

センサフュージョンによる実時間頭部運動計測法

非会員 江 村 暁 (東京大学)

非会員 館 暲 (東京大学)

Sensor Fusion Based Real-time Measurement of Human Head Motion

Satoru Emura, Non-Member and Susumu Tachi, Non-Member (The University of Tokyo)

Most VR systems these days use unconstrained motion sensors like Polhemus Tracker, which has deficiencies of low sampling rate and critical latency. Some ad-hoc linear filters were proposed, but are known to be incomplete to rotational motion. We proposed the Sensor-Fusion-based method to the problem before. In this paper we improve this method by adopting quaternion and report its real-time implementation. We also propose to use normalized cross-correlation function to evaluate unconstrained sensors quantitatively.

キーワード: 頭部運動計測, 4元数, センサフュージョン, See-through HMD

1. はじめに

近年, 液晶ディスプレイを使用した HMD (Head Mount Display) や Data Glove 等の軽量な入出力機器の登場とコンピュータ性能の向上による3次元CGの高速化により, 多くの人工現実感(以下VRと略す。)システムが作成されている。VRシステムにおいてHMDが有効に機能するためには, 人間頭部の位置と姿勢の6自由度を精度よく実時間で測定する必要がある。仮想空間への没入者がHMDを装着したまま動き回れるように, この計測には非接触式の磁気センサ(Polhemus)が使用される。しかし磁気センサには, サンプル周波数の上限($\sim 60\text{Hz}$)と時間遅れ($\sim 100\text{ms}$)という問題点がある。実際の人間の動きが 100ms 以上遅れて反映されるようなVRシステムでは, 人間は時に酔いを感じ, また実運動と仮想環境の因果関係が分かりにくくインタラクティブでないと感じる。そのため磁気センサの時間遅れは実用上のネックとなっている。

現在, 磁気センサをもちいる大半のVRシステムでは, センサの出力をそのまま使うか, あるいは過去数時点のデータからセンサの時間遅れ分を線形予測するアドホックなフィルタを使用している。しかし, このようなアドホックなフィルタに素早い動きが入力された場合, フィルタ出力は実際の動きと比較して大きくオーバーシュートする。この現象がセンサ装着者の動くスピードを抑制するため, このフィルタを有するVRシステムの操作性は, フィルタを有しないVRシステムとさほど変わらなくなる⁽¹⁾。

Friedmannら⁽¹⁾は, 運動6自由度のうち並進3自由度に

ついてカルマンフィルタによる予測処理を提案した。しかし, HMDの場合には回転3自由度の遅れの影響が数段大きい。また回転運動は非線形であるため, Friedmannらの手法をそのまま回転運動に適用することはできない。広瀬ら⁽²⁾は, 回転1自由度について線形フィルタによる遅れの補償を提案しているが, 回転3自由度にはそのまま適用できず, 問題の一般的解決には至っていない。

筆者らは, 1) 磁気センサに角速度センサを加えたマルチセンサ構成, 2) 随時動作点近傍で線形近似して得られる3自由度回転運動モデル, 3) センサ特性を生かし高速サンプリングが可能なセンサ融合処理, によるこの問題の解決を提案した⁽³⁾。そして実データのオフライン処理により, 単なる拡張カルマンフィルタと比較してより良い推定性能が得られることを示した⁽³⁾。しかしそのモデルがオイラー角⁽⁴⁾に基づくため, この方法には, 1) 磁気センサ出力($-\pi \sim \pi$)の $2n\pi$ の任意性, 2) 角速度とオイラー角変位の関係式における特異点の存在, 3) アドホックな性能評価, という問題点があった。

本論文では, 頭部姿勢の4元数表現⁽⁵⁾により, 以上の問題点が回避されることを示す。また規格化相互相関関数による磁気センサの評価法も新たに提案する。この評価法により, センサの時間遅れが数学的に定義されるだけでなく, センサ出力の信頼度すなわち磁気センサがどの程度非理想的な条件下で使用されているかを調べることも可能となる。また性能がほぼ同程度な簡略化したアルゴリズムのパーソナルコンピュータへの実時間実装についても報告する。

2. 4元数の定義と頭部の運動モデル

(2.1) 4元数による回転表現 3次元空間中のベクトル $v = \begin{pmatrix} x & y & z \end{pmatrix}^T$ と, ZYX-オイラー角 $(\gamma\beta\alpha)$ により回転したあとのベクトル v' の間には, 各軸回りの3次元の回転行列をもちいて,

$$v = R_z(\gamma)R_y(\beta)R_x(\alpha)v' \dots\dots\dots (1)$$

の関係が成立している。

v の代わりに

$$V = \begin{pmatrix} z & x-iy \\ x+iy & -z \end{pmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

で V を定義する。各軸回りの回転行列に

$$Q_z(\gamma) \equiv \begin{pmatrix} e^{i\gamma/2} & 0 \\ 0 & e^{-i\gamma/2} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

$$Q_y(\beta) \equiv \begin{pmatrix} \cos\beta/2 & \sin\beta/2 \\ -\sin\beta/2 & \cos\beta/2 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

$$Q_x(\alpha) \equiv \begin{pmatrix} \cos\alpha/2 & i\sin\alpha/2 \\ i\sin\alpha/2 & \cos\alpha/2 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

が対応する。 X^\dagger で行列 X の随伴行列をあらわすと,

$$V = Q_z(\gamma)^\dagger Q_y(\beta)^\dagger Q_x(\alpha)^\dagger V' Q_x(\alpha) Q_y(\beta) Q_z(\gamma) \dots\dots\dots (6)$$

が成立する⁽⁵⁾。

$$Q \equiv Q_x(\alpha)Q_y(\beta)Q_z(\gamma) \dots\dots\dots (7)$$

とおく。任意の回転は ZYX-オイラー角で記述されるので, 2×2 行列 Q は任意の回転に対応する。 Q は,

$$Q = \begin{pmatrix} a & b \\ -b^* & a^* \end{pmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

$$aa^* + bb^* = 1 \dots\dots\dots (9)$$

と2つの複素数 a, b で記述される。ただし, a^*, b^* は a, b の共役複素数である。さらに $a \equiv q_0 + iq_3, b \equiv q_2 + iq_1$ とすれば4つの実数 q_0, q_1, q_2, q_3 で記述される。この4つの実数のことを4元数(quaternion)という⁽⁵⁾。 $Q_x(\alpha)Q_y(\beta)Q_z(\gamma)$ の4元数は,

$$q_0 = \cos\frac{\gamma}{2}\cos\frac{\beta}{2}\cos\frac{\alpha}{2} + \sin\frac{\gamma}{2}\sin\frac{\beta}{2}\sin\frac{\alpha}{2} \dots\dots\dots (10)$$

$$q_1 = \cos\frac{\gamma}{2}\cos\frac{\beta}{2}\sin\frac{\alpha}{2} - \sin\frac{\gamma}{2}\sin\frac{\beta}{2}\cos\frac{\alpha}{2} \dots\dots\dots (11)$$

$$q_2 = \cos\frac{\gamma}{2}\sin\frac{\beta}{2}\cos\frac{\alpha}{2} + \sin\frac{\gamma}{2}\cos\frac{\beta}{2}\sin\frac{\alpha}{2} \dots\dots\dots (12)$$

$$q_3 = \sin\frac{\gamma}{2}\cos\frac{\beta}{2}\cos\frac{\alpha}{2} - \cos\frac{\gamma}{2}\sin\frac{\beta}{2}\sin\frac{\alpha}{2} \dots\dots\dots (13)$$

と計算される。この4元数の計算式では α, β, γ を2で割っているために, Euler角での定義域が

$$0 \leq \alpha, \beta, \gamma \leq 2\pi \dots\dots\dots (14)$$

でなく

$$0 \leq \alpha, \beta, \gamma \leq 4\pi \dots\dots\dots (15)$$

となり, 全く同じ回転に対し2つの表現が存在する。この2つの表現は別のもので扱う必要がある。

運動計測時, 非接触式センサはリンク機構のように人間を機械的に世界座標系と繋がらない。そのため体の回転は制限されず, オイラー角は $2n\pi$ の値をとりうるが, センサの出力は $\pm\pi$ の範囲である。これに対し, 4元数表現では, 角度の $2n\pi$ 分の任意性が三角関数 $\sin(), \cos()$ により消失し, この問題を考慮する必要がなくなる。

(2.2) 剛体の角速度と4元数の変化 微小時間 dt での4元数の変化を調べる。ある瞬間の物体座標系各軸回りの角速度をそれぞれ $\omega_z, \omega_y, \omega_x$ [rad/sec] とし, $t = t_0$ での姿勢が Q , $t_0 \sim t_0 + dt$ での姿勢変化が dQ で与えられる。

$$Q \equiv Q_x(\alpha)Q_y(\beta)Q_z(\gamma) \dots\dots\dots (16)$$

$$dQ \equiv \begin{pmatrix} e_0 + ie_3 & e_2 + ie_1 \\ -e_2 + ie_1 & e_0 - ie_3 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (17)$$

とおく。 $t_0 \sim t_0 + dt$ の姿勢変化は ZYX オイラー角,

$$\gamma_0 \cong \omega_z dt \ll 1 \dots\dots\dots (18)$$

$$\beta_0 \cong \omega_y dt \ll 1 \dots\dots\dots (19)$$

$$\alpha_0 \cong \omega_x dt \ll 1 \dots\dots\dots (20)$$

で与えられる。 $|\theta| \ll 1$ ならば,

$$\cos\theta \cong 1 \dots\dots\dots (21)$$

$$\sin\theta \cong \theta \dots\dots\dots (22)$$

と近似できるので, 式(10)~(13) (18)~(22)より dQ の各要素について

$$e_0 \cong 1 \dots\dots\dots (23)$$

$$e_1 \cong \frac{\omega_x}{2} dt \dots\dots\dots (24)$$

$$e_2 \cong \frac{\omega_y}{2} dt \dots\dots\dots (25)$$

$$e_3 \cong \frac{\omega_z}{2} dt \dots\dots\dots (26)$$

と近似できる。これより $t = t_0 + dt$ での4元数 $p_0 \sim p_3$ は dQQ の計算より求められる。

$$F' \equiv \begin{pmatrix} -q_3 & -q_2 & -q_1 \\ q_2 & -q_3 & q_0 \\ -q_1 & q_0 & q_3 \\ q_0 & q_1 & -q_2 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (27)$$

を定義し, ベクトルとして,

$$p = (p_0 \ p_1 \ p_2 \ p_3)^T \dots\dots\dots (28)$$

$$q = (q_0 \ q_1 \ q_2 \ q_3)^T \dots\dots\dots (29)$$

を考えれば,

$$p \cong q + \frac{dt}{2} F' \begin{pmatrix} \omega_z \\ \omega_y \\ \omega_x \end{pmatrix} \dots\dots\dots (30)$$

が成立する。姿勢表現にオイラー角を採用した場合,

$$\beta = \left(\frac{1}{2} + n\right)\pi \dots\dots\dots (31)$$

において、角速度が有限にもかかわらずオイラー角の変位が無大となる特異点が存在する。4元数と各軸回りの角速度の関係式には、このような特異点は明らかに存在しない。

内部状態を $(q_0 \ q_1 \ q_2 \ q_3 \ | \ \omega_z \ \omega_y \ \omega_x)$ の7次元のベクトルにとる。サンプリングタイムを dt 、姿勢計測の遅れを T 、 I_4 、 I_3 をそれぞれ 4×4 、 3×3 の単位行列とすれば、

$$F \equiv \begin{pmatrix} I_4 & \frac{dt}{2} F' \\ 0 & I_3 \end{pmatrix} \dots \dots \dots (32)$$

として、状態方程式は

$$x_{n+1} = F x_n + G w \dots \dots \dots (33)$$

となる。ただし G は 7×7 の単位行列、 w は、 $E[ww^T] = Q$ なる白色雑音ベクトルとする。

3. アルゴリズム

本研究の目的は、予測精度と推定レートの向上である。予測精度を向上する方法として、随時動作点回りで線形近似によりモデルを導出した上で、マルチセンサ構成で各物理量を観測し、カルマンフィルタの適用により最適予測を行なうことが考えられる。カルマンフィルタの観測方程式は単一なため、その推定レートは最も低速なセンサに支配される。推定レートを上げるには、高速なセンサの情報を合理的に推定値に反映させる必要がある。

頭部運動の計測では磁気センサによる姿勢計測が低速で、ジャイロセンサによる角速度計測が高速である。本論文では、角速度観測値のみ利用できる場合の推定法として、推定値とその共分散及び状態方程式を既知として、角速度観測値のみに基づいて最尤推定することを提案する。これが以下の方法Iである。その個々の計算アルゴリズムはカルマンフィルタと同一⁽⁶⁾である。

また、この最尤推定の計算負荷が大きいため、必ずしも性能は保証されないが計算負荷のずっと小さい簡略法として、角速度観測値から算出した4元数変化分の積分による推定値の外挿を提案する。これが方法IIである。

方法I 姿勢及び角速度の同時観測に対応する観測行列を H 、角速度のみの観測に対応する観測行列を H_G とする。磁気センサの時間遅れを考慮し、

$$H = \begin{pmatrix} I & -T F' \\ 0 & I \end{pmatrix} \dots \dots \dots (34)$$

$$H_G = \begin{pmatrix} 0 & I \end{pmatrix} \dots \dots \dots (35)$$

状態方程式は(33)、観測方程式は(36)(37)で与えられる。

$$y_n = H x_n + v \dots \dots \dots (36)$$

$$y_n = H_G x_n + v_G \dots \dots \dots (37)$$

ただし、 v, v_G は $E[vv^T] = R$ 、 $E[v_G v_G^T] = R_G$ なる白色雑音とする。姿勢観測値及び角速度観測値の両方が利用でき

る時は、式(38)~(42)をもちいて、角速度観測値のみ利用できる時は、式(38)(39)(43)~(45)をもちいてセンサフュージョンを行う。

$$x_{n+1/n} = F x_{n/n} \dots \dots \dots (38)$$

$$P_{n+1/n} = F P_{n/n} F^T + G Q G^T \dots \dots \dots (39)$$

$$x_{n/n} = x_{n/n-1} + K_P [y_{Pn} - H_P x_{n/n-1}] \dots \dots \dots (40)$$

$$P_{n/n} = P_{n/n-1} - K_P H_P P_{n/n-1} \dots \dots \dots (41)$$

$$K_P = P_{n/n-1} H_P^T [H_P P_{n/n-1} H_P^T + R]^{-1} \dots \dots \dots (42)$$

$$x_{n/n} = x_{n/n-1} + K_G [y_{Gn} - H_G x_{n/n-1}] \dots \dots \dots (43)$$

$$K_G = P_{n/n-1} H_G^T [H_G P_{n/n-1} H_G^T + R_G]^{-1} \dots \dots \dots (44)$$

$$P_{n/n} = P_{n/n-1} - K_G H_G P_{n/n-1} \dots \dots \dots (45)$$

方法II 姿勢及び角速度の同時観測に対応する観測行列を H とする(式(34))。状態方程式は(33)で、観測方程式は(46)で与えられる。姿勢観測値及び角速度観測値の両方が利用できる時は、式(47)~(51)をもちいてカルマンフィルタを構成し、時間更新と観測更新を行なう。

$$y_n = H x_n + v \dots \dots \dots (46)$$

$$x_{n+1/n} = F x_{n/n} \dots \dots \dots (47)$$

$$P_{n+1/n} = F P_{n/n} F^T + G Q G^T \dots \dots \dots (48)$$

$$x_{n/n} = x_{n/n-1} + K [y_n - H x_{n/n-1}] \dots \dots \dots (49)$$

$$P_{n/n} = P_{n/n-1} - K H P_{n/n-1} \dots \dots \dots (50)$$

$$K = P_{n/n-1} H^T [H P_{n/n-1} H^T + R]^{-1} \dots \dots \dots (51)$$

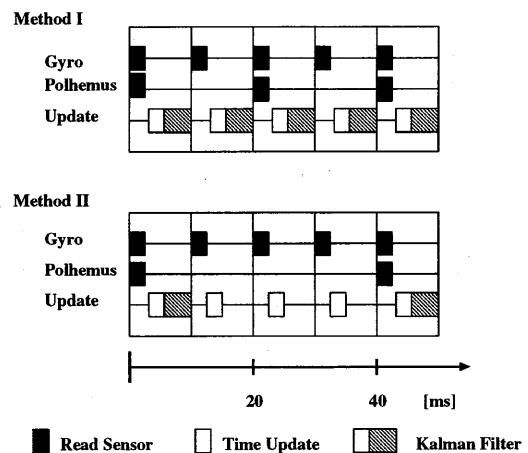


図1 方法I,IIのタイミングチャート
Fig. 1. Timing chart of method I, II

角速度観測値のみ利用できる時は、直前の3時点での角速度平均 $\omega = (\bar{\omega}_z \ \bar{\omega}_y \ \bar{\omega}_x)$ を求め、

$$x_{n+1/n+1} = \begin{pmatrix} q_0 & q_1 & q_2 & q_3 & | & \bar{\omega}_z & \bar{\omega}_y & \bar{\omega}_x \end{pmatrix}^T + \begin{pmatrix} dt \cdot F' \omega \\ 0 \end{pmatrix} \dots \dots \dots (52)$$

$$P_{n+1/n} = FP_{n/n}F^T + GQG^T \dots\dots\dots (53)$$

で時間更新を行う。

図1に各方法でのセンサ情報取得のタイミングチャートを示す。方法Iは50[Hz]で、方法IIは25[Hz]で磁気センサから姿勢観測値を得る。方法IIでは姿勢計測レートを半分にする事で最尤推定のレートも半分にし、計算負荷をいっそう下げている。なお4元数は定義上

$$q_0^2 + q_1^2 + q_2^2 + q_3^2 \equiv 1 \dots\dots\dots (54)$$

を満たさなければならないので、プログラム中で観測更新をするたびに、推定結果の4元数部分を正規化している。

4. オフライン実験

(4-1) プロセスノイズとセンサ精度 内部状態としてオイラー角と角速度を選んだ際⁽³⁾のプロセスノイズと観測ノイズは以下の行列 Q_{Euler} R_{Euler} 中の w'_1, w'_2, v'_1, v'_2 により定められる。

$$Q_{Euler} = \left(\begin{array}{c|c} w_1'^2 I_3 & 0 \\ \hline 0 & w_2'^2 I_3 \end{array} \right) \dots\dots\dots (55)$$

$$R_{Euler} = \left(\begin{array}{c|c} v_1'^2 I_3 & 0 \\ \hline 0 & v_2'^2 I_3 \end{array} \right) \dots\dots\dots (56)$$

プロセスノイズは、リンク式センサにおけるサンプリング間隔 dt での計測値を状態方程式に当てはめたときの残差の標準偏差として求め、 $dt = 20[\text{ms}]$ の時に $w'_1 = 0.01[\text{rad}]$, $w'_2 = 0.10[\text{rad/s}]$ を得た。角速度の観測ノイズ v'_2 はジャイロの仕様等を考慮し、最大角速度 $90[\text{deg/s}]$ の $8.0\% \approx 0.12[\text{rad/s}]$ とした。 v'_1 は、 w'_1, w'_2, v'_2 から算出し、 $v'_1 = 0.013$ を得た⁽³⁾。

4元数でのノイズパラメータを

$$Q = \left(\begin{array}{c|c} w_1^2 I_4 & 0 \\ \hline 0 & w_2^2 I_3 \end{array} \right) \dots\dots\dots (57)$$

$$R = \left(\begin{array}{c|c} v_1^2 I_4 & 0 \\ \hline 0 & v_2^2 I_3 \end{array} \right) \dots\dots\dots (58)$$

$$R_G = \left(v_2^2 I_3 \right) \dots\dots\dots (59)$$

とする。 $w_2 = w'_2, v_2 = v'_2$ は自明である。 w_1 は、次の近似よりオイラー角でのパラメータ w'_1 から求めた。

4元数の1つを q とする。これは γ, β, α の関数なので、

$$dq = \frac{\partial q}{\partial \alpha} d\alpha + \frac{\partial q}{\partial \beta} d\beta + \frac{\partial q}{\partial \gamma} d\gamma \dots\dots\dots (60)$$

$$|dq| \approx \left| \frac{\partial q}{\partial \alpha} \right| |d\alpha| + \left| \frac{\partial q}{\partial \beta} \right| |d\beta| + \left| \frac{\partial q}{\partial \gamma} \right| |d\gamma| \dots\dots\dots (61)$$

である。 $\bar{\alpha} = \bar{\beta} = \bar{\gamma} = \pi/2$ と仮定すると、

$$\left| \frac{\partial q}{\partial \alpha} \right| = \left| \frac{\partial q}{\partial \beta} \right| = \left| \frac{\partial q}{\partial \gamma} \right| = 2\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^3 \dots\dots\dots (62)$$

より、

$$|dq| \approx \frac{1}{\sqrt{2}} (|d\gamma| + |d\beta| + |d\alpha|) \dots\dots\dots (63)$$

と見積もることができ、 $w_1 = 0.0212$ を得る。

(4-2) レンダリング遅延の考慮 磁気センサの計測遅れ時間を t_{pol} 、レンダリングに要する時間を t_{render} とおく。 $t = 0$ に姿勢観測値を得るとし、 $t = -t_{pol}$, $t = 0$, $t = t_{render}$ での4元数と角速度がそれぞれ $(q_0 \omega_0)$, $(q_1 \omega_1)$, $(q_2 \omega_2)$ で与えられるとする。以下、*で観測値を表わすとすると、内部状態と観測量には次の関係がある。

	$t = -t_{pol}$	$t = 0$	$t = t_{render}$
Real	$(q_0 \omega_0)^T$	$(q_1 \omega_1)^T$	$(q_2 \omega_2)$
Observed	-	$q_0^* \omega_1^*$	-
Estimated	-	$q_2^* \omega_2^* (\approx \omega_1^*)$	-

ただし、

$$T \equiv t_{pol} + t_{render} \dots\dots\dots (64)$$

$$q_2 = q_0 + T F^T \omega_1 + dq \dots\dots\dots (65)$$

$$q_2^* = q_0^* + T F^T \omega_1^* \dots\dots\dots (66)$$

$$\omega_2 = \omega_1 + d\omega \dots\dots\dots (67)$$

である。

(4-3) 観測ノイズの見積もり 仮想空間の生成を開始する前に、 $q_2^* \omega_2^*$ を知る必要がある。角加速度を考慮すると頭部運動のモデルが複雑になるため、 $\omega_2^* \approx \omega_1^*$ で近似し、その分角速度の観測ノイズを大きくとる。具体的には、

$$\begin{aligned} v_2^2 I_3 &= \overline{(\omega_2^* - \omega_2)(\omega_2^* - \omega_2)^T} \\ &= \overline{(\omega_1^* - \omega_2)(\omega_1^* - \omega_2)^T} \\ &= \overline{(\omega_1^* - \omega_1)(\omega_1^* - \omega_1)^T} + \overline{d\omega d\omega^T} \\ &= v_2'^2 I_3 + \overline{d\omega d\omega^T} \dots\dots\dots (68) \end{aligned}$$

であり、観測ノイズの増大分は、

$$\overline{d\omega d\omega^T} = \frac{t_{render}}{dt} w_2^2 I_3 \dots\dots\dots (69)$$

とランダムウォーク近似できる。

求めるべき4元数観測ノイズは $(q_2^* - q_2)(q_2^* - q_2)^T$ で与えられ、姿勢計測の遅延 $t_{pol} = 0.08[\text{s}]$ 及びレンダリング遅延 t_{render} とも考慮されている。

$q_0^* - q_0, \omega_1^* - \omega_1, dq$ 間の独立を仮定すると、

$$\begin{aligned} &\overline{(q_2^* - q_2)(q_2^* - q_2)^T} \\ &= \overline{(q_0^* - q_0)(q_0^* - q_0)^T} + \overline{dq dq^T} \\ &\quad + T^2 \overline{F^T (\omega_1^* - \omega_1)(\omega_1^* - \omega_1)^T F^T} \dots\dots\dots (70) \end{aligned}$$

と展開できる。このうち、

$$\overline{(q_0^* - q_0)(q_0^* - q_0)^T} \equiv v_1'^2 \frac{3}{\sqrt{2}} I_4 \dots\dots\dots (71)$$

$$\overline{(\omega_1^* - \omega_1)(\omega_1^* - \omega_1)^T} = v_2'^2 I_3 \dots\dots\dots (72)$$

であり、 $\overline{dq dq^T}$ はランダムウォークで近似できる。

$$\overline{dq dq^T} \equiv \frac{t_{pol} + t_{render}}{dt} w_1^2 I_4 \dots\dots\dots (73)$$

また、式(54)より $F^T F^T \approx I$ と近似した。これより $t_{render} = 0$ のとき、 $v_1 \sim 0.0508$ と求まる

(4.4) 実験結果 はじめに各方式の出力をそのまま比較するため、レンダリング遅延を仮定せずにオフライン処理し、各方式がどの程度基準信号に近いかを実験的に調べた。次に実時間実装時のレンダリング遅延を想定してオフライン処理し、その性能を調べた。オフライン処理のための実験装置、実験データ及び基準信号は、前報⁽³⁾と同一のものを使用した。

方法 I, II の処理結果は 4 元数で得られるが、比較を容易にするためにオイラー角に変換し、RMS (Root Mean Square) 誤差で評価した。

(4.5) レンダリング遅延を考慮しない場合 基準信号からの RMS 誤差を見ると、頭部姿勢表現に 4 元数もちいてもオイラー角もちいたときと性能は殆んど変わらず、方法 I, II とも RMS 誤差は原信号の半分程度であった。原信号、基準信号と方法 I, II の処理結果を図 2, 図 3 に挙げる。磁気センサの時間遅れは、ほぼ補償された。

表 1 RMS による性能比較

Table 1. Performance comparison by RMS Error

	RMS ($\times 10^{-2}$ [rad])		
	γ	β	α
Polhemus	7.12	9.22	9.00
Kalman(Euler)	8.26	10.9	12.7
Method I(Euler)	6.65	4.00	4.19
Method I	6.95	4.50	4.19
Method II	7.10	4.52	4.32

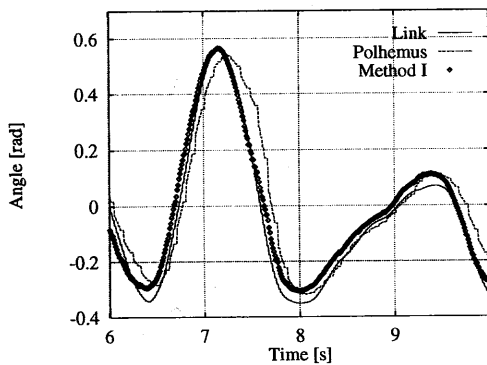


図 2 リンク式センサ (基準), 磁気センサ及び方法 I の出力
Fig. 2. Comparison of link data(control), Polhemus and Method I(proposed)

(4.6) レンダリング遅延を想定した場合 実時間計測系と組み合わせる VR システムの画像更新レートは平均 11[frame/s] のため、レンダリングに要する時間 $t_{render} = 90 \text{ ms}$ とした。また、リンク式センサの出力を t_{render} だけシフトさせたものを基準信号とした。

磁気センサからの原信号、リンク式センサの出力と方法 I, II の処理結果を図 4, 図 5 に挙げる。方法 I のグラフは、原信号に対してほぼ 170ms 程度進んでおり、ピーク付近でかすかにオーバーシュートしている。方法 II のグラフは、方法 I と比べると、点のつながりが滑らかでない部分があり、

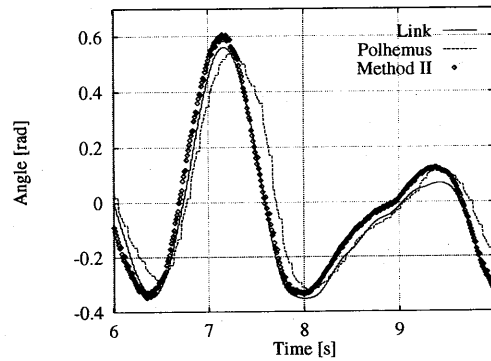


図 3 リンク式センサ (基準), 磁気センサ及び方法 II の出力
Fig. 3. Comparison of link data(control), Polhemus and Method II(proposed)

ピーク付近でのオーバーシュートも少し大きくなっている。基準信号からの RMS 誤差は、方法 I, II とも γ 成分がわずかに増加しているが、 β, γ 成分は原信号の $\frac{1}{2} \sim \frac{2}{3}$ に減少している。方法 I, II を比較すると、方法 I の方が性能が良い。

表 2 RMS による性能比較 (レンダリング遅延 90ms を考慮している。)

Table 2. Performance comparison by RMS Error. Rendering delay(90ms) is considered.

	RMS ($\times 10^{-2}$ [rad])		
	γ	β	α
Polhemus	7.28	17.2	18.3
Method I	8.21	6.10	12.5
Method II	8.80	8.79	14.5

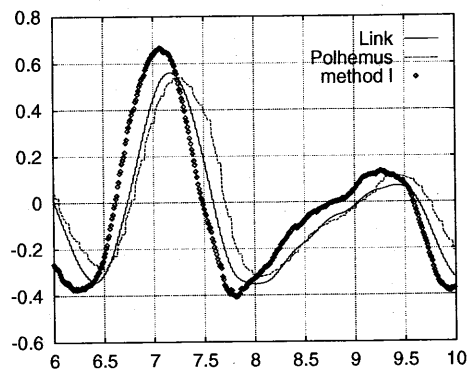


図 4 リンク式センサ, 磁気センサ及び方法 I の出力 (レンダリング遅延 90ms を考慮している。)

Fig. 4. Comparison of link data, Polhemus and Method I(proposed). Rendering delay(90ms) is considered.

5. 相関関数に基づく評価

(5.1) 評価法の原理 信号 $x(t), y(t)$ の相互相関関数 $\Phi_{xy}(\tau)$ は、

$$\Phi_{xy}(\tau) \equiv \overline{x(t)y(t+\tau)} \dots \dots \dots (74)$$

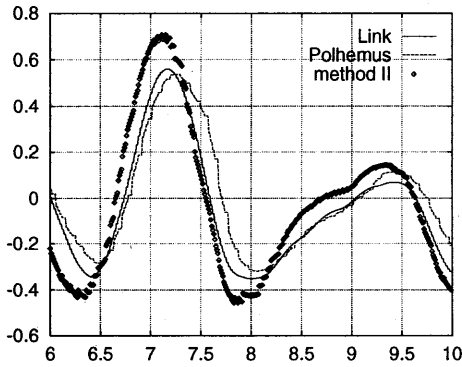


図5 リンク式センサ, 磁気センサ及び方法 II の出力 (レンダリング遅延 90ms を考慮している。)

Fig. 5. Comparison of link data, Polhemus and Method II(proposed) .Rendering delay(90ms) is considered.

$$\equiv \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t)y(t+\tau)dt \dots\dots\dots (75)$$

で定義される。さらに $\Phi_{xy}(\tau)$ をもちいて

$$\rho_{xy}(\tau) \equiv \frac{\Phi_{xy}(\tau)}{\sqrt{\Phi_{xx}(0)}\sqrt{\Phi_{yy}(0)}} \dots\dots\dots (76)$$

で定義される規格化相互相関関数 $\rho_{xy}(\tau)$ は,

$$-1 \leq \rho_{xy}(\tau) \leq 1$$

という性質を持つ⁽⁷⁾。

信号 $y(t)$ が, ほぼ $T[s]$ 遅れて信号 $x(t)$ と一致する場合 ($x(t) \simeq y(t+T)$), その規格化相互相関関数 $\rho_{xy}(\tau)$ は, $\tau \sim T$ 付近にピークを持つ。したがって, 真の信号もしくは十分真の信号に近い基準信号を $x(t)$, そのセンサによる観測値を $y(t)$ とし, $\rho_{xy}(\tau)$ のピーク位置を調べることでセンサの遅れ時間 T が推定できる。

またこのピーク値がどの程度 1 に近いかを見ることで, 遅れに関係なく $x(t), y(t)$ の波形がどの程度近いかを評価できる。 $x(t)$ を基準信号, $y(t)$ をセンサからの信号とする。 $y(t)$ に加法的に独立なランダムノイズがのる場合, 信号のパワーを S , ノイズのパワーを N とすると,

$$\Phi_{xx}(0) = S \dots\dots\dots (77)$$

$$\Phi_{yy}(0) = S + N \dots\dots\dots (78)$$

$$\Phi_{xy}(T) = S \dots\dots\dots (79)$$

である。したがって,

$$\rho_{xy}(T) = \frac{S}{\sqrt{\Phi_{xx}(0)}\sqrt{\Phi_{yy}(0)}} \dots\dots\dots (80)$$

$$= \sqrt{\frac{S}{S+N}} \dots\dots\dots (81)$$

$$\frac{N}{S} = \left(\frac{1}{\rho_{xy}(T)}\right)^2 - 1 \dots\dots\dots (82)$$

となるので, $\rho_{xy}(\tau)$ のピーク値は SN 比の関数となり, $y(t)$ 波形の $x(t)$ 波形と比較した場合の信頼度の指標となる。

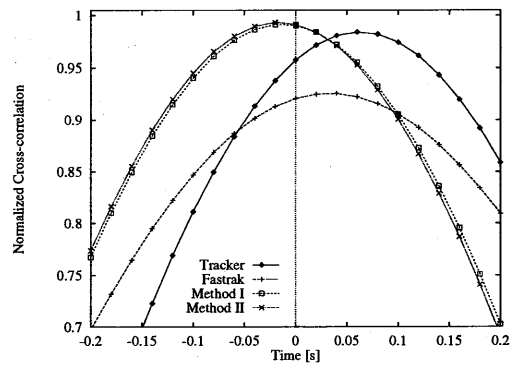


図6 磁気センサ 2 種, 方法 I, II の規格化相互相関関数 Fig. 6. ρ of Tracker, Fastrak, method I and method II

〈5.2〉 レンダリング遅延を考慮しない場合 この ρ をもちいて, Polhemus 社の磁気センサ Tracker とその改良版 Fastrak 及び方法 I, II を比較した(図6)。基準信号は多くの金属部品からなるリンク機構式センサ⁽⁹⁾から得た。Fastrak の遅れ時間は Tracker の半分程度になっているが, 依然 30[ms] 程度の遅延が残った。一方, 方法 I, II の性能は殆んど変わらず, 時間遅れは充分補償された。またピーク値を調べることで, Tracker と比較して Fastrak がリンク式センサの金属部品の影響をより被ることが分かった。

〈5.3〉 レンダリング遅延を考慮する場合 上記の相関関数に基づく評価法により, レンダリング遅延を横軸とし, 本提案手法が補償する遅延時間及び N/S 比をプロットすることができたので, 次に挙げる。ただし基準信号 $x(t)$ として磁気センサの信号を, $y(t)$ として方法 I, II の出力をもちいた。

方法 I は, II に比してより大きいレンダリング遅延の処理が可能であり, 方法 I による補償は 200ms 付近で, II による補償は 120ms 付近で飽和した。方法 II について $t_{render} = 90ms$ を想定した場合, 50ms 程度の遅延が残るが, 問題となる遅延 100ms と比べて充分小さい。N/S 比は 5% 程度で充分実用的な範囲である。

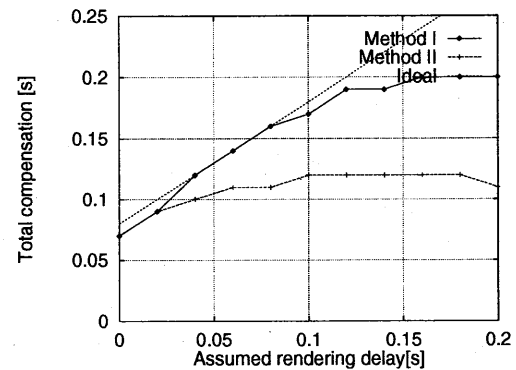


図7 レンダリング遅延と方法 I, II の補償時間の関係 Fig. 7. Assumed rendering delay vs. total compensation

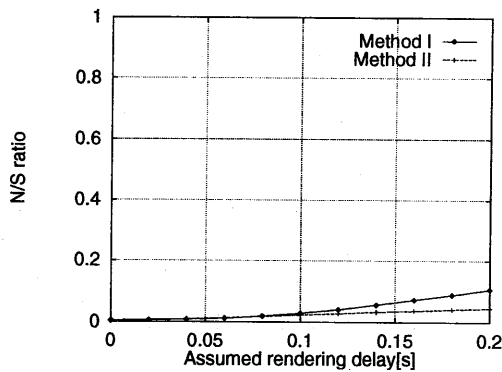


図8 レンダリング遅延と方法I, IIのN/S比の関係
Fig. 8. Assumed rendering delay vs. N/S ratio

6. 実時間システムの構成

(6-1) 実時間実装の制約条件 本手法のパーソナルコンピュータ(以下PCと略す)上への実時間実装を試みた。PCを選出した理由は、VRシステムにおける信号処理計算機の重要性が3次元仮想環境生成計算機に比してずっと小さいため、将来は特殊構成な計算機でなく安価な組込マイコンへ実装されると考えたからである。現時点ではPCの処理能力の限界のため、簡略な方法IIのアルゴリズムの実時間実装にのみ成功した。

(6-2) 実時間システムのハードウェア構成 PCとしてPC9801BXを、CPUとしてIntel 80486 OverDrive(40MHz)を、磁気センサとしてPolhemus Trackerをもちいた。磁気センサとPCはRS232C(19.2 kbps)で接続した。ジャイロセンサは村田製作所の圧電式ジャイロ、ジャイロスターをもちいた(図9)。ジャイロによる角速度観測値は一定時間間隔で処理される必要があるため、そのPCへの取込みには、AD変換ボードの提供する一定時間間隔でのDMA転送機能を使用した。センサ融合処理結果の出力には、プログラムが割込みを多用するためにEthernet等を使用できず、プリンタ用パラレルポートを使用し、通信タイミング等を直接制御した。

(6-3) 実時間システムのソフトウェア構成

(1) 全体の構造 実時間センサフュージョンの処理は

- RS232C送受信タスクA
- 定クロックタスクB
- カルマンフィルタ計算タスクC

の3つのタスクで構成した(図10)。

RS232Cの送受信は、ポーリング方式では受信待ち時間が無駄になるので、割込みにより起動される1つのタスクとした。RS232C等の割込みタスクが動いている状態では、カルマンフィルタ1ステップ分の処理がシステムの1クロック内に終了しない可能性が存在したため、その処理の遅れが干渉しないマルチタスク構成(疑似マルチタスク)にした。

カルマンフィルタの処理は割込みに制約されないように分離し、バックグラウンドタスクとした。ジャイロセンサの

読み込みとそれに基づく時間更新、処理結果のパラレルポートへの出力を、1つのタスクにまとめた。このタスクはセンサ融合処理のクロックで起動されるので、以後定クロックタスクと呼ぶ。このタスクは、カルマンフィルタ処理とジャイロセンサ情報に基づく時間更新処理の切替えも行う。

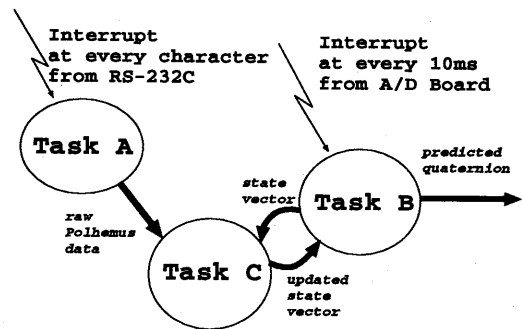


図10 実時間システムのソフトウェア構成

Fig. 10. Software architecture of the real-time system

(2) タスクの切替え 受信により起動されるRS232C送受信タスクは最重要なので、優先順位を最も高く設定した。AD変換ボードからは100HzでDMA割込みが生じ、計測結果がPCに転送される。この割込みにより定クロックタスクが起動される。カルマンフィルタ計算タスクは定クロックタスクからの要求により起動される。

定クロックタスク、カルマンフィルタ計算タスク共に浮動小数点演算を行う。計算機は十分な処理速度を得るため浮動小数点演算コプロセッサ(FPU)を使用した。バックグラウンドのカルマンフィルタ計算タスクと浮動小数点演算の機能を共有するために、定クロックタスクが起動されたときにFPUの全レジスタをスタックに退避⁽⁸⁾し、終了時にFPUの全レジスタを復帰させた。

(6-4) VRシステムの構成 実時間システムの性能を見るために、簡単なVRシステムを構成した。頭部運動のセンサフュージョン処理による推定はPC98上で行ない、セントロニクスのパラレルポートを介してIBM互換機に転送した。互換機上では、i860を搭載し高速に3Dレンダリングを行うSPEA FireボードとSENSE8のWorld Tool Kitにより仮想環境を生成した(図9)。

仮想環境として、49のポリゴンからなる実験室を仮想空間内に構築した。画像の更新レートは平均11[frame/s]であり、PC98と互換機間の通信に要する時間は1ms以下であった。

まず実際の実験室と仮想実験室をSee-through HMDで重ね合わせることで、Polhemusのみ使用した場合及びセンサフュージョンをもちいた場合の実空間と仮想空間の食い違いを体感し、提案手法による計測系性能の向上を確認した。

次にSee-through HMD内目の位置に小型の8mmビデオを設置し、HMDをいろいろな方向に回転運動させた時の実空間映像の動きと仮想空間映像の追従の様子を同時にビデオに収めた。これをコマ送り(30コマ毎秒)で再生し、仮想空間の実空間に対する遅れを調べた。その結果、

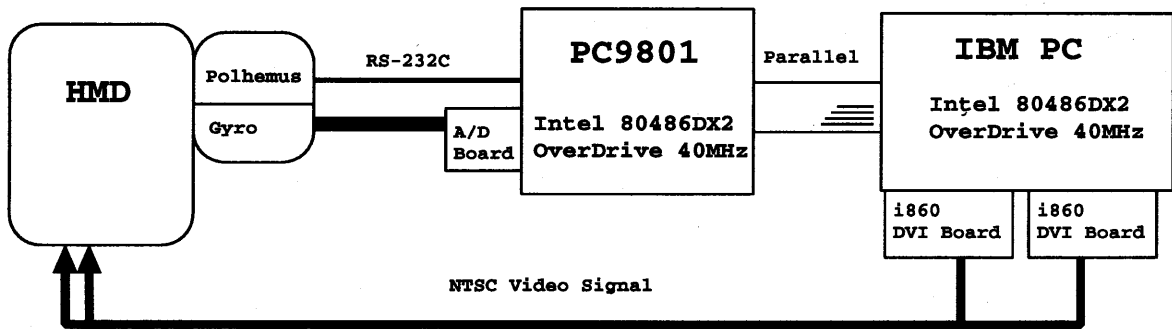


図9 実時間システムの構成

Fig. 9. Configuration of the real-time system

Polhemusのみ使用した場合に5~6コマ(166~200ms)の遅延があるが、提案方法IIの実時間実装により1~2コマ(33~66ms)の遅延にまで減少することを確認した。これはオフライン実験の結果とも良く一致する。

7. 考察

(7.1) 仮想世界生成に伴う遅延 より複雑な形状からなるモデルやより負荷の大きい処理(Texture Mapping)を伴うモデルから画像を生成するほど、リアリティが向上する。しかし画像のリアリティと更新レートの間にはトレードオフの関係があり、現時点ではコンピュータに余力があれば画像のリアリティ向上が優先される。さらに仮想世界の物理法則に基づく更新計算等による遅延もあるため、仮想世界の生成には、100ms近い遅延が予想される。

仮に計測遅延 $0\mu s$ で人間の動きを測定できたとしても、仮想世界生成に伴う遅延が残るため、何らかの予測処理が必要となる。したがってセンサフュージョンにより精度を高める本手法は、磁気センサ単体の性能が大幅に向上しても依然有効である。

(7.2) Fastrakとの比較 本提案手法のサンプリングレートは、使用する計算機の速度にのみ依存する。現時点でFastrakの最大サンプリングレートは120Hzであり、これは実時間実装のサンプリングレート100Hzより大きい。しかし、より高速なCPUを利用することで本提案手法のサンプリングレートは原理的にいくらかでも向上できる。

またFastrakで $n(1\sim 4)$ 点の運動を計測する場合、サンプリングレートは一律に $1/n$ に低下する。しかし腕、体幹、頭の運動を追跡する場合、対象の運動速度に応じてサンプリングレートを変える方が適切である。この場合、本手法を適用することで $1/n$ に低下したサンプリングレートを、より適切なレートに向上させることが可能である。

(7.3) テレオペレーションへの応用 テレオペレーションのように遠隔地のスレーブロボットをスムーズに動かすためには、人間の位置情報をできるだけ高い周波数で伝達する必要があり、サイクルタイムにして数ms以下が望ましいといわれている⁽¹⁰⁾。

サンプリングレートの極めて低い非接触式磁気センサを

テレオペレーションに利用するには、本提案手法のようなセンサフュージョンによるサンプリングレートの向上が不可欠である。

8. 結論

頭部姿勢表現に4元数を採用した場合のセンサフュージョンのアルゴリズムを導き、オフライン処理により有効性を確認した。規格化相互相関関数をもちいた性能評価の手法を提案し、それにより非接触式センサ2種と提案した2つの手法を比較評価した。また、簡略化したセンサ融合アルゴリズムの実時間実装に成功し、そのシステムについて報告した。

本提案手法と磁気センサによる人工現実感のための同時多点計測の高速化が今後の課題である。

最後に討論に参加していただいた機械技術研究所ロボット工学部バイオロボティクス課の大山英明研究官に感謝の意を表します。

(平成6年6月27日受付)

文 献

- (1) M.Friedmann, T.Starner and A.Pentland: "Synchronization in Virtual Realities", PRESENCE, 1, 1, pp139-144 (1992)
- (2) 廣瀬通孝・木島竜吾・佐藤洋一・石井威望: "シースルー型HMDを用いた仮想空間による実空間の修飾の研究", 第6回ヒューマン・インターフェイス・シンポジウム論文集, pp1-8 (1990)
- (3) 江村 暁・館 暉: "センサフュージョンを用いた頭部運動計測法", 日本ロボット学会誌, vol.11, no.6, pp.161-164 (1993)
- (4) John J. Craig: "Robotics", Addison-Wesley (1989)
- (5) H.Goldstein: "Classical Mechanics 2nd ed.", Addison-Wesley (1980)
- (6) 片山 徹: "応用カルマンフィルタ", 朝倉書店 (1983)
- (7) 森下 巖・小畑秀文: "信号処理", 計測自動制御学会 (1982)
- (8) Intel: "i486TM マイクロプロセッサ プログラマーズ・リファレンス・マニュアル", CQ出版 (1993)
- (9) S.Tachi, H.Arai and T.Maeda: "Tele-Existence Master Slave System For Remote Manipulation", IROS '90, pp343-348

(1990)

(10) 舘 暉: “人工現実感”, 日刊工業新聞社 (1992)

江 村 暉 (非会員) 1969年1月21日生。東京大学工学部計数工学科卒業。現在東京大学大学院工学系研究科博士課程在学中。人工現実感, センサフュージョンの研究に従事。



舘 暉 (非会員) 1946年1月1日生まれ。68年東京大学工学部計数工学科卒業, 73年東京大学大学院工学系研究科博士過程修了。同年東京大学工学部助手。75年通産省機械技術研究所所員, その後主任研究官, 遠隔制御課長, バイオロボティクス課長。79年から80年, マサチューセッツ工科大学客員研究員。89年東京大学助教授, 92年東京大学教授。

