オンラインレジストレーション補正

正会員 岡野文男[†], 正会員 熊田純二^{††}

On-line Registration Correction System

Fumio Okano[†] and Junji Kumada^{††}

Abstract A new system for registration correction is developed which employs a cross-correlation function between the green and red signals or the green and blue signals of general picture images from on-line camera operation.

This paper studies the effects of sampling and block size on the correlation function, and proposes a method to improve the detection accuracy for registration error. For pictures with a heavy color component, the compensation value produced by calculating only the correlation value dose not correspond to the true registration error value. This system eliminates the miscompensation effects caused by the color component. Although this system is for tube cameras, it is also effective for solidstate cameras using CCDs because registration errors can be caused by a lens aberration, which is inevitable in lens systems.

1. ま え が き

カラーカメラでは入射光を3色に分解して、それら各色の信号を合成してテレビ信号としている。各色における画像の相対的な位置関係や大きさは、さまざまな条件でずれることがあり、それらはレジストレーションずれと呼ばれている。このレジストレーションずれは、撮像した画像に色の付いた輪郭(色ずれ)を生じさせるだけでなく、R, G, B信号から合成される輝度信号の解像度低下をも引き起こす。したがって、高解像度の特徴とするハイビジョンカメラなどでは、高精度のレジストレーションを実現する必要がある¹⁾。このため、著者らはすでに画面内を多数の領域に分割し、各領域ごとに独立してレジストレーション合わせのできる回路(DRC: Digital Registration

Correction), およびそのオートセットアップ機能を開発してきた²⁾。DRCを用いることによりカメラ調整時にはほぼ完全なレジストレーションを得ることができるが、実際のカメラ運用中に生じる種々のレジストレーション変動に対処することはできない。これらの変動要因は、偏向波形や撮像管電極電圧等の変動、温度変化に伴う機械的位置変動、ズームレンズの操作や使用条件(焦点距離, フォーカスなど)による倍率色収差の変動, 地磁気の影響などである。これらに対処するため各変動要因を検出し、それに応じて撮像管の偏向波形を制御する方式も開発してきた³⁾。この方式はフィードフォワード制御であるため、精度、再現性等に限界があり、必ずしも充分とはいえなかった。

今回開発した新しい方式は、常時レジストレーションを監視し、ずれが検出された場合にはこれを補正す

キーワード: レジストレーション, 相関関数, カメラ, 撮像

1986年10月23日, テレビジョン学会技術報告(方式・回路研究会・放送現業研究会)に発表

1993年8月12日受付, 1993年11月8日再受付

[†] NHK放送技術研究所(〒157 東京都世田谷区砧1-10-11, TEL 03-5494-2221)

^{††} NHK技術局 技術開発センター(〒150-01 東京都渋谷区神南2-2-1, TEL 03-5478-5283)

[†] NHK Science and Technical Research Laboratories (1-10-11, Kinuta, Setagaya-ku, Tokyo 157, Japan)

^{††} NHK Engineering Administration Department (2-2-1, Jinnan Shibuya-ku, Tokyo 150-01, Japan)

るように撮像管の偏向波形を制御することにより、カメラ運用中でも常に最良のレジストレーションを維持するものである。本方式はすでにハイビジョンカメラで実用化⁴⁾されている。

2. 相関関数によるレジストレーションの検出方法

常時レジストレーションを監視するためには、テストチャートなど特殊な被写体でなく通常の被写体からレジストレーションずれを検出しなければならない。また、検出動作のためにレジストレーションを変化させて最良のレジストレーションを求めるような方法では、カメラ運用中に動作させることができない。すなわち、通常の被写体を撮像した時に得られる映像信号のみを用いてレジストレーションずれを検出することが必要となる。このような条件を満たすレジストレーションずれの検出方法について検討した結果、各映像信号間の相互相関関数を用いる方法が良い結果を与えることがわかったので報告する。

図1のように画面全体をいくつかの小領域に分割し、その各小領域のセンタリングのずれ量を検出・制御することで、画面全体の高次のレジストレーションの補正が原理的には可能である。この手法はDRC¹⁾としてすでに提案、実現されている。DRCでは各小領域のセンタリング量を求めるために、特殊な被写体を用いるのに対し、本方式ではその領域内でG信号とR信号またはG信号とB信号間の相互相関関数を計算することにより求める。2次元の相関関数 $\phi(s_x, s_y)$ はシフト量 $\vec{S}(s_x, s_y)$ に対して(1)式で定義する。本レジストレーション検出法の基本的な考え方は、この相関関数の最大値を与えるシフト量がレジストレーションずれ量に等しいものとして、相関関数の最大値を与えるシフト量を求めることである。以下では、比較すべき2つの信号の一方を基準信号 $g(x, y)$ 、他方を測定信号 $f(x, y)$ と表す。

$$\phi(s_x, s_y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x+s_x, y+s_y) \cdot g(x, y) dx dy \quad (1)$$

実際には相関関数は各入力信号の積分領域内の平均振幅で除算し、モノクローム信号に対して最大値が1になるように基準化を行うことが必要である。モノクロームの被写体に対しては上記シフト量はレジストレーションずれ量に等しいが、カラー被写体に対しては必ずしも等しいとは限らない。しかし、彩度の極端に高い被写体(カラーバーなど)を除けば、上記シフト量をレジストレーションずれ量とみなしても実用上十分な精度が得られる。

図2はレジストレーションずれ検出の基本構成図である。まず、各映像信号を低域通過フィルタで帯域制限した後、A/D変換し、画面内で指定された領域の信号をメモリに書き込む。次にメモリに蓄えられた信号を読み出し、高域通過フィルタにより直流成分の除去および低周波成分の抑圧を行い、相関器にて2つの信号間の相互相関係数を計算する。測定信号の読出し位相を基準信号の読出し位相に対して順次にシフトすることにより、各シフト量に対する相関係数、すなわち相互相関関数の離散値が得られる。

図1 相関関数によるレジストレーション検出
Registration detection by correlation function.

図2 オンラインレジストレーション補正基本構成
Basic configuration of on-line registration correction system.

ここで、シフト量の最小単位が充分細かければ、相関関数の最大値を与えるシフト量を所要の精度で得ることができるが、この場合、相関関数の演算に用いるデータ（各信号の標準化値）数が多く必要となる。すなわち、2つの信号の比較する区間（相関関数の積分区間）を一定長とすると、シフト量の最小単位は標準化間隔であるから、これを小さくするとデータ数が多くなり、所要の標準化周波数も高くなる。しかし演算を短時間で行うためには、データ数が少なく、標準化周波数は低いことが望ましい。一方、レジストレーションの補正精度は走査線間隔の0.4倍程度必要とされており¹⁾、離散値で与えられるシフト量のみからこの精度でレジストレーションずれを求めるとすると、きわめて高い標準化周波数が必要となり、データ数も多くなってしまふ。そこで、比較的低い周波数で標準化したデータに対して相関関数を求め、その相関関数を内挿して求めた関数（連続または充分細かいシフト量に対して定義された関数）の最大値を与えるシフト量を求める。この手法では、比較的粗いシフト量に対する相関関数を求めるため、データ量が少なく済み、また相関関数の内挿には簡単な手法を用いているので、レジストレーションずれ検出の高速化が図れる。

3. 折り返し歪みによる影響

さて、ここで2つの問題が生じる。そのひとつは、標準化された信号を用いて相関関数を計算するために生じる折り返し歪みによる影響であり、もうひとつは、相関関数の計算に必要な信号が有限区間長でしか存在しないことによる影響（相関関数の積分区間が有限であること）である。

折り返し歪みの問題を明確にするため、まず折り返し歪みのない系、すなわち入力信号を標準化しない系について考える。実際の処理は2次元で行うが、ここでは説明を簡単にするために1次元信号として扱うことにする。

図2のように前置LPFで帯域制限された基準信号を $g(x)$ 、測定信号を $f(x)$ とする。有限区間長 $(-n, n)$ の相互相関関数を次式で定義する。

図3 相関関数の等価回路
Equivalent circuit of correlation function.

$$\phi(s) = \int_{-n}^n f(x+s) \cdot g(x) dx \quad (2)$$

(2)式を変形する。

$$\begin{aligned} \int_{-n}^n f(x+s) \cdot g(x) dx \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} h(x, s) \cdot r(x) dx \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} h(u, s) \cdot r(0-u) du \\ &= \left[\int_{-\infty}^{\infty} h(u, s) \cdot r(x-u) du \right]_{x=0} \quad (3) \end{aligned}$$

$$\text{ただし, } h(x, s) = f(x+s) \cdot g(x) \quad (4)$$

$$r(x) = \begin{cases} 1 & (-n \leq x \leq n) \\ 0 & (\text{その他}) \end{cases}$$

(3)式は、 $\phi(s)$ が $h(x, s)$ と $r(x)$ との畳み込み積分で与えられる関数を $x=0$ で標準化したものであることを示している。ここで、 $r(x)$ は正確には $r(-x)$ と記すべきであるが、ここでは $r(x)=r(-x)$ であるので同じ結果となる。また、 $h(x, s)$ は $f(x+s)$ と $g(x)$ の積関数であり、また $r(x)$ は(2)式の積分領域内で1、それ以外では零となる関数である。畳み込み積分操作は、フィルタに信号を通すことで実現できるから、相関関数 $\phi(s)$ は図3に示す回路で得ることができる(図3の低域通過フィルタは $r(x)$ との畳み込み積分で与えるフィルタ)。この畳み込み積分操作を周波数領域で表現すると図4のようになる。図中、 $F(\omega)$ 、 $G(\omega)$ 、 $H(\omega)$ 、 $R(\omega)$ は $f(x)$ 、 $g(x)$ 、 $h(x, s)$ 、 $r(x)$ のフーリエ変換であり、 ω_s はサンプリング周波数、 ω_0 は前置フィルタのカットオフ周波数である。ここで、 $F(\omega)$ 、 $G(\omega)$ はこの前置フィルタにより ω_0 以下に帯域制限され、かつ ω_0 は標準化のナイキスト周波数($\omega_0 = \omega_s/2$)であるとする。 $H(\omega)$ は $g(x)$ と $f(x+s)$ の積関数のフーリエ変換であるから、その帯域は $F(\omega)$ または $G(\omega)$ の2倍に広がっており、図4のように示される。

次に標準化系で考える。(2)式との対応から標準化系の相関関数 $\phi_D(s)$ を次式で定義する。

図4 $f(x)$ 、 $g(x)$ 等のスペクトル
Spectra of $f(x)$ and $g(x)$.

図 5 (a) $f_D(x+s)$ のスペクトル
Spectrum of $f_D(x+s)$.

図 5 (b) $g_D(x)$ のスペクトル
Spectrum of $g_D(x)$.

$$\phi_D(s) = \sum_{k=-n}^n f(k+s) \cdot g(k) \quad (5)$$

ここで、添字 D は標本化系であることを示す。また、 k, s は整数値のみをとるものである。(5)式は次のように変形できる。

$$\phi_D(s) = \sum_{k=-n}^n f(k+s) \cdot g(k) = \int_{-n}^n f_D(x+s) \cdot g_D(x) dx \quad (6)$$

ただし、 $f_D(x) = f(k) \quad k \leq x < k+1$

$$g_D(x) = g(k) \quad k \leq x < k+1$$

つまり、 $f_D(x), g_D(x)$ は $f(x), g(x)$ を $x=k$ で標本化し、各標本化値を零次ホールドした信号である。また $f_D(x+s), g_D(x)$ のスペクトルはそれぞれ図 5 (a), (b) のようになる。これは、 $F(\omega)$ または $G(\omega)$ を標本化周波数の各整数倍の位置にシフトしたものに零次ホールドの特性を乗じたものである。図 6 は、 $f_D(x+s)$ と $g_D(x)$ との積である $h_D(x, s)$ のスペクトルを表す図である。図中 $A_1 \times A_2$ は、基底帯域成分どうしの積のスペクトルであり、これは、図 4 の $H(\omega)$ に近いものである。 $A_1 \times B_2, A_2 \times B_1$ は基底帯域成分と標本化による高調波成分との積、 $B_1 \times B_2$ は高調波成分どうしの積のスペクトルである。これらの各スペクトルの和を積分演算に対応する低域通過フィルタに通したものは、標本化しない系の場合とは異なるものになっており、低域通過フィルタ出力を $x=0$ で標本化した値である相関関数も標本化しない系の場合

図 6 $f_D(x+s) \cdot g_D(x)$ のスペクトル
Spectrum of $f_D(x+s) \cdot g_D(x)$.

(a) $f_D(x+s)$ のスペクトル

(b) $g_D(x)$ のスペクトル

(c) $f_D(x+s) \cdot g_D(x)$ のスペクトル

図 7 標本化周波数を高めた場合の各信号のスペクトル

Spectra of each signals in the case of higher sampling frequency.

(a) Spectrum of $f_D(x+s)$, (b) Spectrum of $g_D(x)$,
(c) Spectrum of $f_D(x+s) \cdot g_D(x)$.

合と異なったものになる。すなわち、前述の $A_1 \times B_2, A_2 \times B_1$ および $B_1 \times B_2$ の成分の影響を考慮する必要が生じる。以上が標本化に伴う折り返し歪みの問題である。

この問題を解決するひとつの方法は、入力信号の標本化周波数を高く設定することである。この様子を、図 7 (a), (b), (c) に示す。入力信号の標本化周波数を信号帯域の 4 倍以上に設定すれば、 $A_1 \times B_2, A_2 \times B_1$ の成分は本来の相関値である $A_1 \times A_2$ から分離できるため、その相関値への影響はなくなる。また、この場合、零次ホールド特性の影響がより大きくなり、高調波成分 B_1, B_2 が小さくなるため、折り返し歪みの影響である $B_1 \times B_2$ はかなり小さくなる。しかし、それでもこれらの成分が零になるわけではなく (図 7 (a), (b), (c) 参照)、この成分による誤差は残る。

これを解決するために次のような方法を用いた。ま

ず、入力信号を連続関数と見なせる程度に細かい間隔で内挿を行い、見かけ上非常に高い周波数で標準化したと等価な信号系列を作る。この操作をここでは「信号内挿」と呼ぶことにする。次に信号内挿された信号から相関関数を計算する。この場合の相関関数は次式で与えられる。

$$\phi_m(s) = \sum_{k=-n}^n \sum_{i=0}^{m-1} f_i(k+i/m+s) \cdot g_i(k+i/m) \quad (7)$$

ここに、 $1/m$ は内挿点の間隔であり、 i は内挿点の位置を示し、その場合の $f_i(k+i/m+s)$, $g_i(k+i/m)$ は内挿された関数を示す。このとき、シフト量 s の最小単位は $1/m$ まで細かくできる。ここに、 m を限りなく大きくすれば連続関数に近づき、 $B_1 \times B_2$ 成分による影響は無視できるようになり、前述の折り返し歪みの問題を解決できることは自明である。

4. 演算の高速化

(7)式の通りに計算を行うと折り返し歪みの影響を小さくできるが、標準化周波数を高くした場合と同じく、計算量が膨大になる問題が残る。しかし、次のような計算上の工夫により、計算量を殆ど増やすことなく(7)式の $\phi_m(s)$ を計算することができる。

まず、信号内挿フィルタのアパーチャ特性（インパルスレスポンス）を $a(x)$ とする。ここでは説明を簡単にするために $a(x)$ の広がり ± 1 未満であるとする。すなわち

$$a(x) = \begin{cases} a_o(x) & |x| < 1 \\ 0 & |x| \geq 1 \end{cases} \quad (8)$$

である。次に、シフト量 s の取り得る任意の値を整数値 s_o と小数値 σ とに分ける。すなわち

$$s = s_o + \sigma, \quad s_o = [s] \quad (9)$$

とする。ここで、記号 $[s]$ はガウスの記号であり、 s を越えない最大の整数を表す。この場合、内挿された関数 $f_i(x)$, $g_i(x)$ は次式で表現できる。

$$g_i(k+i/m) = a(i/m) \cdot g(k) + a(i/m-1) \cdot g(k+1) \quad (10)$$

$$\begin{aligned} f_i(k+s+i/m) &= a(i/m+\sigma) \cdot f(k+s_o) \\ &\quad + a(i/m+\sigma-1) \cdot f(k+s_o+1) \\ &\quad + a(i/m+\sigma-2) \cdot f(k+s_o+2) \end{aligned} \quad (11)$$

(10), (11)式を次のように書き改める。

$$g_i(k+i/m) = \sum_{p=0}^1 A(i, p, 0) \cdot g(k+p) \quad (12)$$

$$f_i(k+s+i/m) = \sum_{q=0}^2 A(i, q, \sigma) \cdot f(k+q+s_o) \quad (13)$$

$$\text{ただし, } A(i, q, \sigma) = a(i/m+\sigma-q)$$

(12), (13)式を(7)式に代入して整理する。

$$\begin{aligned} \phi_m(s) &= \sum_{k=-n}^n \sum_{i=0}^{m-1} \left[\left\{ \sum_{q=0}^2 A(i, q, \sigma) \cdot f(k+q+s_o) \right\} \right. \\ &\quad \cdot \left. \left\{ \sum_{p=0}^1 A(i, p, 0) \cdot g(k+p) \right\} \right] \\ &= \sum_{q=0}^2 \sum_{p=0}^1 K(q, p, \sigma) \Phi(q+s_o, p) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\text{ただし, } K(q, p, \sigma) = \sum_{i=0}^{m-1} A(i, p, 0) \cdot A(i, q, \sigma)$$

ここに、 $\Phi(q, p)$ は基準信号 $g(k)$ の位置を p だけ移動した場合の相関関数を表し、次式で示される。

$$\Phi(q, p) = \sum_{k=-n}^n f(k+q) \cdot g(k+p) \quad (15)$$

ここで注目したいのは、求めるべき相関関数 $\phi_m(s)$ は高々数個の $\Phi(q+s_o, p)$ の線形結合で得られることである。また、 $K(q, p, \sigma)$ の数は σ の取り得る数に比例するが、見かけ上のサンプリング周波数 m には無関係である。すなわち、求める相関関数の最小シフト量を元の標準化間隔の $1/4$ とすれば $3(u) \times 2(p) \times 4(\sigma) = 24$ 種類となる。この場合でも $m \rightarrow \infty$ として折り返し歪みの影響を排除できる。このようにして求めた相関関数 $\phi_m(s)$ を内挿化相関関数と呼ぶことにする。

さらに、ここで用いた $\Phi(q+s_o, p)$ は付録1で示すように漸化式を用いて(5)式で定義された、粗いシフト量に対する相関値 $\phi_D(s_o-1)$, $\phi_D(s_o)$, $\phi_D(s_o+1)$, $\phi_D(s_o+2)$ から求められる。したがって、この粗いシフト量に対する相関関数 $\phi_D(s_o)$ を求めておけば、内挿化相関関数を求めることができ、信号内挿した信号から直接相関関数を計算する場合に比べて計算量を大幅に低減することができる。

この計算量の低減効果の例を次に示す。標準化された信号のデータ数を N 個とすれば、相関関数を求めるのに必要な乗算の回数はデータ数の2乗に比例する (N^2)。したがって、入力信号を内挿してデータ数を M 倍に増やし単純に(7)式の計算を行うと、乗算回数は $(NM)^2$ に比例する。すなわち内挿を行うと、内挿を行わない場合に比べて乗算回数は M^2 倍となる。一方、本方式では、 $\Phi(q+s, p)$ は N 個のデータを用いた相関関数 $\phi_D(s_o)$ の漸化式で得られるため、演算は加算のみですむので乗算回数は N 個のデータを用いた相関関数の場合と同一である。ただし、領域端データに対する補正項の計算は若干必要である。2次元の場合には、データ数自体が N^2 となり、これを水平・垂直方向ともに M 倍に内挿して単純に相関関数を計算すると乗算回数は $(NM)^4$ に比例する。すなわち、2次元の元のデータ数 $N \times N$ に対して M^4 倍となる。本方式では2次元であっても、若干の領域端データ処理を除けば乗算回数が増加することなく、 $N \times N$

のデータで計算するのと同数の乗算回数でよい。

さて、ここでレジストレーションの検出精度を考えてみる。得られた内挿相関関数の値だけから最大の相関値を求めて、この時のシフト量をレジストレーションずれ量とした場合、シフト量 S の最小単位をレジストレーション誤差の許容値よりも小さな値としなければ、レジストレーション精度を充分なものとする事ができない。この場合、前述したようにシフト量 S の最小単位、つまり σ の取り得る数に比例して $K(q, p, \sigma)$ の数も増加し、また求める相関値の数も増加し、好ましくない。しかし後述するように、シフト量の関数である相関関数は帯域制限されているため、内挿相関関数の離散的なシフト量からさらに内挿を行えば、連続シフト量に対する相関関数を求めることができる。この連続シフト量に対する相関値から相関値の最大値を与えるシフト量を求めれば、最小シフト量をむやみに細かくすることなしに所要の検出精度を得ることができる。

実際の内挿は、シフト量の離散値間に相関関数の最大値を得ることのできる2次曲線で近似することによって行い、2次元の相関関数 $\phi(s_x, s_y)$ を次式のように連続関数として展開する。

$$\phi(s_x, s_y) = a_c \cdot s_x^2 + b_c \cdot s_y^2 + c_c \cdot s_x \cdot s_y + d_c \cdot s_x + e_c \cdot s_y + f_c \quad (16)$$

ここに $a_c, b_c, c_c, d_c, e_c, f_c$ は近似係数である。この近似曲線の最大値を求めることで、充分な精度のレジストレーション検出精度が得られる。

5. 有限区間長による影響

次に、有限区間長の問題について考える。上記の信号内挿した信号から求めた相関関数を用いることにすれば、標本化による折り返し歪みの影響をほぼ除去できるため、有限区間長の問題は非標本化系で説明すれば充分である。

レジストレーションずれの検出は異なる色信号間で行うために、カラー画像では両者の信号成分は一般には異なるが、有限区間長の問題のみを扱うために、ここではモノクローム画像つまり $f(x)=g(x)$ で考える。また $f(x)$ は $(-L, L)$ で定義され、 ω_o 以下に帯域制限されているものとする。すなわち

$$f(x) = \sum_{i=-im}^{im} A_i \cdot e^{j\omega_L i x} \quad (\omega_L = \pi/L) \quad (17)$$

とする。この $f(x), g(x)$ に対して有限区間長での相関関数を計算すると、次式になる(付録2参照)。

$$\phi(s) = \sum_{i=-km}^{km} A_{-k} A_k e^{j\omega_L k s} + \sum_{i=-im}^{im} \sum_{k=-km}^0 \alpha_{ik} \quad (i \neq k)$$

$$+ \sum_{i=1}^{im} \sum_{k=1}^{km} \alpha_{ik} + \sum_{i=-im}^0 \sum_{k=1}^{km} \alpha_{ik} + \sum_{i=1}^{im} \sum_{k=-km}^0 \alpha_{ik} \quad (18)$$

ただし

$$\alpha_{ik} = A_i A_k e^{j\omega_L k s} \sin\{\omega_L(i+k)n\}/\omega_L(i+k)n\}$$

である。

ここに、(18)式を s の関数として見ると、その最大周波数は入力信号の最大周波数 $\omega_o = k_m \omega_L$ となっている。したがって、相関関数 $\phi(s)$ が帯域制限されているので、これを標本化値で表現するために必要かつ充分な標本化周波数は、標本化定理より $2\omega_o$ となる。これは、 ω_o に帯域制限された入力信号の必要かつ充分な標本化周波数に等しい。これらにより、前述の相関関数のシフト量 σ の最小単位 ($\phi(s)$ の標本化間隔) として必要かつ充分な値は入力信号標本化間隔と同一であることがわかる。したがって、前述の標本化での折り返し歪みによる高調波の影響を考慮しても、最小シフト量はむやみに細かくする必要はなく、余裕をみても入力信号の標本化間隔の1/4程度であれば充分である。

(18)式において第1項は区間長が無限大 ($n \rightarrow \infty$) の場合の相関関数に等しく、2~5項が有限区間長の影響を表し、誤差を与える。第2~5項は本質的に同じ意味をもつ。そのうち第2, 3項は入力信号の同一符号の周波数の加算による成分であり、入力信号の周波数の絶対値が高い場合は小さいが、入力信号の周波数の絶対値が小さい場合は大きくなり、誤差を与える。しかし、この誤差は入力信号の周波数のうち絶対値が低い成分を除去すれば低減できるので、図2のように入力信号を高域通過フィルタで入力信号の低域成分を除去すればよい。この効果を計算機シミュレーションした結果を表1に示す。このシミュレーションでは、もともとレジストレーションずれのないものが、どの程度のレジストレーションずれ量を持つものとして検出されるのか、つまり検出誤差を求め、高域通過フィルタの効果を調べた。5つのモノクロ画像とカラー画像信号について、いずれも高域通過フィルタあり/なし、の場合についてシミュレーションを行った。この

表1 レジストレーション検出誤差へのHPFの効果
Effect of HPF for registration detection error.

	モノクロ画像	カラー画像
HPF あり	rms 0.90%	rms 3.8%
	max 1.42%	max 5.4%
HPF なし	rms 2.04%	rms 13.2%
	max 3.86%	max 23.9%

表では、レジストレーションずれは、検出誤差の rms 値と最大値を入力信号の標準化間隔に対する百分率表示で示している。高域通過フィルタによる前述の有限区間長の影響の低減効果は、モノクロ画像でも、またカラー画像についても顕著である。

(18)式の第4, 5項は共役周波数の加算である。この共役周波数の加算した成分は、入力信号の周波数の絶対値が高い場合でも、互いに近接した周波数成分が存在し、かつその振幅が大きい時に大きな値を取りうる。このため、図2のように入力信号を高域通過フィルタで除去しても第4, 5項による有限区間長の影響は残る。この場合には、基準信号を測定信号をみなして求めたレジストレーションずれ量、すなわち自己相関関数から求めたレジストレーションずれ量も大きな値を示す。本来、自己相関関数はシフト量が零のときに最大値をとり、したがって、レジストレーションずれ量も零になるはずである。しかし、これが達成されておらず、自己相関関数から求めたレジストレーションずれ量が零とはならないのは、(18)式の4, 5項によるものと考えられる。

この影響を低減するために次のような方法をとる。まず、モノクロ画像の場合、相互相関関数から求めたレジストレーションずれ量 $\vec{E}_m$ は自己相関関数で求めたレジストレーションずれ量 $\vec{E}_w$ を含むと仮定し、真のレジストレーションずれ量 $\vec{E}_t$ との間には次式が成立するものとする。

$$\vec{E}_m = \vec{E}_t + \vec{E}_w \quad (19)$$

(18)式において、相互相関関数は真の相関値と有限区間長による誤差、つまり自己相関関数の和として表せる。したがって、相関関数の最大値として与えられるレジストレーションずれ量も、何らかの形で真のレジストレーションずれ量 $\vec{E}_t$ のほかに有限区間長の影響 $\vec{E}_w$ を含むと考えてよいであろう。厳密な吟味はできていないが、その一番単純な形として(19)式のように両者の和で近似できるものと仮定した。

カラー画像では色の成分は輝度成分に比べて小さいため、色の成分による検出誤差 $\vec{E}_e$ がモノクロ画像の場合のレジストレーションずれ量 $\vec{E}_m$ に加算されたものと仮定する。つまり、実際の相互相関関数から計算されたレジストレーションずれ量 $\vec{E}_c$ と求めるべき真のレジストレーションずれ量 $\vec{E}_t$ との間には、次の関係が成り立つと仮定する。

$$\vec{E}_c = \vec{E}_t + \vec{E}_w + \vec{E}_e \quad (20)$$

このような仮定を置き、最終的なレジストレーションずれの検出値 $\vec{E}_d$ は次式で求める。

$$\vec{E}_d = \vec{E}_c - \vec{E}_w = \vec{E}_t + \vec{E}_e \quad (21)$$

この検出値 $\vec{E}_d$ はカラー画像の相互相関関数で求めたレジストレーションずれ量 $\vec{E}_c$ から自己相関関数で求めたレジストレーションずれ量 $\vec{E}_w$ を引き去ることによって得ている。この検出値 $\vec{E}_d$ は色成分による誤差 $\vec{E}_e$ を含むが、この誤差の影響をできる限り小さくして、精度を上げるために、次章の処理を行う。

6. レジストレーションずれ量の補正

前述した高域通過フィルタの作用により、カラーでも検出精度の向上が図られるが、画像の種類によっては誤差が許容できない場合もある。そのために、カラー画像に対して次のような処理を行う。

相関関数の最大値を見つけるために、前述のように2次関数による近似を行っている。相互相関関数 $\phi_c(s_x, s_y)$ と自己相関関数 $\phi_a(s_x, s_y)$ が最大値の近傍で次のように近似できるとする。

$$\begin{aligned} \phi_c(s_x, s_y) = & a_c \cdot s_x^2 + b_c \cdot s_y^2 + c_c \cdot s_x \cdot s_y + d_c \cdot s_x \\ & + e_c \cdot s_y + f_c \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \phi_a(s_x, s_y) = & a_a \cdot s_x^2 + b_a \cdot s_y^2 + c_a \cdot s_x \cdot s_y + d_a \cdot s_x \\ & + e_a \cdot s_y + f_a \end{aligned} \quad (23)$$

ここに a_c , b_c および a_a , b_a は相関関数の形を表しており、これらの値が異なるほど色信号を含んでいると考えられる。このため次のような色判定値 C_J を定義する。

$$\begin{aligned} C_J = & \sqrt{\{(a_c - a_a)/(a_c + a_a)\}^2 * \\ & * \{(b_c - b_a)/(b_c + b_a)\}^2} \end{aligned} \quad (24)$$

この値は入力信号がモノクロであるときは零となり、 a_c と a_a または b_c と b_a の差が大きくなるほど C_J も大きくなるため、この値が大きい場合は色信号成分のため検出値の信頼度が落ちると考える。そこで C_J が大きいほどレジストレーション補正值を小さくして誤動作を防ぐために、レジストレーションの補正值 $\vec{E}_p$ を次式で与えることとした。

$$|\vec{E}_p| = \begin{cases} |\vec{E}_d| - C_J \cdot |\vec{E}_o| & (|\vec{E}_t| \geq C_J \cdot |\vec{E}_o|) \\ 0 & (|\vec{E}_t| < C_J \cdot |\vec{E}_o|) \end{cases} \quad (25)$$

ここに E_o は定数であり、 $C_J \cdot E_o$ の値を(21)式で求めた最終的な検出量の絶対値 $|\vec{E}_d|$ から引き去る。つまり、図8で示すように $C_J \cdot E_o$ を越えた分を補正量とする。この場合、モノクロに近い画像のときは C_J が零に近くなるため、検出量 $\vec{E}_d$ と補正值 $\vec{E}_p$ がほぼ等しくなる。また C_J が零でなく、ある値をもつ場合には補正量は検出量より少なくなり、色信号のための誤動作を防ぐことができる。

以下に本手法をハイビジョンカメラに適用した結果

図 8 レジストレーション補正量 $|\vec{E}_p|$
Registration compensation value $|\vec{E}_p|$.

図 9 実際のレジストレーション検出値と補正量
Registration detection value and compensation value on actual pictures.

を示す。図 9 は 29 種類の画像に対して前述した小領域でのセンタリングずれとして実際のレジストレーション検出値と補正値を示したものである。いずれの画像もカメラのレジストレーションずれがない場合の結果、つまり検出誤差を調べた結果である。また図の横軸は右側ほど彩度が高い画像である。検出誤差の値は水平方向と垂直方向の値を持った 2 次元ベクトルであるので、ここではそれらの絶対値を示している。図中 ○印が検出値、×印が $C_f \cdot E_s$ 、矢印が補正値 $|\vec{E}_p|$ であり、それらは標準化間隔に対する % で表示している。ここに水平の標準化周波数は約 6 MHz、垂直の標準化周波数 120 TV 本 (8 走査線毎)、相関関数の積分領域として 15×15 サンプルである。各画像で検出誤差を測定するときは、別手段であらかじめレジストレーションずれを零としているので、検出値は検出誤差に等しい。つまり、仮りにレジストレーションずれがあった場合、本手法によりレジストレーションずれ

が補正される。最終的なレジストレーションずれの検出誤差を求めるためには、最終的な理想値、つまりレジストレーションずれ “零” との比較を行えばよい。この図から、ある程度 C_f の値が大きくなると検出誤差も大きくなることがわかる。したがって、 C_f がある一定値以上になると補正をやめる方法も考えられるが、この方法では C_f がその一定値以上あり、かつ、レジストレーションずれもある場合には全く補正がなされず、レジストレーションずれが改善されない。しかし、本手法では C_f がある程度大きな値であっても、ある程度の補正を行うので、より良い結果が得られる。得られた補正量の誤差は許容値である標準化間隔の 5%、つまり走査線間隔の 0.4 倍以下である。つまり、はじめからレジストレーションずれがない場合は、レジストレーションずれを起こしてしまうが、このずれ量は 5% つまり許容値以下で問題にならない。また、はじめにレジストレーションずれがある場合は 5% つまり許容値以下に補正される。したがって本手法は誤差の少ない補正方法であることがわかる。

実際に本システムを運用すると、多種多様な画像を扱わなければならない。画像によっては、レジストレーションがずれて色がついているのか、それともレジストレーションずれがないカラー画像なのか (この場合もレジストレーションずれの検出値 $\vec{E}_d$ は零とはならない) の判断を誤ると誤動作となり、かえってレジストレーションをずらしてしまうことがある。本手法では、自己相関関数と相互相関関数の形を観察することで色判定値 C_f を定義して、カラー画像である可能性が高い場合には実際の補正量の制限を行っている。このカラー画像に対する補正量の制限は、実際の運用ではかなり有効な手段であった。

このカラー画像に対する処理のほかに、誤動作を防止する手段として次の 3 つの場合にもレジストレーションずれの検出・補正を行わない制限を加えている。

- (1) 動画の場合
- (2) 信号振幅が小さい場合
- (3) 周波数成分が低域に偏っている場合

本手法は本来、動画、静止画の区別なく有効である。つまり、R、G、B の各 ch の特性、特に撮像管の残像特性がそろっていれば、動画においても本手法でのレジストレーションずれ検出が可能である。しかし、実際には撮像管の R、G、B 各 ch の残像特性は異なっていることが多いため動画での検出・補正を禁止している。動画であるかどうかの判断は、G ch のフレーム差信号を検出して行っている。また、信号振幅が小さい場合には、ノイズの影響などを受け誤差を

生じ易いため、検出・補正を行わない。さらに、入力信号が低域に偏っている場合は、低域成分を除去するHPFを通過後の信号振幅が小さくなり、本手法には適さない。

実際に、テレビカメラで本手法を用いる場合には、カメラ撮影時に行うために、信号源であるカメラのレジストレーションの誤動作は致命的なトラブルともなりかねない。このような制限を行うことで良好な運用が図られている。

また原理的には、前述したように検出の小領域を多数設定することで高次のレジストレーションの検出・補正が可能である。しかし、実際には検出する小領域は画面内5カ所として、レジストレーションの補正項目として、水平・垂直の各センタリングおよび振幅に限定し、システムのシンプル化を図り、本システムの導入を容易なものとするよう配慮を行った。

7. む す び

テレビカメラのレジストレーションずれをRGBくの相互相関関数を用いて検出し、これを補正するシステムを開発した。本論文では

- (1) 標本化による折り返し歪みによる検出への影響を考察した。
- (2) 標本化された信号を内挿することで折り返し歪みの影響が低減できることを明らかにした。
- (3) 信号を内挿した場合に計算を高速で行うための手法について述べた。
- (4) 相関関数の積分区間が有限であることによる検出への影響を考察し、高域通過フィルタなどによってその影響を低減できることを示した。
- (5) 検出したレジストレーションずれ量に処理を施し、カラー画像の場合でも誤検出による影響の少ない補正方法について述べた。

本方式はレジストレーションずれの検出を信号処理だけで行っており、実際の補正は撮像管の偏向電流(電圧)で行っている。しかし補正も信号処理で行えば、撮像管を用いたカメラだけではなく固体撮像素子を用いたカメラにも適用できる。固体撮像素子を用いたカメラでは、レンズの倍率色収差などによるレジストレーションずれの問題があり、この問題の解決にも有用であろう。

このオンラインレジストレーション補正方式は、すでにハイビジョン高感度ハンディカメラで実用化しており、その有効性を確認している⁴⁾。

〔参 考 文 献〕

- 1) 川村, 熊田: “高品位テレビカメラ”, テレビ誌, **36**, 10 (1982)
- 2) 熊田: “高品位テレビカメラの現状”, テレビ学技報, TEBS67-5 (1980)
- 3) 岡野, 熊田: “高品位テレビカメラ用オートセットアップシステム”, テレビ全大, 12-1 (1983)
- 4) Okano, Kumada, Tanioka: “The HARP High-Sensitivity Handheld HDTV Camera”, SMPTE Journal, pp. 612-619 (Aug. 1990)

＜ 付 録 1 ＞

$\Phi(u+s_o, p)$ の漸化式を求める。

$$\begin{aligned}
 \Phi(u+s_o, p) &= \sum_{k=-n}^n f(k+u+s_o) \cdot g(x+p) \\
 &= \sum_{k=-n}^n f(k+1+u+s_o-1) \cdot g(k+1+p-1) \\
 &= \sum_{k'=-n+1}^{n+1} f(k'+u+s_o-1) \cdot g(k'+p-1) \\
 &= \sum_{k'=-n}^n f(k'+u+s_o-1) \cdot g(k'+p-1) \\
 &\quad - f(-n+u+s_o-1) \cdot g(-n+p-1) \\
 &\quad + f(n+1+u+s_o-1) \cdot g(n+1+p-1) \\
 &= \Phi(u+s_o-1, p-1) \\
 &\quad - f(-n+u+s_o-1) \cdot g(-n+p-1) \\
 &\quad + f(n+u+s_o) \cdot g(n+p)
 \end{aligned} \tag{A 1.1}$$

ここで、2項、3項の $f(-n+u+s_o-1) \cdot g(-n+p-1)$, $f(n+u+s_o) \cdot g(n+p)$ は、端末データを表している。

とくに(A 1.1)式に $p=1$, $u=0, 1, 2$ を代入するとそれぞれ以下ようになる。

$$u=0: \Phi(s_o, 1) = \Phi(s_o-1, 0) + \Delta_1 = \phi(s_o-1) + \Delta_1 \tag{A 1.2}$$

$$u=1: \Phi(s_o+1, 1) = \Phi(s_o, 0) + \Delta_2 = \phi(s_o) + \Delta_2 \tag{A 1.3}$$

$$\begin{aligned}
 u=2: \Phi(s_o+2, 1) &= \Phi(u+s_o+1, 0) + \Delta_3 \\
 &= \phi(u+s_o+1) + \Delta_3
 \end{aligned} \tag{A 1.4}$$

ここに、 Δ_i は端末データを表す。また、 $\phi(u+s_o)$ はもとの映像信号を標本化するときの標本化間隔をシフトの最小単位とする相関関数である。

また $p=0$ の場合は(15)式から

$$\Phi(s_o, 0) = \phi(s_o) \tag{A 1.5}$$

$$\Phi(s_o+1, 0) = \phi(s_o+1) \tag{A 1.6}$$

$$\Phi(s_o+2, 0) = \phi(s_o+2) \tag{A 1.7}$$

であるのは明らかである。

〈 付 録 2 〉

基準信号 $g(x)$ ，測定信号 $f(x)$ が区間 $(-L, L)$ で定義され，その区間が切り出し窓の影響が無視できるほど長いとし，かつ，それぞれの関数が ω_0 周波数以下に制限されているとすると，両者は周知のようにフーリエ級数で次のように展開できる．

$$g(x) = \sum_{i=-im}^{im} A_i e^{j\omega_L i x} \quad (\text{A 2.1})$$

$$f(x) = \sum_{k=-km}^{km} B_k e^{j\omega_L k x} \quad (\text{A 2.2})$$

ここに， A_i ， B_k ， ω_L は次式で与えられる．

$$A_i = \frac{1}{2n} \cdot \int_{-L}^L g(x) e^{-j\omega_L i x} dx \quad (\text{A 2.3})$$

$$B_k = \frac{1}{2n} \cdot \int_{-L}^L f(x) e^{-j\omega_L k x} dx \quad (\text{A 2.4})$$

$$\omega_L = \pi/L \quad (\text{A 2.5})$$

また im ， km は $i\omega_L \leq \omega_0$ ， $k\omega_L \leq \omega_0$ を満たす最大値である．

これから $g(x)$ と $f(x)$ の定義区間 $(-L, L)$ よりも内側 $(-n, n)$ での両者の相関関数は次のように計算できる．なお，ここでは相関値は積分区間で正規化して示す．

$$\begin{aligned} \phi(s) &= \frac{1}{2n} \cdot \int_{-n}^n g(x) f(x+s) dx \\ &= \frac{1}{2n} \cdot \sum_{i=-im}^{im} \sum_{k=-km}^{km} A_i B_k e^{j\omega_L k s} \\ &\quad \cdot \int_{-n}^n e^{j\omega_L (i+k)x} dx \\ &= \frac{1}{2n} \cdot \sum_{i=-im}^{im} \sum_{k=-km}^{km} A_i B_k e^{j\omega_L k s} \\ &\quad (i \neq k) \\ &\quad \cdot [e^{j\omega_L (i+k)x} / j\omega_L (i+k)]_{x=-n}^n \\ &\quad + \frac{1}{2n} \cdot \sum_{k=-km}^{km} A_{-k} B_k e^{j\omega_L k s} \int_{-n}^n 1 dx \\ &\quad (i = -k) \\ &= \sum_{k=-km}^{km} A_{-k} B_k e^{j\omega_L k s} \\ &\quad + \frac{1}{2n} \cdot \sum_{i=-im}^{im} \sum_{k=-km}^{km} A_i B_k e^{j\omega_L k s} \\ &\quad (i \neq k) \\ &\quad \cdot 2 \sin\{\omega_L (i+k)n\} / \omega_L (i+k) \} \end{aligned} \quad (\text{A 2.6})$$

一方，有限区間長の問題を考えるために相関関数の計算領域 $(-n, n)$ が充分広い定義域 $(-L, L)$ まで広がったとすると，相関関数は以下ようになる．

$$\begin{aligned} \phi(s) &= \lim_{n \rightarrow L} \frac{1}{2n} \cdot \int_{-n}^n g(x) f(x+s) dx \\ &= \frac{1}{2L} \cdot \int_{-L}^{L-s} g(x) f(x+s) dx \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{2L} \cdot \int_{-(L-s)}^{L-s} g(x) f(x+s) dx \\ &\quad + \frac{1}{2L} \cdot \int_{-L}^{-(L-s)} g(x) f(x+s) dx \end{aligned} \quad (\text{A 2.7})$$

ここで $L \rightarrow \infty$ とすると第2項は零となるから (A 2.7) 式は

$$\phi(s) = \lim_{L \rightarrow \infty} \frac{1}{2L} \cdot \int_{-(L-s)}^{L-s} g(x) f(x+s) dx \quad (\text{A 2.8})$$

となり，この結果と (A 2.6) 式を用いると

$$\begin{aligned} \phi(s) &= \lim_{L \rightarrow \infty} \sum_{k=-km}^{km} A_{-k} B_k e^{j\omega_L k s} \\ &\quad + \lim_{L \rightarrow \infty} \frac{1}{2L} \cdot \sum_{i=-im}^{im} \sum_{k=-km}^{km} A_i B_k e^{j\omega_L k s} \\ &\quad (i \neq k) \\ &\quad \cdot 2 \sin\{\omega_L (i+k)(L-s)\} / \omega_L (i+k) \} \end{aligned} \quad (\text{A 2.9})$$

となる．ここで

$$\begin{aligned} \lim_{L \rightarrow \infty} \sin\{(i+k)\omega_L(L-s)\} &= \lim_{L \rightarrow \infty} \sin\{(i+k)\omega_L L\} \\ &= \sin\{(i+k)\pi\} = 0 \end{aligned}$$

であるから (A 2.9) 式の第2項は零に収束する．したがって，第1項が積分区間が無限長のときの相関値となる．

ここに，(A 2.6) 式にもどり，有限区間長の場合について考える．(A 2.6) 式は次のように分解できる．

$$\begin{aligned} \phi(s) &= \sum_{k=-km}^{km} A_{-k} B_k e^{j\omega_L k s} + \sum_{i=-im}^{im} \sum_{k=-km}^{km} \alpha_{ik} \\ &\quad + \sum_{i=1}^{im} \sum_{k=1}^{km} \alpha_{ik} + \sum_{i=-im}^0 \sum_{k=1}^{km} \alpha_{ik} \\ &\quad (\text{いずれも } i \neq k) \\ &\quad + \sum_{i=1}^{im} \sum_{k=-km}^0 \alpha_{ik} \end{aligned} \quad (\text{A 2.10})$$

ただし

$$\alpha_{ik} = A_i B_k e^{j\omega_L k s} \sin\{\omega_L (i+k)n\} / \omega_L (i+k)n \quad (\text{A 2.11})$$

特に本論文では $f(x) = g(x)$ として扱っているので， $B_k \rightarrow A_k$ として本文 (18) 式が得られる．

おかの ふみお
岡野 文男 昭和53年，東北大学大学院修士課程修了．同年，NHKに入局．昭和56年より，同放送技術研究所に勤務し，現在に至る．ハイビジョンカメラ，システムの研究に従事．正会員．

くまだ じゅんじ
熊田 純二 昭和47年，京都大学工学部電気工学第2学科卒業．同年，NHKに入局．昭和51年より，同放送技術研究所にて，ハイビジョンカメラの研究開発，ハイビジョン規格制定活動に従事．平成5年より，同技術局技術開発センターに勤務．正会員．