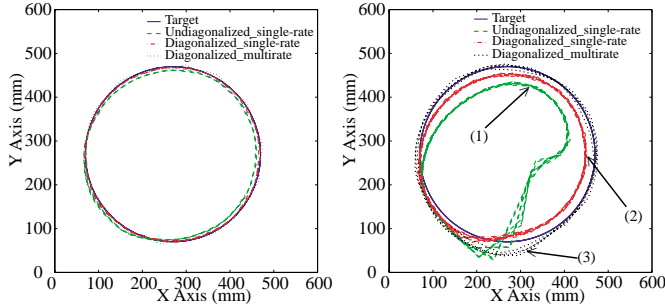


図5 (a) 低速追従 (毎秒 1π rad) (b) 高速追従 (毎秒 3π rad)

Fig. 5. (a)Low speed tracking (1π rad/s) (b)High speed tracking (3π rad/s)

過去において、独立な制御器を設計するため、よく用いられる方法はターゲット及びロボットが二つのサンプル点の間では少ししか動かないので、 $\theta_k \approx \theta_{k-1}$ を利用し、 J^{-1} と J はこの時間の間では一定であると仮定するものである。式 (8) は対角行列となり、Fig.5(a) に示すように各関節には干渉がなく、独立な制御器を設計することができる。

ただし、実際の生産応用あるいは高速トラッキングを行う場合、このような手法は難しい。高速トラッキングでは対角化ができず、Fig.5(b) の (1) のような問題が起ってしまう。

この問題に対して従来からもう一つの手法が用いられてきた。座標変換問題を無視し、 θ を短い周期で切り替える。Fig.6(a) のように $\theta_{k-1+\nu_i} \approx \theta_{k-1+\nu_{i+1}}$ と近似する。そうすると、難しい対角化問題は解決できるが、 T_f の間に $J^{-1}(\theta_{k-1+\nu_i})\Delta s_{k-1+\nu_i}^{ref} \neq J^{-1}(\theta_{k-1+\nu_{i+1}})\Delta s_{k-1+\nu_{i+1}}^{ref}$ という関係があるので、高速トラッキングの時、Fig.5(b) の (2) に示すように座標変換が不正確になる。

Fig.6(b) のマルチレート制御を用いれば、対角化と座標変換の両方を考慮することができるが、依然としてプラントモデル予測法を用いて、点間値 $\Delta \hat{s}_{k-1+\nu_i}^{ref}$ を予測している。プラントモデルが更新されないと、非対角化成分として干渉項が含まれているので、Fig.5(b) の (3) に示すようにモデルから計算された予測値は正確ではないという問題

がある。

また、 $J(\theta_k)$ と $J^{-1}(\theta_{k-1})$ を制御器に入れてオンラインで毎周期に計算する方法もある。ただし、この方法は計算量が多いという欠点がある。とくに多軸ロボットの場合は大きな影響がある。以上の理由から従来のシングルレートとマルチレート制御手法では精度が高い高速ビジュアルサーボ制御が困難である。

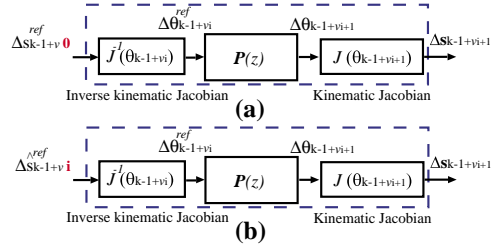


図6 (a) 正確でない (b) 正確な作業空間サーボシステム

Fig. 6. (a)Inaccurate (b)Accurate workspace servo system

4. サンプル点間予測器によって座標変換の干渉問題を解決した高速ビジュアルサーボ系の提案

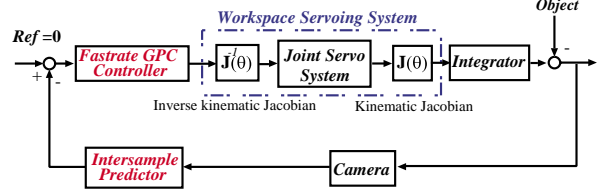


図7 提案するマルチレートビジュアルサーボ制御系

Fig. 7. Proposed Multirate Visual Servo Control Scheme

第3章では干渉問題について従来の解決方法と座標変換に関する問題点を述べた。プラントモデル予測法に基づくマルチレート制御器はこれらの中では性能が一番いいと言われる。本論文で提案する手法は、サンプル点間に制御を行うことで、未知物体の運動に対してプラントモデル予測を用いるマルチレート制御器ではなく、Fig.7 に示すように一般的な物体運動モデルを用いて、サンプル点間予測器を導入しファーストレート制御器を用いる。すなわち下式のように考える。

$$\text{対角化: } \lim_{z \rightarrow 1} J(\theta_{k-1+\nu_{i+1}})P(z)J^{-1}(\theta_{k-1+\nu_i}) \approx I \quad (9)$$

$$\text{座標変換: } \theta_{k-1+\nu_i}^{ref} = J^{-1}(\theta_{k-1+\nu_i})\Delta \hat{s}_{k-1+\nu_i}^{ref} \quad \dots \quad (10)$$

プラントモデル予測を用いないので、提案手法は位置の座標変換が正しくなり、非干渉化性能も良くなるという利点がある。さらに制御器が線形化できるので、非線形制御器と異なってオンライン計算の必要はなく、オフラインで

回計算するだけでよいというメリットもある。

二つの手法の違いを検証するため、GPC に基づいて、シミュレーションにより提案手法の性能を検証する。

4.1 サンプル点間予測器の設計 本節では提案した点間予測器の詳細を説明する。

実際の空間での任意軌道 $\vec{f}(t)$ は $x(t), y(t), z(t)$ を用いて、下記のように表すことができる。

$$\vec{f}(t) = x(t)\vec{i}_x + y(t)\vec{j}_y + z(t)\vec{k}_z \dots\dots\dots (11)$$

各軸はテイラー級数で近似することができる。ここでは、 \vec{i}_x での位置関数 $x(t)$ を例として予測器の設計原理を説明する。離散化されたターゲットの状態方程式は次式になる。

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{F}\mathbf{x}_k + \boldsymbol{\omega}_k \dots\dots\dots (12)$$

$$y_k = \mathbf{H}\mathbf{x}_k + \nu_k \dots\dots\dots (13)$$

ここで、 $\mathbf{x}_k = [x_k \ v_k \ a_k]$ (位置、速度、加速度)で、システム雑音 $\boldsymbol{\omega}_k$ の共分散行列は \mathbf{Q} 、測定雑音 ν_k の共分散行列は \mathbf{R} である。

状態遷移行列 \mathbf{F} と観測行列 \mathbf{H} は

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & T_f & \frac{T_f^2}{2!} \\ 0 & 1 & T_f \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{H} = [1 \ 0 \ 0] \dots\dots (14)$$

ここで、 T_f はビジョンセンサーのサンプリング周期である。各々のデカルト座標における予測カルマンフィルタは次式によって与えられる。

フィルタ方程式

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1/k} = \mathbf{F}\hat{\mathbf{x}}_{k/k} \dots\dots\dots (15)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{k/k} = \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1} + \mathbf{K}_k[y_k - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}] \dots\dots (16)$$

カルマンゲイン

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k/k-1}\mathbf{H}^T[\mathbf{H}\mathbf{P}_{k/k-1}\mathbf{H}^T + \mathbf{R}^{-1}] \dots\dots (17)$$

推定誤差共分散行列

$$\mathbf{P}_{k+1/k} = \mathbf{F}\mathbf{P}_{k/k}\mathbf{F}^T + \mathbf{Q} \dots\dots\dots (18)$$

$$\mathbf{P}_{k/k} = \mathbf{P}_{k/k-1} - \mathbf{K}_k\mathbf{H}\mathbf{P}_{k/k-1} \dots\dots\dots (19)$$

最後に、式 (15) から推定された 3 点を通して 2 次補間多項式を使用してサンプル点間予測値を得る。

4.2 ファーストレート GPC 制御器の設計 一般化予測制御法は非最小位相推移系、不安定系、むだ時間やモデル化されない動特性を含む系など、一般に制御が困難とされる制御対象に対しても良好な制御性能が得られるように、入出力信号の制約条件を考慮できるため、実用的で、有効な制御手法としてこれまで盛んに研究が行われて来た。

元来 GPC の導出には、ARIMAX モデルを利用する多項式代数法に基づく手法が用いられていたが、等価な状態空

間法⁽⁸⁾による設計法も提案された。状態空間法に基づいて、マルチレート制御器設計法は⁽⁹⁾で研究されていた。本研究では、状態空間法によるファーストレート GPC 制御器を構成する。

4.2.1 制御対象 状態空間表現された線形時不変 SISO プラントに積分器を含ませた拡大系について考える。

$$\mathbf{x}_{k+\nu_{j+1}} = \mathbf{A}\mathbf{x}_{k+\nu_j} + \mathbf{B}\Delta u_{k+\nu_j} + \mathbf{d}_{k+\nu_j}$$

$$y_{k+\nu_j} = \mathbf{C}\mathbf{x}_{k+\nu_j} + \omega_{k+\nu_j} \dots\dots\dots (20)$$

ここでの $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$ は式 (7) の $G(z)$ から周期 νT_f で計算される ($\nu = T_f/N$, $\nu_j = \frac{T_f}{N} \times j$, N は T_f の間の制御回数である)。

4.2.2 予測式 上記のモデルを繰り返し用いることで、下記の j ステップ先の出力予測式を導出できる。ただし、外乱の項は取り除いてある。

$$\hat{y}_{k+\nu_j} = \mathbf{C}\mathbf{A}^j\mathbf{x}_k + \sum_{i=0}^{j-1} \mathbf{C}\mathbf{A}^{j-i-1}\mathbf{B}\Delta u_{k+\nu_i} \dots\dots (21)$$

を出力予測式の推定値として与え、以降の GPC 設計を進める。

GPC では、最適制御則の導出のために以下のような線形 2 次形式の評価関数を与える。

4.2.3 制御則

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} e_{k+\nu_j}^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} \Delta u_{k+\nu_{j-1}}^2$$

$$= (\hat{\mathbf{Y}}_k - \mathbf{Y}_k^*)^T (\hat{\mathbf{Y}}_k - \mathbf{Y}_k^*) + \lambda \Delta \mathbf{U}_k^T \Delta \mathbf{U}_k \dots\dots (22)$$

ここで、 $e_{k+\nu_j}$ は j ステップ先における予測追従誤差であり、時刻 $k + \nu_j$ の未来の目標値 $y_{k+\nu_j}^*$ を用いて、 $e_{k+\nu_j} = \hat{y}_{k+\nu_j} - y_{k+\nu_j}^*$ で表されるものである。

評価関数 J の $\Delta \mathbf{U}_k$ に関する偏微分を零とすると式 (22) から式 (23) を求めることができる。

$$\Delta \mathbf{U}_k = (\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T (\mathbf{Y}_k^* - \mathbf{H}\mathbf{x}_k) \dots\dots (23)$$

ここで、各行列の意味は次のように表される。

$$\hat{\mathbf{Y}}_k = [\hat{y}_{k+\nu_{N_1}}, \dots, \hat{y}_{k+\nu_{N_2}}]^T \dots\dots\dots (24)$$

$$\Delta \mathbf{U}_k = [\Delta u_k, \dots, \Delta u_{k+\nu_{N_u-1}}]^T \dots\dots\dots (25)$$

$$\mathbf{Y}_k^* = [y_{k+\nu_{N_1}}^*, \dots, y_{k+\nu_{N_2}}^*]^T \dots\dots\dots (26)$$

ここで、 N_1, N_2 は予測ホライズン、 N_u は制御ホライズン、 y^* は当時刻の目標値、物体追従の場合では目標値を 0 にする。⁽⁹⁾で提案されたマルチレート制御器の制御入力は次式のように表される。

$$\Delta u_{k+\nu_1} = [1, 0, \dots, 0] \Delta \mathbf{U}_k \dots\dots\dots (27)$$

$$\Delta u_{k+\nu_2} = [0, 1, \dots, 0] \Delta \mathbf{U}_k \dots\dots\dots (28)$$

⋮

$$\Delta u_{k+\nu_N} = [0, 0, \dots, 1] \Delta \mathbf{U}_k \dots\dots\dots (29)$$

提案手法はサンプル点間予測器からの予測値を用いて、式(23)は次式のように表される。

$$\Delta U_{k+\nu_j} = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T (Y_{k+\nu_j}^* - H \hat{x}_{k+\nu_j}) \quad (30)$$

が時刻 k と $k+1$ の間の GPC の制御則となる。点間時刻 $(k+\nu_j)T_f$ の制御入力は次式のように計算される。

$$\Delta u_{k+\nu_j} = [1, 0, \dots, 0] \Delta U_{k+\nu_j} \quad \dots \quad (31)$$

5. シミュレーションによる比較検討

基本手法⁽⁹⁾と提案手法について、ビジュアルサーボのシミュレーションを行った。まず、目標物体が等速円運動をしている場合について、次いで等速正方形運動をしている場合についてシミュレーションを行い、提案手法の有効性について検証した。

ビジュアルサーボ系のジョイントループ系の制御周期は 1ms、ビジョンループ系のサンプリング時間は 40ms、制御周期は 5ms とした。したがって、点間予測器の N を 8 とし、プラントモデル予測マルチレート制御器の N も 8 とした。さらに、提案手法のファーストレート GPC 制御器とマルチレート GPC 制御器のパラメータはそれぞれ $N_1 = 1$, $N_2 = 8$, $N_u = 8$, $\lambda = 5$ を設定した。このようにすることで二つの手法の座標変換の干渉問題を同条件で比較できる。通常のカメラの量子化誤差を考慮して、分散が 1 の白色雑音を特徴量に入力し、シミュレーションを行った。

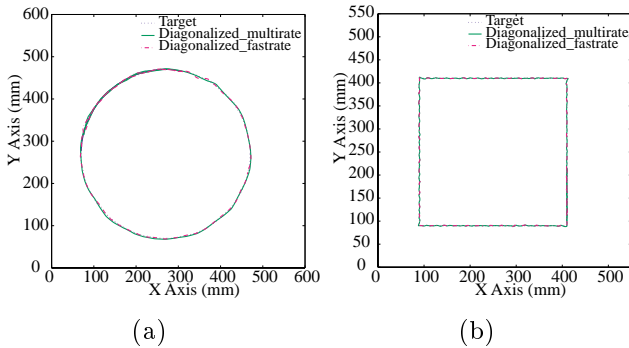


図 8 (a) 低速で円運動する目標に対する追従軌道の比較 (b) 低速で正方形に運動する目標に対する追従軌道の比較

Fig. 8. (a) Comparison of tracking trajectory for low speed circular motion target (b) Comparison of tracking trajectory for low speed square motion target

5.1 目標物体が等速円運動している 本シミュレーションでは目標物体は初期位置を $(470, 270)$ とし、 $t = 2$ から $(270, 270)$ を中心とする半径 200mm の円周上を毎秒 1π rad と 3π rad で等速円運動を行っているものとする。ここで、公平な比較のために二つの手法の追従誤差を Fig. 9(b) に示すように一定にする。Fig. 8(a) に示すように低速運動

を追従するときは座標変換の問題がないので、二つの手法には違いがない。ただし、Fig. 9(b) に示すように高速運動を追従するとき、過去のマルチレート GPC 制御器で行われる点間予測値は座標変換の正確さが失われるので追従軌道は目標軌道はずれることがわかる。

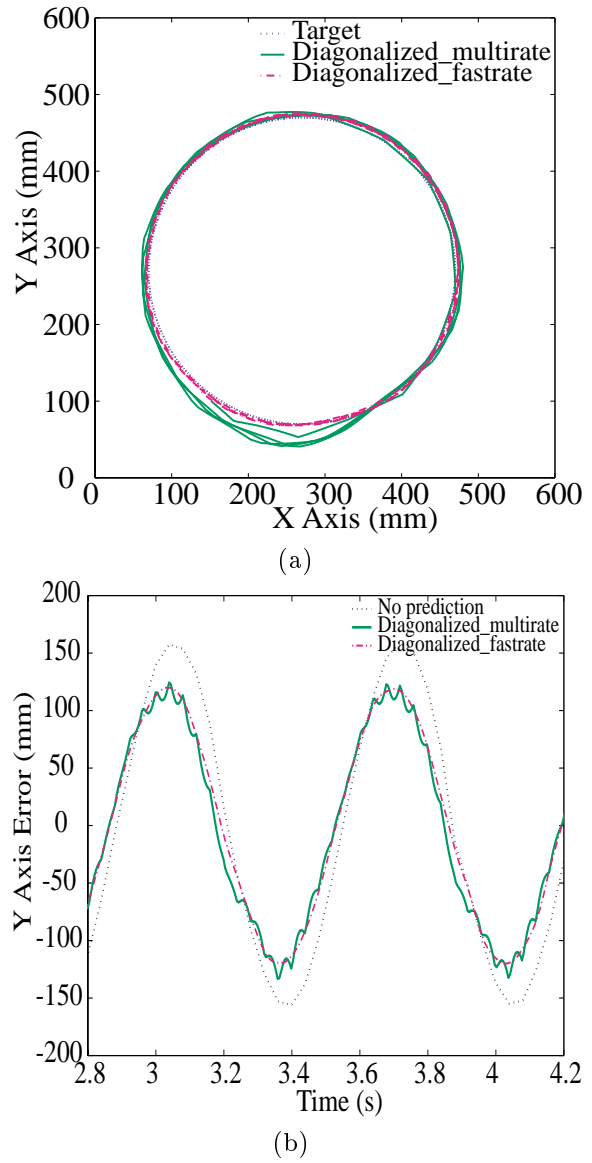
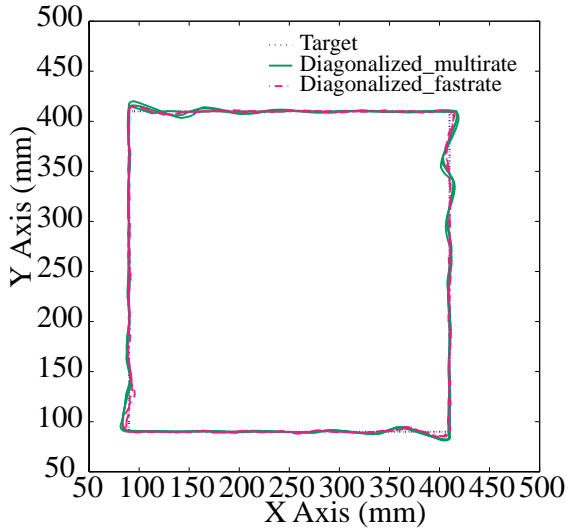


図 9 (a) 高速で円運動する目標に対する追従軌道の比較 (b) 高速で円運動する目標に対する追従誤差の比較

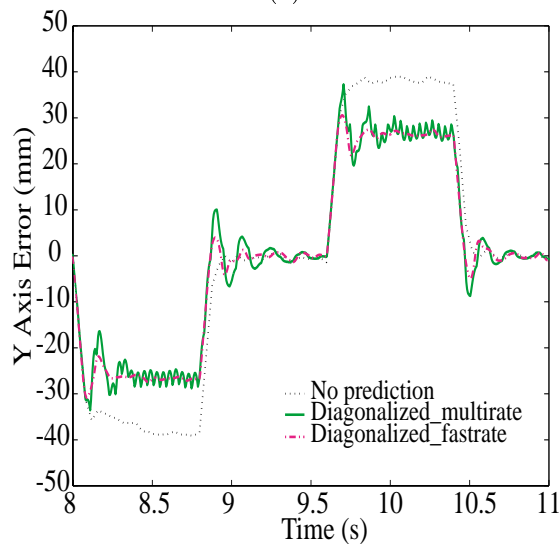
Fig. 9. (a) Comparison of tracking trajectory for high speed circular motion target (b) Comparison of tracking error for high speed circular motion target

5.2 目標物体が正方形上に等速運動している 本シミュレーションでは目標物体は初期位置を $(470, 250)$ とし、 $t = 4$ から $(250, 250)$ を中心とする幅 320mm の正方形上に毎秒 20cm と 80cm で等速運動を行っているものとする。Fig. 8(b) に示すように低速運動を追従するときは、座標変換の問題がないので、二つの手法の違いがない。ただし、Fig. 10(a) に示すように高速運動を追従させるとき、

過去のマルチレート GPC 制御器で行われる点間予測値は座標変換の正確さに欠け、追従収束が難しい。Fig. 10(b) に示す振動のような誤差が残る。



(a)



(b)

図 10 (a) 高速で正方形に運動する目標に対する追従軌道の比較 (b) 高速で正方形に運動する目標に対する追従誤差の比較

Fig. 10. (a) Comparison of tracking trajectory for high speed square motion target (b) Comparison of tracking error for high speed square motion target

6. まとめ

従来のビジュアルサーボ制御は小さい範囲或は遅い目標物体速度という条件で行われていた。マルチレートサンプリング制御でも周期の不一致に基づく座標変換の干渉問題を研究していなかった。本研究はサンプル点間予測法を用いて、高速ビジュアルサーボでの非線形問題を解決する手法を提案し、シミュレーション上でその性能を検証した。

また、GPC 制御を例として、ファーストレート制御器は

マルチレート制御器より設計が簡単、オンライン制御器の更新の必要がない、精度もより高いこともシミュレーションで示した。

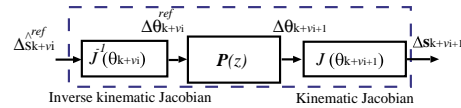


図 11 正確、位相遅れなしの作業空間サーボシステム

Fig. 11. Accuracy and no delay in workspace servo system

目標軌道既知の場合、直接フィードフォワードで補償できるので、ファーストレート制御器に基づいて、Fig.11 に示すような位相遅れなしの設計ができるが、目標軌道が未知の場合はかなり難しい。

予測カルマンフィルタの目標運動モデルは差分によって構築するので、式 (18) の Q が大きいほど、動態の予測性能が上がるが、差分によってノイズも激しくなる。反対に、 Q が小さいほどノイズが抑圧できるが予測能力が下がり、遅れが大きくなる。これは、式 (32) のように位相補償係数 (α) を用いて、式 (33) のような Jerk と Jerk の微分値を含められる高次の予測モデルを立てることで、克服できると考えられる。このことの検証は今後の課題として考えたい。

$$\hat{x}_{k+n/k} = F(\alpha T_f) \hat{x}_{k/k} \dots \dots \dots (32)$$

$$F = \begin{bmatrix} 1 & T_f & \frac{T_f^2}{2!} & \frac{T_f^3}{3!} & \frac{T_f^4}{4!} \\ 0 & 1 & T_f & \frac{T_f^2}{2!} & \frac{T_f^3}{3!} \\ 0 & 0 & 1 & T_f & \frac{T_f^2}{2!} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & T_f \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (33)$$

文 献

- (1) J.A.Gangloff and M.de Mathelin, High speed visual servoing of a 6 DOF manipulator using MIMO predictive control, In IEEE Int. Conf. Robotics and Automation pp.3751-3756, 2000.
- (2) K.Hashimoto and H.Kimura, Visual servoing with nonlinear observer, In IEEE Int. Conf. Robotics and Automation pp.484-489,Nagoya,Japan,1995.
- (3) K.Hashimoto and T.Noritsugu, Observer-based control for visual servoing, In 13th IFAC World Congress, Vol.F pp.453-458, San Francisco, 1996.
- (4) P.I.Corke, Visual Control of Robots: high performance visual servoing, Research Studies Press, 1996.
- (5) 藤本 博志, 堀 洋一, マルチレートサンプリング制御に基づくビジュアルサーボ - サンプル点間オブザーバによる安定性改善と周期的外乱抑圧制御 -, ロボティクスシンポジア, pp. 143-148, 2002.
- (6) T.P.Sim, G.S.Hong and K.B.Lim, Multirate predictor control scheme for visual servo control, IEE Proc.-Control Theory Appl., Vol. 149, No. 2, March 2002.
- (7) 村上 俊之, 大西 公平, ロバスト制御に基づいた多自由度ロボットの安定性及び作業空間での非干渉制御に関する一考察, 電気論 D, 113-D, 5, pp. 639-646, 1993.
- (8) 増田 司朗, 井上 昭, 多項式代数法と等価な状態空間法による一般化予測制御系の構成とその等価性の証明, 計測自動制御学会論文集, Vol.35, No.2, 221-230, 1999.
- (9) K.V. Ling, K.W. Lim, A State Space GPC with Extensions to Multirate Control, Automatica, Vol. 32, No. 7. pp. 1067-1071, 1996.