

画像センシングの新しい原理とデバイスに関する研究

二 海 峯

画像センシングの新しい原理と
デバイスに関する研究

来海 暁

目次

第1章 序論	1
1.1 時間軸情報と能動性を利用する画像センシング	1
1.1.1 基本原理	1
1.1.2 従来の画像センシング法との関連	2
1.1.3 本方法の利点	3
1.2 時間相関型イメージセンサとその画像センシングへの利用	5
1.2.1 時間相関型イメージセンサ	5
1.2.2 他のイメージセンサ・ビジョンチップとの対比	7
1.2.3 応用例とその要点	7
1.2.4 これまでの開発状況	8
1.3 本論文の目的	9
1.3.1 CMOSプロセスを用いた時間相関型イメージセンサの集積化	9
1.3.2 時間軸情報と能動性を利用する画像センシング法の提案	10
1.4 本論文の構成	11
第I部 CMOSプロセスを利用した時間相関型イメージセンサの集積化	14
第2章 時間相関型イメージセンサの集積化(I) —CMOS画素構造の提案とVDECによる一体型センサの試作	15
2.1 はじめに	15
2.2 時間相関型イメージセンサのVLSI化	15
2.2.1 画素回路の動作	15
2.2.2 拡大共通ソース・拡大ドレイン構造	17
2.2.3 フォトダイオードとキャパシタの設計	19
2.3 チップの試作	21
2.4 試作チップの評価実験	23
2.4.1 光キャリアの分配・蓄積	23
2.4.2 時間相関の抽出	24
2.5 考察	27

2.5.1	対称性	27
2.5.2	遮光	28
2.5.3	読み出し増幅回路	28
2.6	まとめ	28
第3章	時間相関型イメージセンサの集積化(II) —画素数拡大と性能向上	30
3.1	はじめに	30
3.2	本試作の要点	30
3.3	チップの試作	32
3.4	試作チップの評価実験	35
3.4.1	NELプロセスによる 16×16 画素アレイの評価	35
3.4.2	モトローラプロセスによる 64×64 画素アレイの評価	39
3.5	まとめ	40
第II部	時間軸情報と能動性を利用する画像センシング法の提案	42
第4章	固視微動型センシング	43
4.1	はじめに	43
4.2	固視微動	43
4.3	固視微動型センサ	44
4.3.1	撮像面内並進振動を用いた空間相関	45
4.3.2	焦点距離振動・回転振動を用いた複素対数空間相関	48
4.4	複素対数特徴の抽出	50
4.4.1	複素対数特徴のフーリエ級数展開	50
4.4.2	CCD イメージセンサを用いたシミュレーション	53
4.4.3	1次特徴抽出精度の評価シミュレーション	55
4.5	振動走査鏡を備えた固視微動型センサ	58
4.5.1	振動走査鏡の試作	58
4.5.2	実験	60
4.6	まとめ	65
第5章	円走査信号のフーリエ展開係数に基づく局所画像特徴の記述	69
5.1	はじめに	69
5.2	円走査信号のフーリエ展開係数と明暗パターンの微係数との関係	70
5.3	フーリエ基底の表す明暗パターン	71
5.3.1	回転対称パターンへの分解	72
5.3.2	一次元的変動パターンへの分解	73
5.4	フーリエ係数と Zernike モーメントの関係	76

5.5	まとめ	77
第6章	任意曲面のきず検査のための画像センシング	82
6.1	はじめに	82
6.2	原理：形状と反射係数の時空間勾配計測	83
6.2.1	測定系の構成	83
6.2.2	垂直走査型撮像と勾配空間の形成	84
6.2.3	時空間勾配法の適用	85
6.2.4	計測結果の解釈と利用	87
6.3	センサシステムの試作	89
6.3.1	実験系の概要	89
6.3.2	計算機処理の要点	91
6.4	自動目視検査への応用実験	91
6.4.1	精度と感度の評価実験	91
6.4.2	自動目視検査を想定した応用実験	94
6.5	まとめ	96
第7章	三色ストロボ照明とRGBイメージセンサを用いた速度場センシング	99
7.1	はじめに	99
7.2	RGB フレームからの時系列画像分離	100
7.2.1	原理	100
7.2.2	混合行列 A の決定	102
7.2.3	A に対する条件	103
7.3	速度場の抽出	103
7.4	実験	104
7.4.1	計測システムの構成	104
7.4.2	実験結果	108
7.4.3	粒子画像流速測定への応用	108
7.5	考察	109
7.5.1	他の方法との比較	109
7.5.2	測定レンジの自動調整	109
7.5.3	本方法に適した応用例	110
7.6	まとめ	110
第8章	結論	112

目 次

1.1	時間相関型イメージセンサの概念図。	6
1.2	時間相関型イメージセンサの各段における帯域構造。汎用の CCD イメージセンサと異なり、入力段では時間相関検出構造により光検出器の限界帯域まで感度を有するのに対し、出力段ではフレームレートにまで圧縮される。	7
1.3	本論文の構成。	13
2.1	画素セルの回路：可変コンダクタンス差動型。	16
2.2	画素セルの断面図。	17
2.3	レイアウトに基づく画素セルの等価回路。	18
2.4	完成したチップの写真。	20
2.5	画素セルのマスキレイアウト。	22
2.6	画素セルの TEG の回路。	23
2.7	一定強度光の下で V_{MPY+} 、 V_{MPY-} に直流を加えたときの出力波形。上から順に V_{YSEL} 、 V_{D+} 、 V_{D-} 、 $V_{D+}-V_{D-}$ (a) $V_{MPY+}=V_{MPY-}=2.0V$ (b) $V_{MPY+}=2.5V$ 、 $V_{MPY-}=2.0V$ (c) $V_{MPY+}=2.0V$ 、 $V_{MPY-}=2.5V$ 。	25
2.7	(続き)	26
2.8	$\Delta V_{MPY} = V_{MPY+} - V_{MPY-}$ に対するリセット直前の V_{D+} 、 V_{D-} の値およびそれらの和、差。 V_{D+} 、 V_{D-} の値は V_{DD} を基準に負の方向に測つてある (すなわち $V_{DD}-V_{D+}$ 、 $V_{DD}-V_{D-}$)。 V_{MPY-} は $2.0V$ に固定。	26
2.9	I_{PD} と ΔV_{MPY} の位相差に対するドレインの電位差 $V_{D-}-V_{D+}$ LED および ΔV_{MPY} の変調周波数は $100kHz$ 。	27
3.1	画素セルの回路。前回の試作における回路 (Fig. 2.3) と n/p の極性が反対になっている。	32
3.2	NEL プロセス用に設計した画素セルのマスキパターン。前回の試作のマスキパターン (Fig. 2.5) とは、画素サイズの縮小 ($75\mu m$ 角 $\rightarrow 60\mu m$ 角)、完全対称性、完全遮光、PD、 M_1-M_4 、 C_1-C_4 の n/p 反転、これらのガードリングによる分離、の点で異なる。	33

3.3	モトローラプロセス用に設計した画素セルのマスクパターン。前回の試作のマスクパターン (Fig. 2.5) を縮小しつつ、NEL用のマスク (Fig. 3.2) と同様の改変を加えた。	34
3.4	NELプロセス用に設計した 16×16 画素アレイの回路構成。センサアレイ本体とともに、太枠で囲まれたブロック (X/Y アドレスデコーダ、読み出し用マルチプレクサ) をチップに内蔵した。	36
3.5	NELプロセスによる完成チップの写真。右上の 16×16 画素アレイとともに、その左に Y アドレスデコーダ、下に X アドレスデコーダと読み出し用マルチプレクサを配置した。	37
3.6	モトローラプロセスによる完成チップの写真。左上には 64×64 画素アレイとともに、その左に Y アドレスデコーダ、上に X アドレスデコーダと読み出し用マルチプレクサを配置した。 64×64 画素アレイの下にある 2 つの 8×8 画素アレイは、キャパシタに MOS ゲートおよびポリシリコン 2 層を利用したもの。また右にある 8×8 画素アレイは前回のモトローラと同じ構造の画素セルに対称性の改善のみを施したもの。	38
3.7	1kHz の LED 変調光によって "X" という白抜きパターンを投影したときの 16×16 画素アレイの出力。外部電気信号 $\Delta V_{MPY}(t)$ には同じく 1kHz で位相遅れ ϕ を与えたものを加えた。上段: 蓄積電荷の和成分出力 $Q_+ + Q_-$ (光キャリアの総量)。下段: 蓄積電荷の差成分出力 $Q_+ - Q_-$ (時間相関)。(a) $\phi = 0^\circ$, (b) $\phi = 90^\circ$, (c) $\phi = 180^\circ$ 。	39
3.8	1kHz の LED 変調光によって "O" という白抜きパターンを投影したときの 64×64 画素アレイの出力。外部電気信号 $\Delta V_{MPY}(t)$ には同じく 1kHz で位相遅れ ϕ を与えたものを加えた。上段: 蓄積電荷の和成分出力 $Q_+ + Q_-$ (光キャリアの総量)。下段: 蓄積電荷の差成分出力 $Q_+ - Q_-$ (時間相関)。(a) $\phi < 90^\circ$, (b) $\phi = 90^\circ$, (c) $\phi > 90^\circ$ 。	40
4.1	固視微動の概念図 [77]。	44
4.2	眼球と外眼筋の模式図 [30]。	45
4.3	固視微動型センシングの概念図。	46
4.4	センサの振動による画素の空間走査と時間相関を利用した空間相関の実現。	47
4.5	焦点距離振動・撮像面内回転振動による複素対数型走査。	48
4.6	イメージセンサの固視微動。焦点距離と回転角を直交位相で振動させる。	49
4.7	画素の走査経路と明暗のプロファイル。 $p-\theta$ 座標系では画素は円を描く。	50
4.8	フーリエ基底の次数と画像特徴との対応。	52
4.9	シミュレーション実験システムの構成。	53
4.10	CCD イメージセンサを用いたシミュレーション結果 (1)。(a) 撮像系列中の 1 枚 $f(p, \theta)$ 。(b) $\cos \omega t$ との相関 $R_e(1; p, \theta)$ 。(c) $\cos \omega t$ との相関 $R_s(1; p, \theta)$ 。	54

4.11	CCD イメージセンサを用いたシミュレーション結果 (2)。(a)撮像系列 32 枚中最初の 1 枚、(b)0 次特徴 (平均)、(c)(d)1 次特徴 (エッジ) の振幅・位相、(e)2 次特徴の振幅、(f)4 次特徴の振幅。	54
4.12	アルゴリズム間の精度比較シミュレーションに用いたパターン：(a) 原パターン $f_0(x, y)$ 、(b) ρ 方向勾配 $\partial f_0(x, y)/\partial \rho$ 、(c) θ 方向勾配 $\partial f_0(x, y)/\partial \theta$ 。(d)-(f) は (a)-(c) の ρ - θ 座標表示。	55
4.13	撮像枚数に対する S/N 比。左... ρ 勾配、右... θ 勾配。実線...画素間の感度差なし、破線...感度のばらつき 10%。○：固視微動法 (x - y 表示、A)、×：固視微動法 (ρ - θ 表示、B)、+：Sobel + Jacobian 法 (x - y 表示、C)、#：複素対数変換 + Sobel 法 (ρ - θ 表示、D)。	56
4.14	雑音分散に対する S/N 比。見方は Fig. 6 参照。	56
4.15	試作した振動走査鏡。(a) 寸法図。(b) 写真。	59
4.16	走査鏡の座標系。	60
4.17	走査鏡の振動による対象像の変化。(a) 実験系。(b) 静止状態での対象像。(c) 振動中の対象像。	61
4.18	走査鏡の振動によるレーザポインタ光の軌跡。(a) 実験系。(b) 歳差運動によって生じた楕円状の軌跡。(c) 鏡の法線ベクトルの走査軌跡として表示した振動パターン。(d) (c) の振動によって生じた光の軌跡。	62
4.19	エッジ抽出・テンプレートマッチングの実験系。	63
4.20	エッジ抽出の結果。(a) 対象。(b) $\cos \omega t$ との相関。(c) $\sin \omega t$ との相関。	63
4.21	テンプレートマッチングの実験結果。(a) 対象。(b) 走査経路 (c、f に比べて 4-5 倍ほど大きめに表示してある)。(c)(f) テンプレートパターン。(d)(g) テンプレート信号。(e)(h) 時間相関出力。	64
4.22	像の振動機構が一体化された固視微動型センサ。(a) イメージセンサ直接振動型。(b) 走査鏡を用いた間接振動型。	66
4.23	固視微動の駆動方法。	67
4.24	振動検出センサの利用。上：実際の振動に基づくテンプレート信号の生成。下：フィードバックを用いた振動制御。	68
5.1	n 次フーリエ級数成分の回転対称パターンによる明暗形状表現。斉一次式への因数分解により、角度方向について直交系をなす回転対称なパターンが得られる。	74
5.2	n 次フーリエ級数成分の一次元的変動パターンによる明暗形状表現。チェビシェフ多項式を用いた分解により、一方向に平坦で、それと直交する方向に一次元的に変動し直交系をなすパターンが得られる。	75
6.1	表面きざセンシングシステムの測定系。	83

6.2	ある Γ に対する (f_+, f_t, f_-) の分布。 J_{DET} はこの分布を $f_+ f_t$ 平面に射影したものの広がり意味する。図の平面は最小二乗解 $\Delta TH_\theta, \Delta r\rho_\theta$ によって定まる勾配空間 (f_+, f_t, f_-) 内の部分空間を表す。	86
6.3	表面きずセンシングシステムの制御フロー。	88
6.4	(a) 表面きずセンシングシステムの実験系の構成。(b) 実験系の写真。	90
6.5	(a) 凹凸勾配抽出の実験に用いた石膏板。(b) 半径5mmの円筒上部(B)に対する結果。(上:凹凸勾配 ΔTH_θ 、中:対数反射率勾配 $\Delta r\rho_\theta$ 、下: ΔTH_θ の測定誤差分散 J_{ERR} 、以下同様)。(c) 2枚の傾きの異なる平面(C)、(D)の継ぎ目に対する結果。	92
6.5	(続き)	93
6.6	(a) 対数反射率勾配抽出の実験に用いた石膏板の灰色パターン。灰色の各領域は異なる分量の炭素粉末を含んでいる。(b) DG(暗灰色)とLG(明灰色)の境界に対する結果。(c) LGとW(白色)の境界に対する結果。	94
6.6	(続き)	95
6.7	(a) 実験に用いたものと同種のコネクタ。(b)(c) コネクタの欠陥。1) 熱変形(b右)、2) 金属部分の脇の引っかかり傷(b左)、3) ビニルテープの付着(b中) 4) サインペンによる汚れ(c)。	96
6.8	Fig. 6.7の欠陥に対する表面きずセンシングシステムの出力。(a)-(d)はそれぞれ欠陥1)-4)に対応する。	97
6.8	(続き)	98
7.1	三色ストロボ照明とRGBイメージセンサを用いる速度場センシングシステムの概念図。	100
7.2	三色ストロボ照明とRGBイメージセンサからなる測定系。	101
7.3	(a) 速度場センシングシステムの構成。(b) ストロボ管のカラーフィルタの分光透過特性[87]。	105
7.4	ストロボ照明のトリガパルスのタイミング図。	106
7.5	(a)-(c) 対象のRGB画像。順に(a) R画像 $f_r(x, y)$ 、(b) G画像 $f_g(x, y)$ 、(c) B画像 $f_b(x, y)$ 。(d)-(f) RGB画像から分離された時系列画像。順に(d) $f_1(x, y)$ (R照明) (e) $f_2(x, y)$ (G照明) (f) $f_3(x, y)$ (B照明)。(g) f_1 の時計回り回転シフトに対する、2枚の画像の差 $f_1 - f_2$ (実線)および $f_1 - f_3$ (破線)の二乗平均。(h) 時系列画像から抽出された速度場。	107
7.6	(a) 発泡スチロール粒子のRGB画像のグレイスケール表示。(b) 抽出された速度場。	109

目 次

1.1 能動的手段による三次元画像センシング法の分類。	3
1.2 主なビジョンチップの研究。	8
2.1 画素セルの設計データ。	21
3.1 NELとモトローラのCMOSプロセスの比較。	32
3.2 試作チップのイメージセンサアレイの諸元。	35
4.1 固視微動の分類 [77]。	44

第1章 序論

1.1 時間軸情報と能動性を利用する画像センシング

画像センシングは CCD イメージセンサや計算機インターフェイスの発達により幅広い方面で利用されるようになってきているが、その一方で様々な問題点が指摘されてきている[79]。その中でも根本的なのは

1. フレームレートによる時間分解能の制約
2. 画像処理アルゴリズムの実用化の難しさ

の2つの問題である。第一の問題は汎用 CCD イメージセンサにおけるフレームレートが 30Hz と極めて低いことによる。時間分解能を高めるにはフレームレートを引き上げればよいが、データ量の増大やイメージセンサへの入射光量の減少に伴う SN 比の低下という問題が新たに生じてしまう。これらを解決するために高感度なイメージセンサや高速なフレームメモリなどの特殊なハードウェアを用いたとしても、このようにして達成できる時間分解能には自ずと限界がある。第二の問題は画像処理のアルゴリズムの抱える、ごく単純な対象のみを含み雑音もないような理想的な画像に対しては高い性能を発揮するものの、複雑な対象を含みかつ雑音の存在する一般の画像に対してはエッジ抽出など単純で基本的な処理でさえも期待する性能を達成することが難しい、という問題点を指す。複雑な対象のモデル化はアルゴリズムの複雑化を招き、また耐雑音性の強化は感度の低下とトレードオフの関係にあるので、すべての面において優れた画像処理アルゴリズムを開発するのは本質的に困難が伴う。

以上のような画像センシングの問題点や限界は、従来の画像センシングの体系が元々ビデオ用を目的として開発された CCD イメージセンサとそのビデオ画像の利用を前提とする画像処理技術を基礎としていてとくに起因していると我々の研究室では考えている。本論文の目的は、これらの問題点や限界を打破するため、相関計測の考え方を画像センシングに導入し、これまであまり重視されていなかった画像の時間軸方向の情報を能動性と一体化して利用する新しい画像センシングの体系を提案することである。

1.1.1 基本原理

我々の目指す画像センシングの構造は次の二要素からなる。

1. イメージセンサあるいは照明に対する能動的操作により、抽出したい量を画像の時間軸方向の信号として変調する。
2. 時間変調信号に対し時間相関演算を施して復調し、抽出したい量を求める。

ここで言う能動性はイメージセンサの配置に限らず、照明の配置や時間・空間的変調についても計測する側で操作できるという意味で用いている。

上記の画像センシングの構造を式で表すと以下ようになる。まず抽出したい量の画像面における分布を $\{x_{ij}\}$ とする。この x_{ij} を能動的操作により時間変調し、イメージセンサの画素 (i, j) での光強度に比例する時間信号 $f_{ij}(t)$ を生成する。 x_{ij} を変調するキャリア信号を $g(t)$ とすると、 $f_{ij}(t)$ は変調成分 $x_{ij}g(t)$ に $g(t)$ と無相関な雑音などの信号 $n(t)$ が加わったもの

$$f_{ij}(t) = x_{ij}g(t) + n(t) \quad (1.1)$$

として表される。ここで $g(t)$ は能動的操作の結果画像全体で一様に定まる信号であり、具体的な操作方法に応じて計測する側で決定することができる。次に $f_{ij}(t)$ と $g(t)$ との時間相関をとる。時間相関の記号を $\langle \cdot \rangle$ とすれば、 $g(t)$ と $n(t)$ は互いに無相関なので $\langle g(t)n(t) \rangle = 0$ と書ける。また $g(t)$ は $\langle g^2(t) \rangle = 1$ と規格化されているものとする。すると画素 (i, j) における時間相関 ϕ_{ij} は

$$\phi_{ij} \equiv \langle f_{ij}(t)g(t) \rangle = x_{ij}\langle g^2(t) \rangle + \langle g(t)n(t) \rangle = x_{ij} \quad (1.2)$$

となり、目標の空間情報 x_{ij} を得ることができる。

1.1.2 従来の画像センシング法との関連

以上のような画像センシング法は従来の方法と以下の点で異なっている。

1. 能動性の利用により、空間の情報を時間軸方向に変調し、明確な時間軸方向の信号を生成する。
2. 空間情報を時間相関によって検出する。

画像センシングにおける時間軸は、オプティカルフロー計測や運動検出における時間微分、あるいは対象の追跡を目的としたカルマンフィルタといった、時々刻々変化する対象の瞬間瞬間の情報取得を目的とした処理以外にはこれまでほとんど明確に用いられていないものである。一方、能動性は従来から特に三次元画像センシングにおいて積極的に活用されており、Table 1.1 に示す方法が広く利用されている [74, 89]。それぞれの方法は三角測量や測光など計測原理によっていくつかに類別されるが、いずれも表面の凹凸や傾きといった単一の画像からは直接求めることができない量を能動性の導入により直接計測可能な情報に置き換えるという戦略をとっているという点で共通していると見ることができ。例えばモアレ法や光干渉法など1枚の画像における縞模様解析によって凹凸形状を

Table 1.1. 能動的手段による三次元画像センシング法の分類。

能動的操作	センシング法の具体例
照明の空間変調	モアレ法、光干渉法、シート光投影法
照明の移動	測光ステレオ法
イメージセンサの移動	運動ステレオ法
イメージセンサの複数利用	両眼ステレオ法、多眼ステレオ法

求める方法では、照明の空間変調という能動性の導入により奥行きや凹凸形状を縞模様の局所位相という直接計測可能な情報に置き換える操作が行われている。その他の方法は複数枚の画像を利用するものであり、それぞれの画像は照明の空間パターンや撮像系全体の配置に対して既知の変化が与えられるごとに取り込まれるが、このとき表面の凹凸や傾き等の三次元情報は画像生成のプロセスを介し画像の変動成分という直接計測可能な情報に置き換えられていると見ることができる。

我々の方法はこれらのうち複数画像利用の方法を進展させ、画像データを各画素ごとに時間信号と見なし、センシングの過程を変調・復調の概念で明確化したものと考えることができる。例えば測光ステレオ法では、照明あるいはイメージセンサの位置・姿勢の変化ごとに得られるセンシングデータをベクトルとして扱い、逆行列演算や特異値分解により対象の位置や表面の傾きを求めることが行われる [28]。すなわち画素 (i, j) におけるセンシングデータベクトルを $I(i, j)$ 、求めたい量（座標あるいは法線ベクトル）を $X(i, j) = [x_1(i, j), x_2(i, j), x_3(i, j)]^T$ とおき、これらの間に行列 $A = [a_1, a_2, a_3]$ を介して成立する方程式 $I(i, j) = AX(i, j)$ を解いて $X(i, j)$ を求める。ただしベクトル $I(i, j)$ や a_k の要素は特に時間信号のサンプル列として扱われてはいるわけではない。これを我々のセンシング法の流儀で解釈すると次のようになる。まず方程式が

$$I(i, j) = x_1(i, j)a_1 + x_2(i, j)a_2 + x_3(i, j)a_3 \quad (1.3)$$

のように書き換えられることに注意し、センシングデータベクトル $I(i, j)$ およびベクトル a_k を信号のサンプル時系列と考える。するとこの式は、データ時系列 $I(i, j)$ が求めたい空間情報 $x_k(i, j)$ のサンプル列 a_k による変調信号の和で構成されているものと解釈できる。さらにこれを解くには、例えば a_1, a_2, a_3 のうち a_1 と相関を有し a_2, a_3 とは独立な信号列との内積すなわち相互時間相関をとれば a_1 の係数 x_1 が得られ、同様にして x_2, x_3 も得られる。この操作は元の方程式 $I(i, j) = AX(i, j)$ に対する逆行列演算と等価なものである。

1.1.3 本方法の利点

提案する画像センシング法は、その各画素独立・並列の時間相関検出構造により以下の利点を有する。

1. 空間演算を行わないため、画素雑音の影響が最小限に抑えられる。
2. 時間相関の有する雑音抑圧効果・周波数選択性により高SN比が達成される。

従来の三次元画像センシングでは、画像間の変化の情報を取り出すのにエッジ抽出や空間相関などの画像処理アルゴリズムを利用しているため、奥行きや凹凸形状の抽出精度が画像処理の精度に大きく依存してしまうという問題がある。例えば光切断法では奥行きを求めるのに、まず各画像においてスリット光の当たった位置を求める画像処理を行わなければならない[74]。また両眼ステレオ法では、左右画像の位置ずれを求めるのに空間相関、エッジなどの特徴に基づく対応点の探索[14, 36]、あるいは差分演算[81, 82]などの空間処理を行わなければならない。従って、結果が画像処理の精度に大きく依存し、特にエッジオペレータを用いる場合は雑音の影響を受けやすい。これに対し我々の方法では画像の空間演算を行わないので、一般の画像処理アルゴリズムのように各画素の雑音が周囲の画素に影響を及ぼすことが全くなく、雑音の影響が各画素のみに留まり最小限で済む。

また時間相関そのものの有する性質が高SN比検出を可能にしている。(1.2)式において、 $g(t)$ として周波数 ω の正弦波 $g(t) = e^{j\omega t}$ を考えると、時間相関の出力は $f_{ij}(t)$ のフーリエ変換 $F_{ij}(\omega) \equiv \mathcal{F}\{f_{ij}(t)\}$ そのものになる。

$$\begin{aligned}\phi_{ij} &= \langle f_{ij}(t)g^*(t) \rangle = \int f_{ij}(t)e^{-j\omega t} dt \\ &\equiv F_{ij}(\omega)\end{aligned}\quad (1.4)$$

このように $f_{ij}(t)$ のうち特定の周波数成分のみを時間相関によって選択的に抽出できるので、抽出したい情報をそれぞれあらかじめ異なる周波数で変調しておくことにより各々を独立に抽出することが可能になる。

同じく $g(t) = e^{j\omega t}$ に対し、今度は(1.2)式におけるSN比を考える。時間相関の定義により

$$\begin{aligned}\phi_{ij} &= \langle f_{ij}(t)g^*(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{t+T/2} f_{ij}(\tau)g^*(\tau) d\tau \\ &= x_{ij} + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{t+T/2} n_{ij}(\tau)e^{-j\omega\tau} d\tau\end{aligned}\quad (1.5)$$

となるが、 $n_{ij}(t)$ を白色雑音

$$E\{n_{ij}(t)n_{ij}^*(t')\} = \sigma_n^2 \delta(t - t') \quad (1.6)$$

とすると、 ϕ_{ij} のSN比は

$$\text{SNR} = \frac{|x_{ij}|^2}{E \left[\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T^2} \left| \int_{-T/2}^{t+T/2} n_{ij}(\tau)e^{-j\omega\tau} d\tau \right|^2 \right]}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{|x_{ij}|^2}{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T^2} \left| \int_{t-T/2}^{t+T/2} \int_{t-T/2}^{t+T/2} E[n_{ij}(\tau) n_{ij}^*(\tau')] e^{-j\omega(\tau-\tau')} d\tau d\tau' \right|} \\
 &= \frac{|x_{ij}|^2}{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\sigma_n^2}{T}} = \frac{|x_{ij}|^2}{\sigma_n^2} \lim_{T \rightarrow \infty} T \quad (1.7)
 \end{aligned}$$

となる。すなわち積分時間 T を長くすればとるほど SN 比が高くなることが示される。実用的には T は有限とせざるを得ないが、同じ T でも扱う周波数帯域 ω が十分高ければ T を十分長いと見なすことができ、雑音抑圧の効果が高まる。

1.2 時間相関型イメージセンサとその画像センシングへの利用

以上に述べた時間軸情報と能動性を利用する画像センシング法の有用性を実証するためには、具体的な実装と実際への応用によって本方法を実現していかなければならない。中でも真っ先に問題となるのは時間相関の実装方法である。光の変調周波数が MHz 程度まで容易に達成できることを考えると、そのような高帯域の信号について時間相関のとれることが前節に述べた SN 比の観点からも望ましい。しかし現存のハードウェアではそのような高帯域の信号を扱うことができない。画像入力装置としては汎用の CCD イメージセンサを使う以外にないので、時間相関を実現するには、CCD イメージセンサからフレーム時間 T ごとに出力される画像 $f_{ij}(mT)$ について、フレーム画像とは別に入力されるか、あるいはあらかじめレジスタに格納されている時系列データ $g(mT)$ を荷重として各画素ごとに荷重和を計算する

$$\begin{aligned}
 \phi_{ij}(M) &= \phi_{ij}(M-1) + f_{ij}((M-1)T)g((M-1)T) \\
 &= \sum_{m=0}^M f_{ij}(mT)g(mT) \quad (1.8)
 \end{aligned}$$

という構成をとるしかない。この場合、通常のフレームレート 30Hz に対しては高々 15Hz の信号との時間相関しかとれず、動作帯域は極めて低い。帯域を上げる 1 つの方法はサンプリング周波数をすなわちフレームレートの増加であるが、時間分解能の受ける制約について冒頭に述べたようにこれでは本質的な解決とはならない。

1.2.1 時間相関型イメージセンサ

このような限界を打破し、画像取得と同時に時間相関を生成することのできるセンシングデバイスとして我々の研究室で提案し開発に取り組んでいるのが時間相関型イメージ

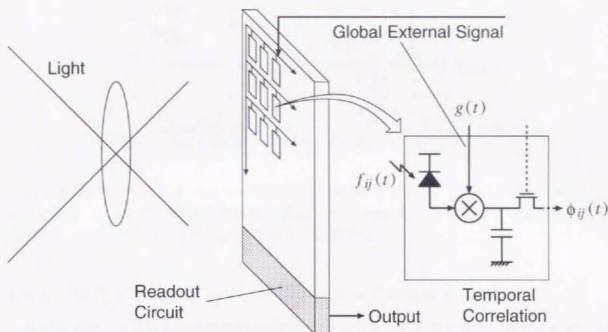


Fig. 1.1. 時間相関型イメージセンサの概念図。

センサ [84, 2, 3] である。時間相関型イメージセンサは以下の5つの要素から構成される [84, 2, 3]。

1. 入射光子数に比例した光電流を発生させるフォトダイオード
2. 外部から各画素共通に供給される電圧信号
3. 光電流と外部電気信号の積に比例した電流を生成する電流モード乗算器
4. この積電流を時間積分し相関値として蓄積するキャパシタ
5. 時間相関値を走査しビデオ信号として出力するための CCD または MOS スイッチによる読み出し回路

画素 (i, j) での光検出器出力を $f_{ij}(t)$ 、外部電気信号を $g(t)$ 、走査周期すなわちフレーム蓄積時間を T とすると、時間相関型イメージセンサの画素 (i, j) における出力は

$$\phi_{ij}(t) = \int_{t-T}^t f_{ij}(\tau) g(\tau) d\tau \quad (1.9)$$

となる (Fig. 1.1)。このようなセンシング構造により、時間相関型イメージセンサは先述した時間軸情報と能動性を利用する画像センシング法の特徴や利点をそのまま受け継いだものになっている。

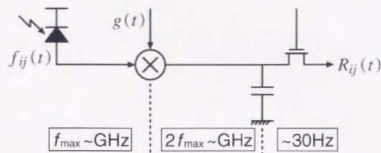


Fig. 1.2. 時間相関型イメージセンサの各段における帯域構造。汎用の CCD イメージセンサと異なり、入力段では時間相関検出構造により光検出器の限界帯域まで感度を有するのに対し、出力段ではフレームレートにまで圧縮される。

1.2.2 他のイメージセンサ・ビジョンチップとの対比

時間相関型イメージセンサが従来の CCD イメージセンサと最も異なる点はその高周波情報獲得能力にある。Fig. 1.2 に示すように、時間相関型イメージセンサは入力段では光検出器の限界帯域まで感度を有するのに対し、出力段ではフレームレートにまで帯域が圧縮される。

また時間相関型イメージセンサはセンサのレベルで処理を行うデバイスであり、後段の処理の負荷軽減とともに実時間性の向上という利点をもたらす。この点では一般にビジョンチップと呼ばれる高機能イメージセンサと共通点を有する。主なビジョンチップについては Table 1.2 にまとめている。これらのビジョンチップと時間相関型イメージセンサの最大の相違点は、前者が網膜神経における時空間信号処理特性や実時間画像処理アルゴリズムの VLSI による実現などセンサ単体の情報処理機能の向上に主眼を置いているのに対し、後者はセンサと他の計測系が一体となった画像センシングの相関計測の手法による実現を目的としているところにある。このような違いはあるものの、他のビジョンチップの研究は、時間相関型イメージセンサの集積化に関して重要な技術的背景を提供するものになっている。

1.2.3 応用例とその要点

時間相関型イメージセンサの応用上の要点は (1.2) 式のように、求めたい空間情報 x_{ij} を $x_{ij}g(t)$ という形で光入力 $f_{ij}(t)$ の中に変調するためにどのような能動性を導入すればよいか工夫するところにある。能動的な操作としてはイメージセンサに振動を加えたり、または照明を時間変調したり動かしたりすればよい。具体的には以下のように三次元センシングや画像特徴抽出への応用例が原理やシミュレーションのレベルで示されてきており [84, 2, 3, 49, 61]、その他にも様々な応用が可能になると考えられる。

Table 1.2. 主なビジョンチップの研究。

エッジ抽出シリコン網膜チップ	Mead & Mahowald [38] Andreou <i>et al.</i> [7, 5, 4, 6] Chiu & Wu [58] Funatsu <i>et al.</i> [23]
運動検出センサ	Tanner & Mead [38] Andreou <i>et al.</i> [7, 40, 8] Delbrück [17] Etienne-Cummings <i>et al.</i> [21, 19, 18, 20]
画素並列プロセッサ型ビジョンチップ	石川ら [62, 88, 70] Åström <i>et al.</i> [9]
複素対数変換型イメージセンサ	Wodnicki <i>et al.</i> [57, 56] Pardo <i>et al.</i> [46]
圧縮符号化ビジョンチップ	相澤 [75] 川人ら [75]
Active Pixel センサ	Fossum <i>et al.</i> [22, 44, 42, 45, 43, 41] Aw & Wooley [10]
レンジファインダ	Gruss <i>et al.</i> [26]

1. 距離画像の生成……M 系列変調照明を用いて、特定の遅延に対応する光伝播距離のところにある表面のみが抽出できる。遅延を変化させつつ結果を合成することにより、全体として距離画像マップを得ることができる。センサの帯域が GHz 程度まで達成されると数十 cm 程度の距離の分解能が得られるようになり、実用のレベルに達する。
2. 特定光源像の抽出……太陽光や室内光など外乱要因の存在下でも特定の変調光に対する像が取り出せる。
3. 明暗の空間勾配の抽出……センサを微小並進円運動させ、画素の走査信号とこの振動と同じ周波数の正弦波との時間相関をとることにより、明暗の空間勾配が抽出できる。

1.2.4 これまでの開発状況

時間相関型イメージセンサは汎用の CCD イメージセンサや他のビジョンチップのように半導体チップとして集積化するのが望ましく、我々の研究室でも集積化に向けて研究を進めている。集積化に際しては、解像度の増加すなわち画素サイズの縮小に伴い画素回路

の設計に関わる制約が増えてくるという困難があるものの、高操作性、低消費電力、光学系を含む全体のコンパクト化、回路素子の特性の均一化など多くの面でメリットがある。

時間相関型イメージセンサのこれまでの開発状況については、まず基本原理や回路構造の提案[84, 2, 3]に基づき、個別素子を用いて 8×8 画素のセンサを試作し動作確認を行った[49, 61, 76, 60, 71]。続いて電気学会のマルチチップサービスを利用し、CMOSプロセスを用いて試作を行い動作を確認した[92, 94]。この試作では、回路要素のあらかじめ配置されたマスクパターンの上に設計者が別途配線を施すという形で設計しなければならないため、もともと用意されていない光検出器（具体的にはフォトダイオード）は作ることができず、この部分を除く回路について設計を行った。

一方応用面では、まずCCDイメージセンサを用いて、センサの円運動によるエッジ抽出、変調光を用いた特定光源像の抽出の各シミュレーション実験を行った。続いて試作した個別素子センサを用い、動作確認を兼ねて同様の実験を行ってきた[49, 61, 76, 60, 71]。

1.3 本論文の目的

本論文は時間軸情報と能動性を利用する画像センシングをデバイス製作と応用の両面から実現することを目指したものであり、内容が大きく二つに分かれる。

1.3.1 CMOSプロセスを用いた時間相関型イメージセンサの集積化

本論文の第一の目的は、時間軸情報と能動性を利用する画像センシング実現のためのセンサデバイスである時間相関型イメージセンサをCMOSプロセスを用いて集積化することである。個別素子、電気学会マルチチップサービスというこれまでの開発の流れを受け継ぎ、今回の試作より一体構造の画素セル設計およびその集積化の段階に突入する。このため電気学会マルチチップサービスと異なり、レイアウトを回路要素のデザイン、配置から配線に至るまで設計者の手で設計できる、東大のVDEC（大規模集積設計教育センター）の提供するCMOSプロセスを利用する。CMOS集積化では個別素子の設計と異なり、厳しい設計規則を遵守しつつ回路のレイアウト効率、素子の三次元構造、微小電流、寄生素子の影響などを考慮していかなければならないという困難さがある。すなわち本研究の課題は、CMOSプロセスという制約の多い条件の下で、アナログ回路である時間相関型イメージセンサ実現のための最適な構造を探るという点に絞られる。試作はこれまでに4回行っているが、そのうち2回分（日本モトローラ、NTTエレクトロニクスのプロセス）についてはチップが完成しており、評価実験が行われている。

1.3.2 時間軸情報と能動性を利用する画像センシング法の提案

本論文の第二の目的は、時間軸情報と能動性を利用する画像センシングの具体的応用として、次の3つのセンシング法を提案することである。

1. 固視微動型センシング
2. 任意曲面のきず検査のための画像センシング
3. 三色ストロブ照明とRGB イメージセンサを用いる速度場センシング

2、3はもともと汎用の CCD イメージセンサを前提としているが、能動性と時間軸情報を活用して単一画素上で必要な情報を取り出すことにより高精度の画像センシングを達成するという点で、時間相関型イメージセンサの基本概念と共通の特色を有している。

1 固視微動型センシング

固視微動型センシングは人間の眼球に見られる固視微動 [78, 77, 63] にヒントを得た画像センシング手法であり、時間相関型イメージセンサとセンサ自身の振動を利用することにより、エッジ抽出やテンプレートマッチングなどの画像処理をセンサ上で実行する。像の振動によって空間パターンが時間軸方向に展開される性質を利用し、空間のパターンマッチングを時間軸上で行うところに特色がある。この特色により、従来のアルゴリズムの問題点である画素雑音や感度誤差の強調作用が全く問題にならなくなり、高い SN 比の画像処理を実現する。

2 任意曲面のきず検査のための画像センシング

汎用の CCD イメージセンサを用いつつ、照明の垂直走査による時間軸方向への変調と対象の微小変位を組み合わせ微分積和型演算を施すことにより、対象表面の凹凸・反射率の空間勾配をそれぞれ分離して高精度に抽出する。以下の特色を有する。

1. 対象の形状や表面状態を選ばない。
2. イメージセンサを固定し、照明を対象に対して垂直に走査させる。
3. 照明のパターンは任意でよい。
4. 微分積和型演算の空間相関領域を単一画素に限定することにより、画素間の感度誤差の影響を全く受けない完全並列処理構造を実現する。
5. 勾配値とともに得られる自己評価量は自動目視検査に利用できる。
6. 凹凸の精度は垂直走査のステップ間隔のオーダーになる。

3 三色ストロボ照明とRGBイメージセンサを用いる速度場センシング

1フレーム間に順次発光する三色のストロボ照明とRGBイメージセンサを用いることにより、高速に運動する物体の速度場を抽出する。特色は、一連の照明によって得られる多重露光画像1フレームのRGB画素値ベクトルに対して逆行列演算を施すことにより、変位量の微小な時系列画像が容易に分離できるところにある。時系列画像からは時空間勾配法を用いて速度場を抽出する。ストロボ照明の発光間隔を小さくすることにより、高フレームレートの特徴ハードウェアを使用することなく高速運動する対象の速度場センシングが可能である。単色の対象を前提としているが、そうでない対象も単色のマーカー利用により適用できる。

1.4 本論文の構成

本論文の構成は、時間軸情報と能動性を利用する画像センシングの実現をデバイス面から目指す第I部と、応用面から目指す第II部とに分かれる (Fig. 1.3)。

第I部ではCMOSプロセスを用いた時間相関型イメージセンサの集積化の研究について述べる。まず第2章では、VDECから提供されているプロセスのうち日本モトローラの1.2 μm プロセスを利用した初めての試作とチップの評価実験について述べる。拡大ソース・拡大ドレイン構造の画素セルを提案し、試作したチップについて、画素セル単位における時間相関演算機能を確認する。続いて第3章では、同じくVDECのプロセスのうちNTTエレクトロニクス (NEL) の0.5 μm プロセスと再度モトローラのプロセスを利用した試作について述べる。この試作では前回のモトローラの結果を踏まえいくつかの改良を行うと同時に、画素数増加による高集積化を試みる。

画像センシングの新しい原理を提案する第II部では、まず第4章では固視微動型センシング法を提案する。空間相関がセンサの振動と時間相関によって実現されることを示したのち、具体例として複素対数特徴の抽出法を取り上げ、その原理とシミュレーション実験により従来の画像処理アルゴリズムに比べ精度が向上することを示す。続く第5章では、固視微動型特徴抽出法の画像記述法としての可能性を探る目的で、出力であるフーリエ展開係数およびその展開基底関数と明暗の局所変動との関係を調べる。フーリエ係数が同じ次数の明暗の局所係数の線形和で書かれること、基底関数が明暗の回転対称パターンあるいは一次元的変動パターンの表現となっていることを示す。

続いて第6章では任意曲面のきず検査のための画像センシング法を提案する。照明の垂直走査と2つの時系列画像から対象の凹凸勾配マップと対数反射率勾配マップを抽出する原理を示したのち、実験により表面の微細なきずや汚れが精度良く検出されることを示す。自己評価マップを用いた自動目視検査への応用についても検討する。

最後に第7章では、三色ストロボ照明とRGBイメージセンサを用いた速度場センシング法を提案する。RGB多重露光画像1フレームから3枚の時系列画像を逆行列演算により分離する原理を述べ、実験では高速運動する対象の時系列画像が精度良く分離され、そ

のオブティカルフローが正しく得られることを示す。対象が理想的でない場合の適用法についても議論する。

本論文の最後に第8章で結論を述べる。

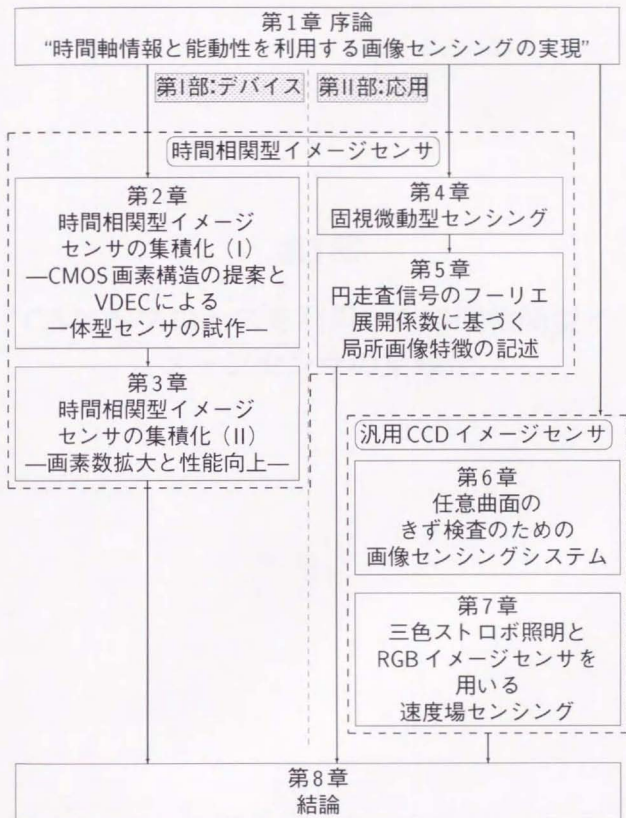


Fig. 1.3. 本論文の構成。

第2章 時間相関型イメージセンサの原理 と1T1C型-CMOSイメージセンサの構造 とVDECによる1T1C型センサの 動作

第I部

CMOSプロセスを利用した時間相関型イ メージセンサの集積化

第2章 時間相関型イメージセンサの集積化 (I) —CMOS画素構造の提案とVDECによる一体型センサの試作

2.1 はじめに

本章と次章では時間軸情報と能動性を利用する画像センシングをデバイス面から実現することを目的とした、時間相関型イメージセンサのCMOSプロセスによる集積化への取り組みについて述べる。時間相関型イメージセンサの試作はまず個別素子による原理的確認のレベルから始まった[49, 61, 60, 71, 76]。次いでCMOSプロセスによる集積化への準備として、電気学会マルチチップサービスを利用した試作を行った[94]。このサービスはあらかじめ配置された回路要素を配線で結ぶという部分的な設計方式(マスタースライス方式)であったため、イメージセンサのように回路要素がセルとして一体化されているような構造の回路を実現するのは不可能であり、この試作自体も回路レベルの実現可能性の検証にとどまっている。これに対し今回の試作から回路要素が一体化された画素セルの設計に本格的に取り組むため、回路要素の形状や配置などをすべて設計者の手で設計できる東大のVDECのCMOSプロセスを利用することになった。

本章ではその第1回目の試作である、日本モトローラの1.2 μ mルールCMOSプロセスを利用した試作とその評価実験[69]について述べる。今回フォトダイオード、MOSFET、キャパシタを含む3次元的な素子レイアウトの段階に入り、一体的な画素セルの最適構造が本研究の大きなポイントとなる。すなわち汎用のCMOSプロセスにより、高集積時間相関型イメージセンサの近々の実現の見通しを得ることを第一の目標とした。

2.2 時間相関型イメージセンサのVLSI化

2.2.1 画素回路の動作

時間相関型イメージセンサの具体的な実現回路はいくつか提案されている[84, 2, 3]が、今回の試作では、素子数が少なくバイアス設定上の問題も少ないFig. 2.1の可変コンダク

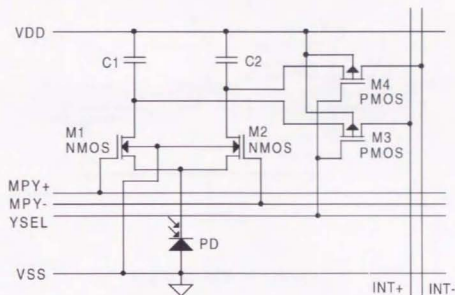


Fig. 2.1. 画素セルの回路：可変コンダクタンス差動型。

タンス差動型の実現を試みる。この回路は、入力光強度と外部電気信号 (M_1 、 M_2 への差動入力) との時間相関をキャパシタ C_1 、 C_2 の 1 フレーム蓄積電荷の差成分から得るものである。基本的な動作はバイポーラトランジスタを用いる回路 [84, 2, 3] と同じであるが、CMOS プロセス利用のためここでは差動トランジスタとして MOSFET を用いる。

Fig. 2.1 の回路の動作原理は以下の通りである。フォトダイオード PD で発生する光電流を $I_{PD}(t)$ 、差動 NMOS 対 M_1 、 M_2 のゲートの電位をそれぞれ $V_{MPY+}(t)$ 、 $V_{MPY-}(t)$ とする。ゲート入力の差動成分 (すなわち外部電気信号)

$$\Delta V_{MPY}(t) \equiv V_{MPY+}(t) - V_{MPY-}(t) \quad (2.1)$$

が十分小さい範囲 ($\sim 50\text{mV}$ 程度) では、 M_1 、 M_2 のドレイン電流はそれぞれ次式で与えられる。

$$I_{D+}(t) = \frac{I_{PD}(t)}{2} + g_m(t) \frac{\Delta V_{MPY}(t)}{2} \quad (2.2)$$

$$I_{D-}(t) = \frac{I_{PD}(t)}{2} - g_m(t) \frac{\Delta V_{MPY}(t)}{2} \quad (2.3)$$

ただし $g_m(t)$ は M_1 、 M_2 共通の伝達コンダクタンスを表す。すなわちこの回路では光電流が $I_{D+}(t)$ と $I_{D-}(t)$ に振り分けられ、その振り分け比は $\Delta V_{MPY}(t)$ によって制御される。光電流 $I_{PD}(t)$ は数十～数百 nA 程度になることが予想されるので、 M_1 、 M_2 はサブスレシールド領域 [25] でバイアスされると考えられる。このとき $g_m(t)$ は

$$g_m(t) = \rho I_{PD}(t) \quad (2.4)$$

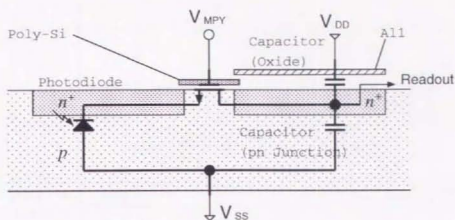


Fig. 2.2. 画素セルの断面図。

のように $I_{PD}(t)$ に比例する (ρ はプロセスおよびアスペクト比 W/L に依存するパラメータ)。よって $I_{D+}(t)$ と $I_{D-}(t)$ の和、差をとると

$$I_{D+}(t) + I_{D-}(t) = I_{PD}(t) \quad (2.5)$$

$$I_{D+}(t) - I_{D-}(t) = \rho I_{PD}(t) \Delta V_{MPY}(t) \quad (2.6)$$

であり、差電流は光電流 $I_{PD}(t)$ と外部電気信号 $\Delta V_{MPY}(t)$ の積に比例する。 $I_{D+}(t)$, $I_{D-}(t)$ によりキャパシタ C_1 , C_2 に 1 フレーム間 T に蓄積される電荷をそれぞれ

$$Q_+(t) = \int_{t-T}^t I_{D+}(\tau) d\tau \quad (2.7)$$

$$Q_-(t) = \int_{t-T}^t I_{D-}(\tau) d\tau \quad (2.8)$$

とすると、(2.5) 式より $Q_+(t)$ と $Q_-(t)$ の差からは $I_{PD}(t)$ と $\Delta V_{MPY}(t)$ の時間相関

$$Q_+(t) - Q_-(t) = \rho \int_{t-T}^t I_{PD}(\tau) V(\tau) d\tau \quad (2.9)$$

が、また $Q_+(t)$ と $Q_-(t)$ の和からは光キャリアの総量

$$Q_+(t) + Q_-(t) = \int_{t-T}^t I_{PD}(\tau) d\tau \quad (2.10)$$

が得られる。

2.2.2 拡大共通ソース・拡大ドレイン構造

可変コンダクタンス差動型を CMOS プロセスで実現するのに際し、最も面積効率がよい構造として我々が提案するのは、Fig. 2.2 に断面図を示す拡大共通ソース・拡大ドレイ

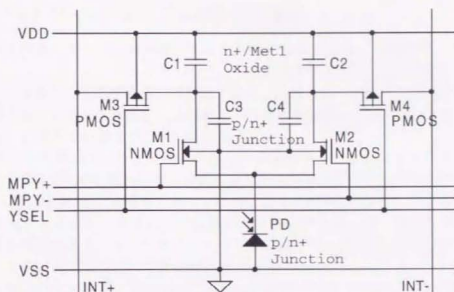


Fig. 2.3. レイアウトに基づく画素セルの等価回路。

ン構造である。差動 MOSFET 対 M_1 、 M_2 はソースを共通としフォトダイオード PD の領域と一体化する。ドレイン領域も同様に拡大しキャパシタ C_1 、 C_2 の領域と一体化する。PD にはソース (M_1 、 M_2 が NMOS の場合は n^+ 拡散層、以下同じ) と基板 (p 型) との間の pn 接合を利用し、 C_1 、 C_2 には、ドレイン (n^+ 拡散層) とその上を覆う V_{DD} 供給の導電層との間の容量と、ドレイン-基板間の pn 接合容量を利用する。従って、提案構造の等価回路は Fig. 2.3 のようになる。接合容量 C_3 、 C_4 は C_1 、 C_2 と異なり V_{SS} に接続されているが、光電流の蓄積に関して酸化膜容量 C_1 、 C_2 と並列に機能するので、設計においては C_1 と C_3 、 C_2 と C_4 の和を考慮していればよい。

接合容量では酸化膜容量と異なり、1) バイアス電圧への依存性、2) ドレインから基板への流れ電流（逆方向飽和電流）、に注意する必要がある。しかし1については、時間相関の情報はキャパシタの電圧ではなく電荷を直接の媒体としているので、電荷の読み出し自体が正しく行われれば蓄積中の容量の変化は問題にはならない。一方2については、流れ電流によるキャパシタの電圧変動が無視できるほど光電流が十分大きければ問題にはならない。しかし無視できない場合でも、流れ電流の大きさが C_3 、 C_4 で等しければ、時間相関偏（蓄積電荷の差）には流れ電流の影響は現れない。

今回利用したプロセスでは n^+ 拡散層の上にポリシリコンゲートを置けないので、ドレイン上の対向電極は金属第1層を使用した。従ってゲート酸化膜に比べ膜厚が大きいため、後述のように単位面積あたりの容量が接合容量よりも1桁小さくなった。さらに容量を大きくするには、ドレインを小さくして別途MOSゲート、ポリシリコン2層などでキャパシタを作ることを考えなければならない。

2.2.3 フォトダイオードとキャパシタの設計

レイアウト設計に関して回路動作に大きく影響を及ぼすのは、1) 対称性、2) 素子の大きさ—特にフォトダイオードとキャパシタ、の2点である。1は回路が理想的な差動動作をするために本質的な要請である。対称性を高めるにはたすき掛けなど特殊なレイアウト技術も開発されているが、基本的には回路素子の対称な配置によって達成されるのでここでは触れない。以下では第2の点について考えていく。

この回路のマスクレイアウトでは、大部分の面積がキャパシタとフォトダイオードによって占められる。MOSFETはその特性が大きさの絶対値ではなくゲートの長さ L と幅 W のアスペクト比 W/L に依存するので、比較的小さく作ることができる。従って残りの部分はフォトダイオードとキャパシタに利用することができるが、それらの大きさはトレードオフの関係にある。フォトダイオードの光電流とキャパシタの容量はともにその面積に比例するが、光電流に比べて容量が大きいとSN比やダイナミックレンジが小さくなる。逆に光電流の方が容量より大きいとNMOS対のドレインの電位降下が速くなり、飽和領域での動作を保てなくなるおそれが出てくる。

よってフォトダイオードとキャパシタの面積比は、光電流の1フレーム間蓄積によるキャパシタの電圧変動が適度な範囲になるように決定しなければならない。フォトダイオードとキャパシタの面積をそれぞれ S_{PD} , S_C とすると、一定強度の光に対し1フレーム間 T に生じるキャパシタの電圧変動 ΔV_C は

$$\Delta V_C = \frac{J_{PD} S_{PD} T}{2 C_0 S_C} \quad (2.11)$$

となる。ただし J_{PD} , C_0 はそれぞれ単位面積当たりの光電流および容量を表す。よって面積比 S_{PD}/S_C は

$$\frac{S_{PD}}{S_C} = \frac{2 \Delta V_C C_0}{J_{PD} T} \quad (2.12)$$

で与えられる。

光電流 J_{PD} は以下のように見積もられる[72]。

$$J_{PD} = \frac{q}{hc} \int_0^\infty \eta(\lambda) E(\lambda) \lambda d\lambda \quad (2.13)$$

λ : 入射光の波長

$\eta(\lambda)$: 波長ごとの量子効率

$E(\lambda)$: 放射照度の波長分布

$q = 1.60 \times 10^{-19} \text{C}$: 素電荷

$h = 6.63 \times 10^{-34} \text{J}\cdot\text{s}$: Planck 定数

$c = 3.00 \times 10^8 \text{m/s}$: 光速

$\eta(\lambda) = 10\%$ とし、光源として $400\text{--}800\text{nm}$ で $E(\lambda) = 10\text{mW}/(\text{nm}\cdot\text{m}^2)$ 程度のもの(室内灯より明るい照明)を想定すると、 $J_{PD} = 0.19\text{pA}/\mu\text{m}^2$ を得る。

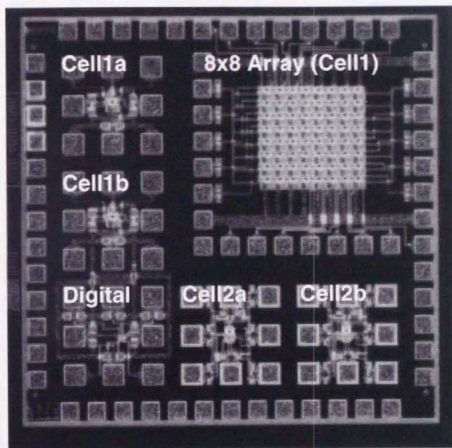


Fig. 2.4. 完成したチップの写真。

Table 2.1. 画素セルの設計データ。

画素セルの大きさ		75 μ m \times 75 μ m
フォトダイオード	開口率	7.29%
キャパシタ	容量 (基板— n^+ 拡散, 5V)	175fF
	容量 (n^+ 拡散—メタル 1)	60fF
アスペクト比 (W/L)	NMOS (M_1, M_2)	3.49 μ m/5.34 μ m
	PMOS (M_3, M_4)	2.38 μ m/0.82 μ m
電源電圧	V_{DD}	5V
	V_{SS}	0V
チップの大きさ		2.3mm \times 2.3mm

容量については pn 接合容量と酸化膜容量の和を考える。pn 接合容量の C_0 は、グレーデッド状接合 [25] を仮定するとドレイン—基板間電圧 V_{DB} の関数として

$$C_0 = C_{j0} \left(1 + \frac{V_{DB}}{\psi_0} \right)^{-1/3} \quad (2.14)$$

で与えられる [25]。ただし C_{j0} , ψ_0 はそれぞれ $V_D = 0$ のときの C_0 の値および接合間電圧である。一方酸化膜容量の C_0 は、酸化膜の厚みを t_{ox} 、誘電率を $\epsilon_{ox} = 3.45 \times 10^{-2}$ fF/ μ m とすれば

$$C_0 = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad (2.15)$$

となる。VDEC のプロセスデータに基づいた見積もり値は、単位面積当たりの基板— n^+ 拡散層間接合容量は $V_D = 5$ V で 0.2fF/ μ m² 程度、 n^+ 拡散層—メタル第 1 層間酸化膜容量は 0.03fF/ μ m² 程度となっている。

接合容量と酸化膜容量の面積が同じであるとして以上の値を (2.12) 式に代入し、 $\Delta V_C = 2.5$ V および $T = 1/30$ s (テレビカメレート) とすると、面積比の目安として $S_{PD}/S_C = 0.18$ を得る。

2.3 チップの試作

VDEC から提供されているプロセスのうち今回の試作では、日本モトローラの 1.2 μ m ルール、 n ウェルの CMOS プロセスを利用した。ポリシリコン、メタル (Al) とともに 2 層配線が可能である。チップフレームの大きさは 2.3mm 角であり、その中に画素セル単体の TEG (test element group) 4 つ、自作デジタル回路の TEG 1 つ、8 \times 8 画素アレイの TEG 1 つを配置した。Fig. 2.4 にチップ全体の写真を示す。

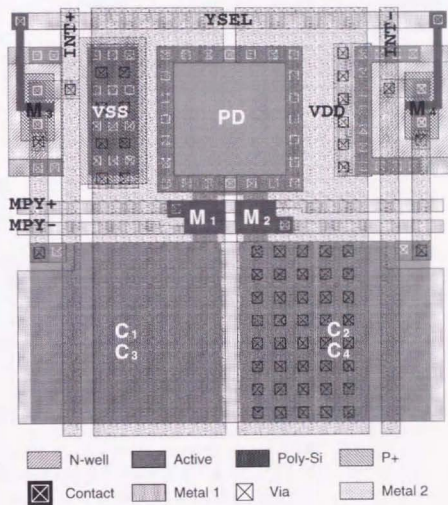


Fig. 2.5. 画素セルのマスキレイアウト。

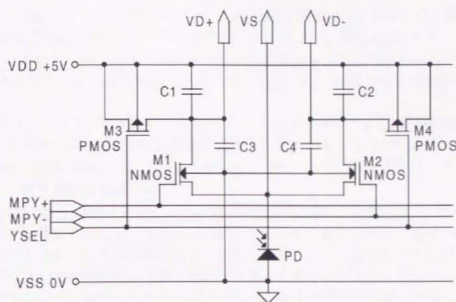


Fig. 2.6. 画素セルの TEG の回路。

Fig. 2.5には画素セルのマスクレイアウトを示す。フォトダイオード、キャパシタ、読み出しPMOSは左右対称に配置し、読み出し信号線YSELおよび外部信号入力MPY+、MPY-は横方向に、電荷の出力線INT+、INT-は縦方向に配線した。一方 V_{DD} 、 V_{SS} の電源線および基板、ウェルへのコンタクトについては左右非対称であるが、これは電源線をできるだけ太くし、配線間のスペースによる無駄をなくすことを第一に心懸けたためである。フォトダイオードとキャパシタの面積比 S_{PD}/S_C は0.37であり、多少弱い光でも光電流が発生するように上述の見積り値よりも大きくしている。

光の変調周波数は、M 系列変調を用いる距離画像計測への実用化を考えると GHz 程度（分解能数 cm）まで達成できることを期待している。しかし今回の試作ではマスクパターン設計時にシミュレーションを行って、また実際に今回がフォトタイオードがどの程度の動作帯域まで可能であるかまではプロセスデータでは与えられていないので、変調周波数について具体的な見通しは得られていない。また周波数が高過ぎると外部電気回路がチップ内部で雑音源となってしまうおそれもある。

2.4 試作チップの評価実験

2.4.1 光キャリアの分配・蓄積

まず Fig. 2.6 の回路の TEG を用いてキャパシタ C_1 、 C_2 における光キャリア分配・蓄積の様子を調べた。一定強度の光を照射しつつ、 M_3 、 M_4 に読み出しパルス（周波数 977Hz）

を加え、 M_1 、 M_2 のドレイン電位 V_{D+} 、 V_{D-} の変動を観測した。 V_{D+} 、 V_{D-} は、 M_3 、 M_4 が OFF の間は光電流のキャパシタへの蓄積によって降下し、 M_3 、 M_4 が ON になると V_{DD} までリセットされるため、鋸状の波形を呈するはずである。またゲート入力の大い方の NMOS には光電流がより多く分配されるので、 V_{D+} 、 V_{D-} の傾きにも差が出ることが予想される。

照明にはハロゲンランプを用い、対物レンズで光束を絞った。この照明に対する光電流の値は別の測定により数十 nA の程度と見積もられている。電圧測定にはオシロスコープを用いたが、微小電流を扱うため、FET 入力 OP アンプによる電圧フォロワを介して $\times 10$ のプローブで波形を観測した。

Fig. 2.7 に読み出しパルスと V_{D+} 、 V_{D-} および $V_{D+} - V_{D-}$ の波形を示す。Fig. 2.7 (a) - (c) はそれぞれ異なる V_{MPY+} 、 V_{MPY-} に対して得られたものである。鋸状の波形が生じており、光電流の発生とその蓄積の様子が観察される。ゲート入力の大い側では出力波形の傾きが大きく、光電流がより多く流れていることを示している。 $V_{MPY+} = V_{MPY-}$ の場合は理想的には出力が等しくなるはずであるが、若干の差が見られ、回路の対称性が完全でないことが分かる。

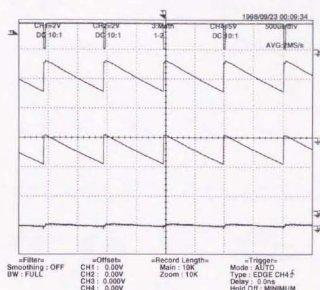
キャパシタの容量は、光電流の値を 50 nA とすると V_{D+} 、 V_{D-} の傾きから約 25 pF と推定される。この値は Table 2.1 の設計値 ($175 + 60 = 235$ fF) よりも 2 桁大きく、TEG のパッド (244 fF) も含めて外部回路の寄生容量が大きく影響していると考えられる。

Fig. 2.8 は、外部電気信号 $\Delta V_{MPY} = V_{MPY+} - V_{MPY-}$ の変化に対して、リセット直前の M_1 、 M_2 のドレイン電位 V_{D+} 、 V_{D-} の値およびそれらの和 $V_{D+} + V_{D-}$ 、 $V_{D+} - V_{D-}$ をプロットしたものである。ただし V_{D+} 、 V_{D-} の値は V_{DD} を基準に負の方向に測っており、 V_{DD} をリセット電位としたときのキャパシタ両端の電圧上昇を意味する。また V_{MPY-} は 2.0 V に固定し、 V_{MPY+} のみを変化させた。 V_{D+} 、 V_{D-} の描く曲線は、差動増幅器におけるドレイン電流—差動入力電圧特性と同様のものが得られている。特に $|\Delta V_{MPY}| < 50$ mV の範囲では急激かつほぼ線形な出力の変化が見られ、この範囲では ΔV_{MPY} の変動によって光電流の+側、-側への振り分けを敏感に制御できることが確認できる。また V_{D+} と V_{D-} の曲線の間にはほぼ一定のオフセットが見られる。

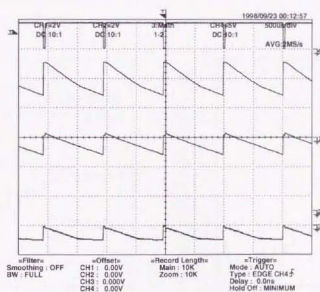
和・差成分について見てみると、光キャリアの総和を意味する和成分はほぼ一定であり、一定強度光照射という条件とよく一致している。一方、光電流 I_{PD} と ΔV_{MPY} の時間相関を意味する差成分については、 $|\Delta V_{MPY}| < 50$ mV の範囲ではほぼ線形な応答が得られている。 I_{PD} 、 ΔV_{MPY} とともに直流の場合、時間相関は $TpI_{PD}\Delta V_{MPY} \propto \Delta V_{MPY}$ となるので、この結果は正しいといえる。なお差成分の曲線より、 V_{D+} と V_{D-} の間のオフセットは 150–200 mV の程度であることが分かる。

2.4.2 時間相関の抽出

次に、同じ Fig. 2.6 の回路の TEG において発光ダイオード (LED) 変調光を用いて時間相関の抽出を試みた。LED 変調信号および外部電気信号 ΔV_{MPY} は共通の正弦波から



(a)



(b)

Fig. 2.7. 一定強度光の下で V_{MPY+} 、 V_{MPY-} に直流を加えたときの出力波形。上から順に V_{YSEL} 、 V_{D+} 、 V_{D-} 、 $V_{D+} - V_{D-}$ 。(a) $V_{MPY+} = V_{MPY-} = 2.0V$ 。(b) $V_{MPY+} = 2.5V$ 、 $V_{MPY-} = 2.0V$ 。(c) $V_{MPY+} = 2.0V$ 、 $V_{MPY-} = 2.5V$ 。

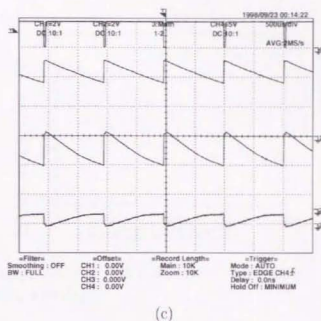


Fig. 2.7. (続き)

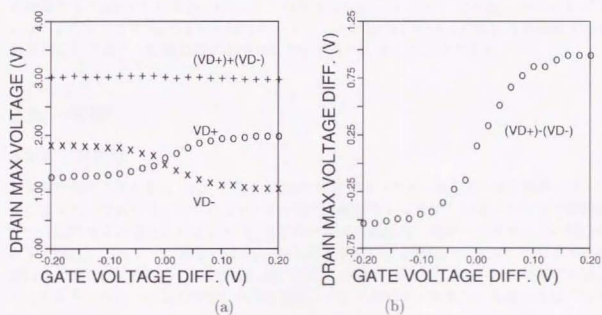


Fig. 2.8. $\Delta V_{MPY} = V_{MPY+} - V_{MPY-}$ に対するリセット直前の V_{D+} , V_{D-} の値およびそれらの和、差。 V_{D+} , V_{D-} の値は V_{DD} を基準に負の方向に測ってある (すなわち $V_{DD} - V_{D+}$, $V_{DD} - V_{D-}$)。 V_{MPY-} は 2.0V に固定。

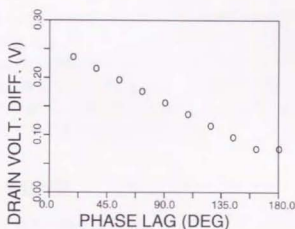


Fig. 2.9. I_{PD} と ΔV_{MPV} の位相差に対するドレインの電位差 $V_{D-} - V_{D+}$ 。LED および ΔV_{MPV} の変調周波数は 100kHz。

生成し、さらに ΔV_{MPV} には位相シフタによって $0-\pi$ rad の間で LED からの位相遅れ ϕ を生じさせるようにした。時間相関が正しく得られていれば $A \cos \phi$ の形になるはずである。

Fig. 2.9 は変調周波数を 100kHz、読み出し周波数を 30Hz (テレビカメラレート)、 ΔV_{MPV} の振幅を 100mV としたときのドレインの電位差 $V_{D-} - V_{D+}$ を、位相遅れ ϕ に対してプロットしたものである。150mV 程度のオフセットを除けば $A \cos \phi$ に類似の単調減少の曲線が示されており、時間相関が抽出されているものと見る事ができる。

2.5 考察

2.5.1 対称性

実験で観察された V_{D+} 、 V_{D-} の間の 150mV ほどのオフセットは左右の素子間のミスマッチによるものであろう。このミスマッチは電源の配線やコンタクトの取り方の左右非対称性に一因があると考えられる。MOSFET のバルクの電位は、電源コンタクトとの間に存在する抵抗によって V_{SS} あるいは V_{DD} から若干ずれている可能性がある。コンタクトが非対称に取られているとこの抵抗値に差が生じ、左右の MOSFET のバルクの電位が等しくなくなり、さらには MOSFET の他の特性についてもボディ効果 [25] を通じてばらつきが生じてしまう。

レイアウトの非対称性は容易に解消できるが、実際のプロセスには変動がつきものであり、完全に対称性を実現することは難しい。しかしプロセス変動により生じ得る誤差を最小限に抑えることは、MOSFET のアスペクト比 W/L などレイアウト設計の工夫により可能であろう。

2.5.2 遮光

出力の読み出せない故障したチップにおいては、照明をかなり強くした時点で出力が上昇するという現象が観察された。これは遮光されていないpn接合で発生した光キャリアによるものと考えられる。実際、マスクレイアウトでは読み出しPMOSのソース、ドレインやnウェルなどpn接合を形成するものが一部露出しており、これらが光キャリアの発生源になった可能性が高い。以降の試作ではフォトダイオード以外での光キャリアの発生を防ぐため、遮光をできる限り完全にする必要がある。

2.5.3 読み出し増幅回路

評価実験ではチップ外部の寄生容量がセルのキャパシタの容量をはるかに上回っており、セルのキャパシタの容量を見積もることができなかった。寄生容量の問題の解消やダイナミックレンジの確保のためにはチップ内蔵の読み出し増幅回路が必要であり、今後は小容量のキャパシタを備えた増幅回路も含めて設計していかなければならない。そもそも読み出しを外部回路で行うのは本質的に無理がある。時間相関型イメージセンサでは電荷が情報の直接の媒体なので、出力増幅には電荷増幅器を用いる必要がある。しかし画素セルのキャパシタはせいぜい数百fFであるのに対し、外部回路の入力容量は最小でも数pF以下にはならず、電荷増幅器を外部回路で実現しても高い増幅率や精度は得られない。しかしチップ内部では小容量でも容易に作ることができる。さらに外部回路の寄生容量は、電荷を電圧として読み出すことによりほとんど問題にならなくなる。

また暗電流やドレインから基板への漏れ電流は実験ではほとんど確認することができなかった。これは実験結果から読み取られた数十pFという大きな寄生容量の影響によるものであろう。しかし増幅回路の内蔵やそれに伴う寄生容量の問題の解消が進んでいけば、今後は暗電流や洩れ電流の問題が顕著になっていく可能性がある。

2.6 まとめ

時間軸情報と能動性を利用する画像センシング実現のための必須デバイスである時間相関型イメージセンサのVLSI化を目指し、VDECのCMOSプロセスを利用したチップの試作およびその評価実験の結果を報告した。本試作では可変コンダクタンス差動型画素セル回路の面積有効利用のために、拡大共通ソース・拡大ドレイン構造、すなわち差動MOSFET対のソース、ドレインを拡大しそれぞれフォトダイオード、キャパシタとして用いる構造の画素セルを提案した。また回路動作の上で特に重要なフォトダイオードとキャパシタの面積比を決定するための指針を示した。試作したチップを用いた実験では、提案した構造の画素セル上でLED光強度と外部電気信号との時間相関が得られることを確認した。

今回の試作と評価実験を通じ、対称性の向上、遮光、読み出し増幅回路の内蔵など改善

第2章 時間相関型イメージセンサの集積化(I) —CMOS画素構造の提案とVDECによる一体型センサの

すべき点はまだ多く残っているものの、提案した画素構造によって、VDECで現状で利用可能な7.3mm角のチップに対し80×80画素まで、50 μ m角まで小さくすることによって128×128画素までの集積化の見通しが得られた。

本チップ試作は東京大学大規模集積システム設計教育研究センターを通し、日本モトローラ(株)、大日本印刷(株)、および京セラ(株)の協力で行われたものである。

第3章 時間相関型イメージセンサの集積化(II) —画素数拡大と性能向上

3.1 はじめに

前章ではVDEC提供のモトローラプロセスを利用し、画素セルを一体化した時間相関型イメージセンサの初めての集積化を行った。可変コンダクタンス乗算器型画素セルを拡大ソース・ドレイン構造によって実現し、実験により左右対称性や遮光が完全でない、またキャパシタの容量や暗電流・漏れ電流の確認には至っていないという問題点はあるものの、外部電気信号による時間相関の生成の様子を確認することができ、高集積化の見通しを得ることができた。

本章ではこれに引き続き、VDEC提供のNTTエレクトロニクス(NEL)のCMOSプロセスおよび再び日本モトローラのCMOSプロセスを利用した試作について述べる。今回の試作の大きな主眼は、モトローラの試作を通じて明らかになった点を踏まえ画素セルのレイアウトの改善を図るとともに、画素数を拡大することである。試作したチップについては現在評価実験を進めているところである。

3.2 本試作の要点

今回の試作では前回のモトローラプロセスによる試作と同様、可変コンダクタンス乗算器型回路の拡大ソース・ドレイン構造による高集積化を目指した。特に前回の試作結果を踏まえ、問題点を改善しつつさらに動作向上、高集積化のための要素を探り入れて設計を行った。

まず改善を試みたのは、前回の試作で明らかとなった以下の問題点および課題である。

1. 左右が完全対称でない。
2. 遮光が完全でない。
3. キャパシタ容量が確認できていない。
4. 暗電流・漏れ電流が確認できていない。

このうち設計では1と2の解決を目指した。3、4については、各量がそもそも極めて微弱にならざるを得ない上、パッドやリードフレームなどパッケージの要素を含むセンサ外部の回路の寄生容量が画素セルのキャパシタに比べて大きくなってしまいうため本質的に困

難が伴うが、これは画素セルの設計よりもむしろ測定における問題点である。

以上の問題点の改善に加え、さらに画素数の増加に対応しつつ画素回路の動作向上を図るため、以下の点を考慮した。

1. ビン数確保および読み出し増幅時における誤差要因混入防止のため、入出力線をまとめ本数を減らす。
2. フォトダイオードと MOSFET に対する正常なバイアスの徹底を図るため、基板や n ウェルに電位勾配が生じないようにする。
3. 光キャリアがフォトダイオード以外の領域に流れ込み、キャリアのドリフト等によってバイアス電圧変動などの影響を及ぼすのを防ぐ。
4. 差動 MOSFET の g_m がプロセス変動によって受ける影響を小さくともめる。
5. 読み出し MOSFET の OFF 抵抗を十分大きくし、蓄積電荷の読み出し線への流出を防ぐ。
6. キャパシタの容量の増加、漏れ電流の低減を図る。

以上の要点を踏まえ、本試作では画素セルについて拡大ソース・ドレイン構造を踏襲しつつ以下の改変を行った。

1. セル構造を完全対称にする。
2. 遮光を完全にする。
3. 画素数を 8×8 から 16×16 (NEL) および 64×64 (モトローラ) に増加し、合わせて画素サイズを $75\mu\text{m}$ 角から $60\mu\text{m}$ 角に縮小した。
4. 画素数の増加に伴い、アドレスデコーダおよび読み出し用マルチプレクサを内蔵する。
5. 差動 MOSFET を p チャネル型、読み出し MOSFET を n チャネル型とし、フォトダイオード、差動 MOSFET、キャパシタを基板より抵抗値の低い n ウェル内に作る (バイアス電位勾配の防止)。
6. フォトダイオード、差動 MOSFET、キャパシタの p^+ 拡散領域を分離し、それぞれを n^+ 拡散領域で囲む (バイアス電位勾配・キャリア流入の防止)。
7. 差動・読み出し MOSFET のチャネル長 L を長めにとる (プロセス変動の影響軽減)。
8. pn 接合およびアルミ/拡散層容量の他に、MOS ゲートおよびポリシリコン 2 層による容量 (共にモトローラ) も試みる (容量の増加、漏れ電流の軽減)。

乗算器を n ウェル内に作るようになった結果、画素セルの等価回路は Fig. 2.3 から Fig. 3.1 に置き換わった。マスクパターンにはさらに上記の要点を採り入れ、Fig. 2.5 から Fig. 3.2 (NEL)、Fig. 3.3 (モトローラ) へと変更した。対称性を良くするため、外部電気信号の信号線 $MPY+$ 、 $MPY-$ は横方向から縦方向の配線に変更されている。NEL では PD、 M_1 、 M_2 、 C_1 、 C_4 がすべて分離されているが、モトローラではデザインルールが大きく容量が稼げないため C_1 、 C_4 は M_1 、 M_2 と直結されており、PD と M_1 、 M_2 とが分離されているのみである。

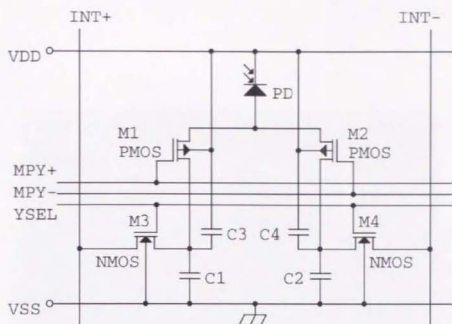


Fig. 3.1. 画素セルの回路。前回の試作における回路 (Fig. 2.3) と n/p の極性が反対になっている。

3.3 チップの試作

今回の試作では、前回に引き続きモトローラの CMOS プロセスを利用するとともに、同じく東京大学の VDEC から提供されている NEL のプロセスを新たに利用した。これらの CMOS プロセスには太まかにいって Table 3.1 に示す点で相違がある。

Table 3.1. NELとモトローラのCMOSプロセスの比較。

	NEL	モトローラ
最小線幅	0.5 μ m	1.2 μ m
基板/ウェル	p/n	p/ダブル (n & p)
メタル (Al) 配線層数	2	2
ポリシリコン 配線層数	1	2

Fig. 3.5、Fig. 3.6にそれぞれNELおよびモトローラプロセスによる完成チップの写真を示す。NELとモトローラのチップサイズはそれぞれ2.3mm角、7.3mm角であるので、これに合わせて画素サイズを60μm角としてそれぞれ16×16画素、64×64画素のイメージセンサアレイを設計した。画素数の増加に対応して、チップにはセンサアレイとしても簡単に4ビット(NEL)、6ビット(モトローラ)のアドレスデコーダおよび読み出し用

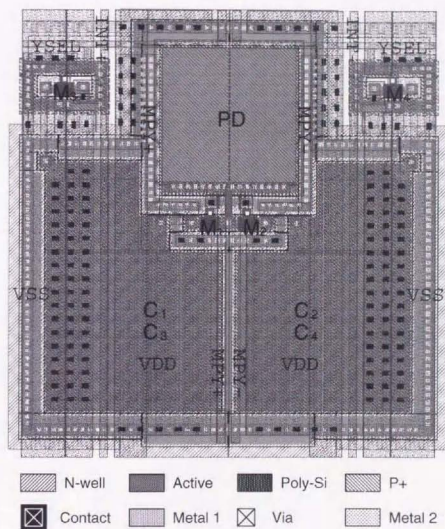


Fig. 3.2. NELプロセス用に設計した画素セルのマスクパターン。前回の試作のマスクパターン (Fig. 2.5) とは、画素サイズの縮小 ($75\mu\text{m}$ 角 $\rightarrow 60\mu\text{m}$ 角)、完全対称性、完全遮光、PD、M₁-M₄、C₁-C₄ の n/p 反転、これらのガードリングによる分離、の点で異なる。

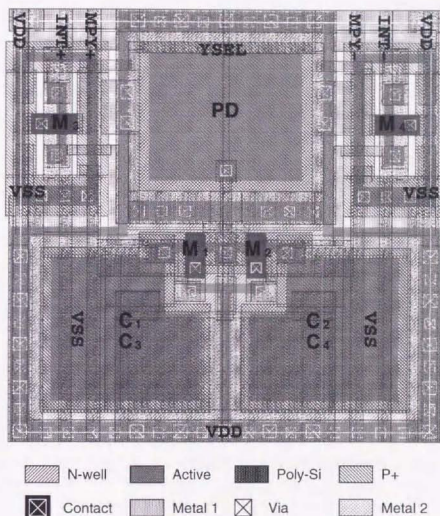


Fig. 3.3. モトローラプロセス用に設計した画素セルのマスクパターン。前回の試作のマスクパターン (Fig. 2.5) を縮小しつつ、NEL用のマスク (Fig. 3.2) と同様の改変を加えた。

マルチプレクサを内蔵した (Fig. 3.4)。

Table 3.2. 試作チップのイメージセンサアレイの諸元。

	NEL	モトローラ
画素サイズ	$60\mu\text{m} \times 60\mu\text{m}$	$60\mu\text{m} \times 60\mu\text{m}$
画素数	16×16	64×64
PD 開口率	11.1%	11.7%
C_1, C_2 容量 (n^+ 拡散層/メタル1層)	40fF	19.1fF
C_3, C_4 容量 (n ウェル/ p^+ 拡散層, 5V)	380fF	73.3fF
M_1, M_2 (PMOS) アスペクト比 W/L	$0.5\mu\text{m}/1.0\mu\text{m}$ (設計値)	$0.9\mu\text{m}/2.3\mu\text{m}$
M_3, M_4 (NMOS) アスペクト比 W/L	$1.2\mu\text{m}/3.0\mu\text{m}$ (設計値)	$0.9\mu\text{m}/2.4\mu\text{m}$
電源電圧 ($V_{SS} - V_{DD}$)	0-5V	0-5V
(チップサイズ)	$2.3\text{mm} \times 2.3\text{mm}$	$7.3\text{mm} \times 7.3\text{mm}$

モトローラのプロセスでは 64×64 画素アレイの他に、キャパシタの面積容量効率を比較するためにキャパシタを MOS ゲートやポリシリコン 2 層によって形成した 8×8 画素アレイを製作するとともに、今回の改善点を明らかにする目的で、前回のモトローラと同じ構造の画素セル (Fig. 2.5) に対称性の改善のみを施したものの 8×8 画素アレイを設計した。

3.4 試作チップの評価実験

3.4.1 NEL プロセスによる 16×16 画素アレイの評価

まず NEL プロセスで試作した 16×16 画素アレイの動作を確認する実験を行った。1kHz の LED 変調光を用いて “X” という白抜き文字をセンサ表面に投影しつつ、同じく 1kHz で位相遅れ ϕ を伴う外部電気信号 $\Delta V_{MPY}(t)$ を加え、時間相関が生成できるかどうかを調べた。理想的には時間相関は位相遅れ ϕ に対して $\cos \phi$ の形になる。

Fig. 3.7 に M_1, M_2 のゲート電位を 3V、 $\Delta V_{MPY}(t)$ の振幅を 100mV としたときのイメージセンサ出力を画像表示した。センサ出力である蓄積電荷 Q_+, Q_- はフレーム周期 $1/30\text{s}$ ごとに外付けの OP アンプを用いた電荷増幅器で読み出される。Fig. 3.7 の上段、下段はそれぞれ蓄積電荷の和成分 $Q_+ + Q_-$ 、差成分出力 $Q_+ - Q_-$ を表しており、また (a)-(c) はそれぞれ位相遅れを $\phi = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ と変化させたときのものである。光キャリアの総量に相当する和成分出力 $Q_+ + Q_-$ はほぼ一定であるのに対し、時間相関に相当する差成分出力 $Q_+ - Q_-$ は ϕ の増大とともに $-\cos \phi$ のように出力が減少し、符号を反転させている。これに対し $\Delta V_{MPY}(t)$ に直流信号を加えても、和成分、差成分ともに ϕ に伴う変化

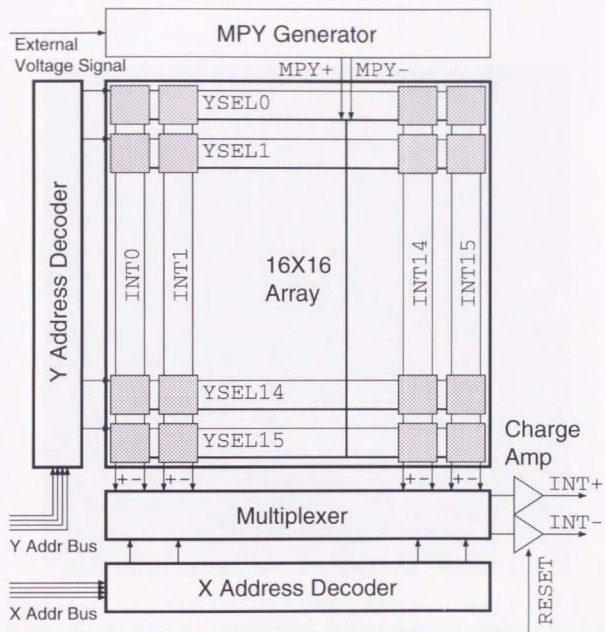


Fig. 3.4. NEL プロセス用に設計した 16×16 画素アレイの回路構成。センサアレイ本体とともに、太枠で囲まれたブロック (X/Y アドレスデコーダ、読み出し用マルチプレクサ) をチップに内蔵した。

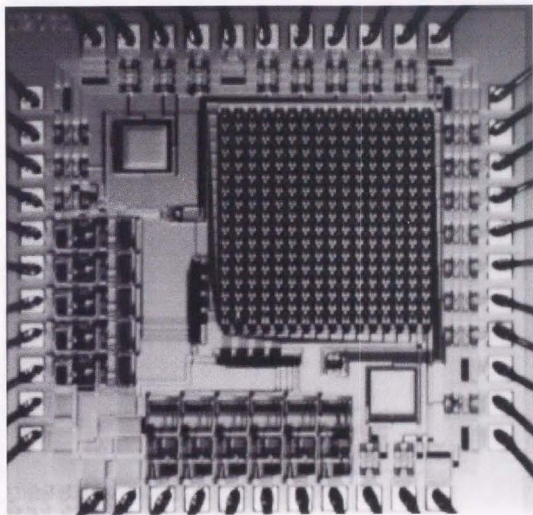


Fig. 3.5. NELプロセスによる完成チップの写真。右上の 16×16 画素アレイとともに、その左にYアドレスデコーダ、下にXアドレスデコーダと読み出し用マルチプレクサを配置した。

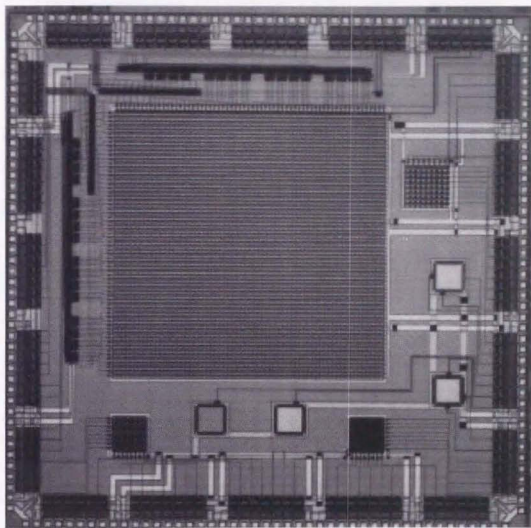


Fig. 3.6. モトローラプロセスによる完成チップの写真。左上には 64×64 画素アレイとともに、その左に Y アドレスデコーダ、上に X アドレスデコーダと読み出し用マルチプレクサを配置した。 64×64 画素アレイの下にある2つの 8×8 画素アレイは、キャパシタに MOS ゲートおよびポリシリコン 2 層を利用したもの。また右にある 8×8 画素アレイは前回のモトローラと同じ構造の画素セルに対称性の改善のみを施したもの。

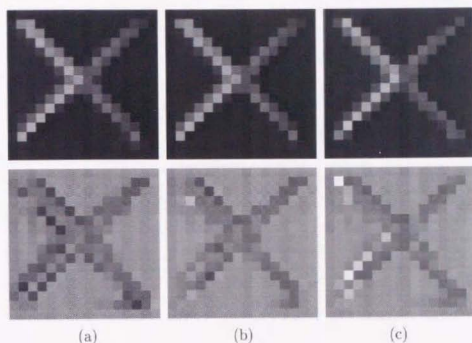


Fig. 3.7. 1kHzのLED変調光によって“X”という白抜きパターンを投影したときの 16×16 画素アレイの出力。外部電気信号 $\Delta V_{MPY}(t)$ には同じく1kHzで位相遅れ ϕ を与えたものを加えた。上段：蓄積電荷の和成分出力 $Q_+ + Q_-$ （光キャリアの総量）。下段：蓄積電荷の差成分出力 $Q_+ - Q_-$ （時間相関）。(a) $\phi = 0^\circ$ 、(b) $\phi = 90^\circ$ 、(c) $\phi = 180^\circ$ 。

は得られなかった。従ってNELプロセスによる 16×16 画素アレイにおいて時間相関演算が実現されている可能性の高いことが確認できた。

3.4.2 モトローラプロセスによる 64×64 画素アレイの評価

次にモトローラプロセスで試作した 64×64 画素アレイの動作を確認する実験を行った。投影パターンを“O”という文字に替え、 $\Delta V_{MPY}(t)$ の振幅を200mVとした以外はFig. 3.7と条件を同じくした。Fig. 3.8に蓄積電荷 Q_+ 、 Q_- の和成分（上段）、差成分（下段）を表示している。(a)–(c)はそれぞれ位相遅れを $\phi < 90^\circ$ 、 $\phi = 90^\circ$ 、 $\phi > 90^\circ$ と変化させたときのものである。Fig. 3.8と同様に、光キャリアの総量に相当する和成分出力 $Q_+ + Q_-$ はほぼ一定であるのに対し、時間相関に相当する差成分出力 $Q_+ - Q_-$ は $\phi = 90^\circ$ の前後で符号が反転している。従ってモトローラプロセスによる 64×64 画素アレイにおいても時間相関演算が実現されている可能性の高いことが確認できた。このような出力の変化は数十kHzの変調周波数まで確認された。

なお差成分には縞模様が見られるが、各画素の読み出しタイミングとの対応からのこ

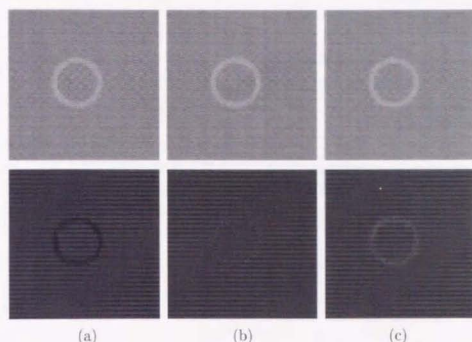


Fig. 3.8. 1kHzのLED変調光によって“O”という白抜きパターンを投影したときの 64×64 画素アレイの出力。外部電気信号 $\Delta V_{MPY}(t)$ には同じく1kHzで位相遅れ ϕ を与えたものを加えた。上段：蓄積電荷の和成分出力 $Q_+ + Q_-$ （光キャリアの総量）。下段：蓄積電荷の差成分出力 $Q_+ - Q_-$ （時間相関）。(a) $\phi < 90^\circ$, (b) $\phi = 90^\circ$, (c) $\phi < 90^\circ$ 。

縞模様の時間的変化は1kHzであることが分かり、従って外部電気信号 $\Delta V_{MPY}(t)$ が出力 $Q_+(t)$, $Q_-(t)$ に対してAM変調のような作用を及ぼしていることが推測される。この縞模様は周波数の増加とともに $Q_+(t)$ の方により大きな振幅で現れるが、マスクパターンの検討の結果、一側入力端子MPY-と+側出力端子INT+のパッドが隣り合わせになっており、入出力端のダイオード保護回路の n ウェルを共有していることが分かった。これにより p^+-n ウェル間の容量結合を介してMPY-からINT+への信号のパスが生じているのではないかと推測し、この効果を相殺するためにMPY-とINT+の間に2.5pFのコンデンサを挿入したところ、10kHz以上では $Q_+(t)$ の縞模様が弱まるのを確認した。しかし $Q_+(t)$, $Q_-(t)$ にはほぼ同じ振幅で逆位相の縞模様が依然として残っており、現在その原因を追究している。

3.5 まとめ

時間軸情報と能動性を利用する画像センシングの実現に向け、前回のモトローラCMOSプロセスにおける試作結果を踏まえ、時間相関型イメージセンサのさらなる高集積化と性

能向上を目標に NEL プロセスと再度モトローラプロセスによる試作を行った。前回の問題点であった遮光・対称性の完全化を図るとともに、拡大ドレイン・ソース構造を基に電源バイアスを徹底し光キャリアの漏洩を防止するための構造を採り入れた。また画素数を NEL プロセスで 16×16 、モトローラプロセスで 64×64 に増大させ、これに伴いアドレスデコーダとマルチプレクサを新たに内蔵した。NEL プロセスによる 16×16 画素アレイとモトローラプロセスによる 64×64 画素アレイについては LED 変調光を用いた実験により、時間相関演算が実現されている可能性の高いことを確認した。現在はこれらの試作チップについて基本的な特性の評価を進めているところである。

本チップ試作は東京大学大規模集積システム設計教育研究センターを通し、NEL プロセスによる試作については NTT エレクトロニクス(株)と大日本印刷(株)、またモトローラプロセスによる試作については日本モトローラ(株)、大日本印刷(株)および京セラ(株)の協力で行われたものである。

第II部

時間軸情報と能動性を利用する画像センシング法の提案

第4章 固視微動型センシング

4.1 はじめに

本章以降は、時間軸情報と能動性を利用する画像センシングを具体的応用の面から実現することを目標とする。まず本章では、序章で取り上げたシリコン網膜や運動検出センサなどと同様にセンサレベルで画像処理を実現する手法として、時間相関型イメージセンサとセンサ像の振動とを利用する固視微動型センシング [66, 67, 33] を提案する。本方法のヒントとなっている固視微動 [77, 78] とは人間の眼球が絶えず細かく振動している現象を指す。本方法ではこれをイメージセンサの高速振動によって実現し (Fig. 4.6)、この振動によって各画素周囲の空間パターンを時間軸上に展開し、各画素共通の適当なテンプレート信号と時間相関をとることにより単一画素上で空間相関演算を実行する。

なお空間相関の時間軸上での実現は CCD を用いたビジョンチップ [11, 50] でも行われているが、これらが複数画素間での電荷の空間転送によって空間相関を実行しているのに対し、本方法では画素間でのデータ交換はしておらず、単一画素の情報のみを利用した処理構造になっている点が大きく異なる。後者の形態が精度の面で優れていることは序章で指摘した通りである。

以下では、まず空間相関をセンサの振動と時間相関とによって実現する手法の原理を述べ、次に具体的な画像処理例として複素対数座標系の特徴抽出法を提案する。この方法の特色は、センサの焦点距離振動・回転振動と、各画素共通のテンプレート信号として振動周波数およびその高調波の系列を用いることにより、センサの画素配置によらず複素対数座標系の特徴マップが抽出される点にある。ここでは CCD イメージセンサによるシミュレーションシステムにおいて様々な特徴を抽出し、また従来の手法に比べて SN 比など種々の面で改善が見込まれることを計算機シミュレーションにより示す。続いて時間相関型イメージセンサの実時間動作のために必要となる振動走査鏡を提案する。この走査鏡を個別素子版の時間相関型イメージセンサとともに用いた実験により、フレームレートでエッジ抽出やテンプレートマッチングが実現されることを示す。

4.2 固視微動

人間の視覚系では凝視時でも眼球が不随意に絶えず細かく振動している現象が見られる。この現象は固視微動 (small involuntary eye movement, Fig. 4.1) [77, 78] と呼ばれ

Table 4.1. 固視微動の分類 [77]。

種類	振幅 (単位: 視角)	速さ・周期
tremor	15"	30-300Hz
flick (または microsaccade)	20'	0.03-5sec 間隔
drift	5'	flick と flick の間、低速

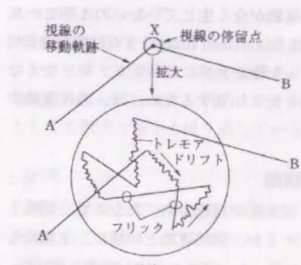


Fig. 4.1. 固視微動の概念図 [77]。

ており、Table 4.1 に示す 3 種類の振動に分類される。固視微動は眼球の周りに付着した外眼筋 (extraocular muscles, Fig. 4.2) の不規則な微小伸縮によって生じる。また固視微動に類似した現象に水晶体の微動調節 (micro-accommodation) [78] がある。これは水晶体の 2-3Hz の不随意な厚み振動であり、水晶体の厚みを変化させる働きを持つ毛様体筋 (ciliary muscles, Fig. 4.2) の微小伸縮によって生じる。これらの振動はいずれも網膜像の振動を引き起こす。

固視微動は人間の視覚において重要な役割を担っていると言われている。このことは、光学系の工夫により網膜像に振動が生じない状況を作り出すと数秒で何も見えなくなってしまう (静止網膜像 [78]) という現象から理解できる。

4.3 固視微動型センサ

画像センシングの立場から見ると、固視微動の本質は網膜像の振動による空間情報の時間方向への展開にある。すなわち固視微動により網膜の各受容器は視野空間を走査し、

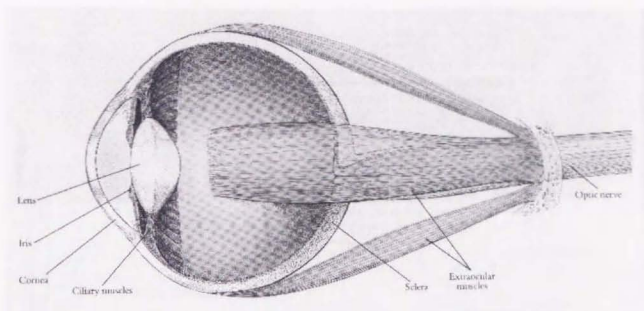


Fig. 4.2. 眼球と外眼筋の模式図 [30]。

明暗の空間変動を時間変化する信号入力として取り込む。このような機構を画像センシングに利用すると、エッジ抽出やテンプレートマッチングなど空間相関に基づく基本的な画像処理を、時間軸上での相関演算により実現するという方法が考えられる。

以上の考え方に基づき、固視微動の利用によりセンサレベルでの画像処理を実現するセンサとして提案するのが固視微動型センサ [33] である。固視微動型センサは次の2つの要素から構成される。

1. 像の振動機構
2. 画素への入力光強度と各画素共通のテンプレート信号との時間相関を出力するデバイス、すなわち時間相関型イメージセンサ

固視微動型センサは、これら2つの要素を組み合わせることで空間相関演算を単一の画素における時間相関演算として実現するところに最大の特徴がある。以下にこのことを示す。

4.3.1 撮像面内並進振動を用いた空間相関

まず Fig. 4.3 のように、イメージセンサに撮像面内での並進振動を与えつつ明暗パターン $f_0(x, y)$ を撮像することを考える。この振動によりイメージセンサ上の各画素 (i, j) は、それぞれの静止状態の位置を原点とするある経路

$$C = \{(\xi(t), \eta(t)) \mid [t_0 - T, t_0]\} \quad (4.1)$$

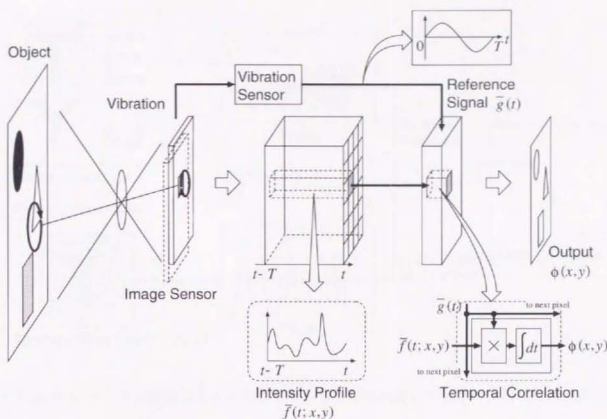


Fig. 4.3. 固視微動型センシングの概念図。

に沿って $f_0(x, y)$ を走査し、時間変化する光入力

$$f_{ij}(t) = f_0(i + \xi(t), j + \eta(t)) \quad (4.2)$$

を得る。 $\xi(t)$, $\eta(t)$ は C の弧長 $s(t)$ と

$$ds = \sqrt{d\xi^2 + d\eta^2} = |\mathbf{v}(t)| dt \quad (4.3)$$

$$\mathbf{v}(t) = \left[\frac{d\xi(t)}{dt}, \frac{d\eta(t)}{dt} \right]^T \quad (4.4)$$

という関係にある。ただし $\mathbf{v}(t)$ は時刻 t における走査速度を意味する。

一方あるテンプレート画像 $g_0(x, y)$ を用意し、同じ振動によってテンプレートから走査信号

$$g(t) = g_0(\xi(t), \eta(t)) \quad (4.5)$$

を生成する。 $g(t)$ には、予想される振動パターンに基づき予めオフラインで与えておく方法と、実際の振動の計測値を用いてオンラインで生成する方法とがある。

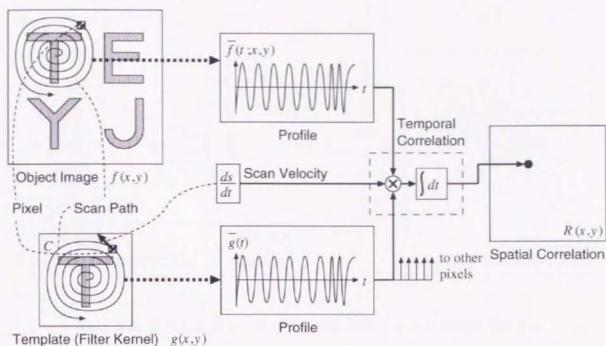


Fig. 4.4. センサの振動による画素の空間走査と時間相関を利用した空間相関の実現。

ここで画素入力 $f_{ij}(t)$ とテンプレート信号 $g(t)$ との時間相関をとると、

$$\begin{aligned} R_{f_{ij}g} &= \int_{t_0-T}^{t_0} f_{ij}(t)g(t)dt \\ &= \int_{t_0-T}^{t_0} f_0(i+\xi(t), j+\eta(t))g_0(\xi(t), \eta(t))dt \end{aligned} \quad (4.6)$$

となる。(4.4) 式を

$$dt = \frac{ds}{|v|} \quad (4.7)$$

と書き換えて (4.6) 式に代入し、積分変数を t から s に変更すると、

$$R_{f_{ij}g} = \int_{s(t_0-T)}^{s(t_0)} f_0(i+\xi(s), j+\eta(s))g_0(\xi(s), \eta(s)) \frac{ds}{|v(s)|} \quad (4.8)$$

となる。この式は画素の一辺を w とし、画素が C 上を進みながら通過する領域を D とすれば

$$R_{f_{ij}g} \simeq w^{-1} \iint_D f_0(i+x, j+y)g_0(x, y) \frac{dxdy}{|v(x, y)|} \quad (4.9)$$

のように近似できる。すなわち $f_{ij}(t)$ と $g(t)$ の時間相関 $R_{f_{ij}g}$ は、領域 D における $f_0(x, y)$ と $g(x, y)$ の空間相関の意味を持つ。従って $g(x, y)$ の形状と振動パターン（すなわち走査

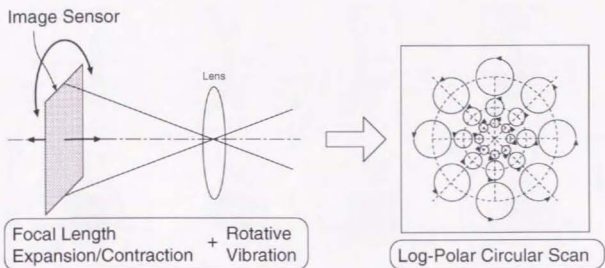


Fig. 4.5. 焦点距離振動・撮像面内回転振動による複素対数型走査。

経路C)を適当に選ぶことにより、エッジ抽出やテンプレートマッチングなどの様々な空間フィルタ処理が単一の画素入力 $f_{ij}(t)$ のみを用いて実行できる。

本方法の1つの利点は、大きさの異なるパターンに対してもテンプレート $g(t)$ が1つで済むということである。最適なマッチングを得るにはテンプレートを替えて相関値が最大になるものを選び出さなければならないという点では本方法も通常の画像処理も同格である。しかし通常の画像処理ではテンプレート $g(x, y)$ について拡大・縮小したものをあらかじめ複数用意しておくか、あるいは対象に応じてその都度 $g(x, y)$ に拡大・縮小処理を施したりしなければならないのに対し、本方法では用意してあるテンプレート $g(t)$ 1つについて走査経路C)を拡大・縮小することにより対象の大きさに柔軟に対応できる。しかもその拡大・縮小率はセンシング系の振動振幅によりアナログ的に調整できる。

4.3.2 焦点距離振動・回転振動を用いた複素対数空間相関

次に、焦点距離振動と回転振動を組み合わせると複素対数座標系での空間相関演算が可能になることを示す。Fig. 4.5のような撮像系において、イメージセンサの焦点距離に

$$F'(t) = F_0(1 - \kappa(t)) \quad (|\kappa(t)| \ll 1) \quad (4.10)$$

また回転角に $\phi(t)$ という振動を与えつつ明暗パターン f_0 を撮像することを考える (Fig. 4.5)。静止時の撮像面 (焦点距離 F_0 、回転角0) を基準面とし、ここに光軸を中心として極座標をとると、振動により画素 (r, θ) は基準面上の

$$r'(t) = \frac{F_0}{F'(t)} r = \frac{r}{1 - \kappa(t)} \quad (4.11)$$

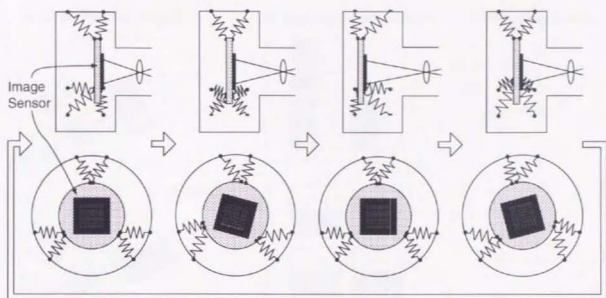


Fig. 4.6. イメージセンサの固視微動。焦点距離と回転角を直交位相で振動させる。

$$\theta'(t) = \theta + \phi(t) \quad (4.12)$$

という曲線上を走査する (Fig. 4.7)。よって画素 (r, θ) への光入力は

$$f_{r\theta}(t) = f_0(r'(t), \theta'(t)) = f_0\left(\frac{r}{1 - \kappa(t)}, \theta + \phi(t)\right) \quad (4.13)$$

となる。これは撮像面全体では像の拡大縮小および回転を表す。ここで $\rho = \log r$ において f , f_0 の r を ρ で置き換え、 $|x| \ll 1$ に対して成り立つ関係 $\log(1+x) \simeq x$ を用いると

$$\begin{aligned} f_{\rho\theta}(t) &= f_0(\rho - \log(1 - \kappa(t)), \theta + \phi(t)) \\ &\simeq f_0(\rho + \kappa(t), \theta + \phi(t)) \end{aligned} \quad (4.14)$$

を得る。 $f_0(\rho, \theta)$ は $f_0(x, y)$ に複素対数変換

$$\rho = \log \sqrt{x^2 + y^2}, \quad \theta = \tan^{-1} \frac{y}{x} \quad (4.15)$$

を施して得られる画像である。(4.14) は、イメージセンサの焦点距離振動 $F'(t)$ 、回転振動 $\phi(t)$ によってもたらされる像の振動が、複素対数座標系 (ρ, θ) では並進運動となっていることを示している (Fig. 4.7)。従って、前節と同様に各画素においてテンプレート信号 $g(t)$ との時間相関をとることにより、複素対数座標系における空間相関演算が実行できる。

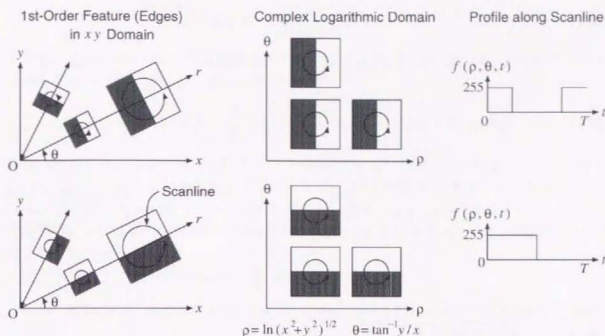


Fig. 4.7. 画素の走査経路と明暗のプロファイル。 ρ - θ 座標系では画素は円を描く。

4.4 複素対数特徴の抽出

4.4.1 複素対数特徴のフーリエ級数展開

空間相関演算の具体例として、複素対数座標系の特徴抽出法 [66, 67] を示す。まず焦点距離振動、回転振動を

$$F'(t) = F(1 - a \cos \omega t) \quad (\kappa(t) \equiv a \cos \omega t, \quad a \ll 1) \quad (4.16)$$

$$\phi(t) = b \sin \omega t \quad (b \ll 1) \quad (4.17)$$

のように与える (Fig.4.6)。すると複素対数座標上の画素 (ρ, θ) への光入力は

$$f_{\rho\theta}(t) \simeq f_0(\rho + a \cos \omega t, \theta + b \sin \omega t) \quad (4.18)$$

となる。すなわち各画素はそれ自身を原点とする楕円軌道 $C = \{(a \cos \omega t, b \sin \omega t)\}$ 上を走査する。これに対しテンプレート信号 $g(t)$ を

$$g_{nc}(t) = \cos n\omega t \quad (4.19)$$

$$g_{ns}(t) = \sin n\omega t \quad (4.20)$$

のように与え ($n = 0, 1, 2, \dots$)、 $f_{\rho\theta}(t)$ との 1 周期 $T = 2\pi/\omega$ 分の時間相関

$$R_c(n; \rho, \theta) \equiv \frac{2}{T} \int_{-T}^T f_{\rho\theta}(\tau) g_{nc}(\tau) d\tau \quad (4.21)$$

$$R_s(n; \rho, \theta) \equiv \frac{2}{T} \int_{t-T}^t f_{\rho\theta}(\tau) g_{ns}(\tau) d\tau \quad (4.22)$$

をとる。 $f_{\rho\theta}(t)$ は周期 T の周期関数なので、 $\{R_c(n; \rho, \theta), R_s(n; \rho, \theta)\}$ は $f_{\rho\theta}(t)$ のフーリエ係数そのものになっている、すなわち

$$f_{\rho\theta}(t) = \frac{1}{2} R_c(0; \rho, \theta) + \sum_{n=1}^{\infty} [R_c(n; \rho, \theta) \cos n\omega t + R_s(n; \rho, \theta) \sin n\omega t] \quad (4.23)$$

を満足することに注意する。このフーリエ係数 $R_c(n; \rho, \theta)$ 、 $R_s(n; \rho, \theta)$ は、テンプレート $g_{nc}(t)$ 、 $g_{ns}(t)$ に対する対象の明暗プロファイル $f_{\rho\theta}(t)$ の類似度を意味する。このように、(4.17)、(4.17)式の振動パターンとテンプレート信号 $g_{nc}(t)$ 、 $g_{ns}(t)$ を用いると、複素対数座標系における各画素近傍の明暗特徴が、 $\{g_{nc}(t), g_{ns}(t)\}$ を基底とした特徴空間への写像という形で抽出される。

同じ次数のフーリエ係数 $R_c(n; \rho, \theta)$ 、 $R_s(n; \rho, \theta)$ は

$$R_c(n; \rho, \theta) \cos n\omega t + R_s(n; \rho, \theta) \sin n\omega t = R(n; \rho, \theta) \cos(n\omega t - \delta(n; \rho, \theta)) \quad (4.24)$$

$$R(n; \rho, \theta) = \sqrt{R_c^2(n; \rho, \theta) + R_s^2(n; \rho, \theta)} \quad (4.25)$$

$$\delta(n; \rho, \theta) = \tan^{-1} \frac{R_s(n; \rho, \theta)}{R_c(n; \rho, \theta)} \quad (4.26)$$

のようにまとめることができる。このとき $R(n; \rho, \theta)$ 、 $\delta(n; \rho, \theta)$ はそれぞれ、 $\cos n\omega t$ を基準としたときの特徴の強度、方向の意味を持つ。

特に $n=1$ のとき、 $R_c(1; \rho, \theta)$ と $R_s(1; \rho, \theta)$ （または $R(1; \rho, \theta)$ と $\delta(1; \rho, \theta)$ ）はエッジに対応して得られる。これは(4.18)式が

$$f_{\rho\theta}(t) = f_0(\rho, \theta) + \frac{\partial f_0}{\partial \rho} a \cos \omega t + \frac{\partial f_0}{\partial \theta} b \sin \omega t + o((a \cos \omega t)^2, (b \sin \omega t)^2) \quad (a, b \ll 1) \quad (4.27)$$

のようにテイラー展開でき、従って時間相関が

$$R_c(1; \rho, \theta) = \frac{2}{T} \int_{t-T}^t f_{\rho\theta}(\tau) \cos n\omega \tau \simeq a \frac{\partial f_0}{\partial \rho} \quad (4.28)$$

$$R_s(1; \rho, \theta) = \frac{2}{T} \int_{t-T}^t f_{\rho\theta}(\tau) \sin n\omega \tau \simeq b \frac{\partial f_0}{\partial \theta} \quad (4.29)$$

のように書かれることから理解できる。また直観的にも、 $\cos \omega t$ 、 $\sin \omega t$ は走査1周分の間に明暗が1回ずつ切り替わる形状に対応しており、そこからエッジとの対応を見ることができ。同様にして、 $n=2$ 、 $n=4$ のフーリエ係数はそれぞれ直線、2直線の交点に対応して得られることが分かる（Fig. 4.8）。また $n=0$ の係数は画素近傍の明暗の平均を意味する。

なお、フーリエ級数展開と局所特徴との対応については次章で詳しく解析を行う。また以上の議論は、振動パターンを撮像面内円運動[84, 2, 3]とすれば直交座標系でも同様に成立する。

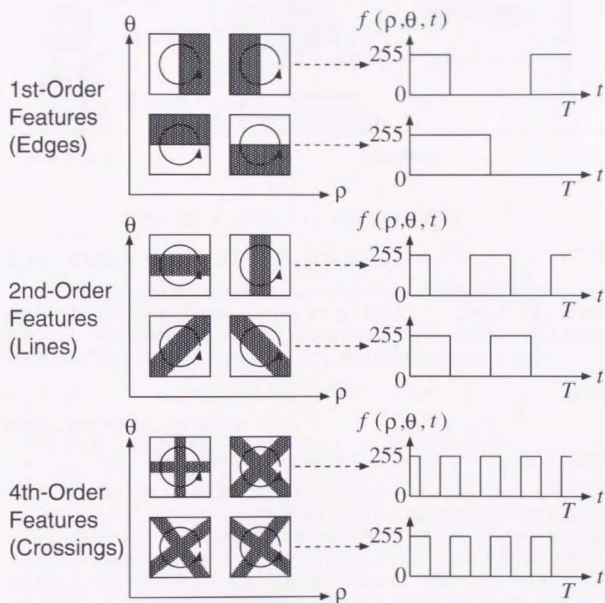


Fig. 4.8. フーリエ基底の次数と画像特徴との対応。

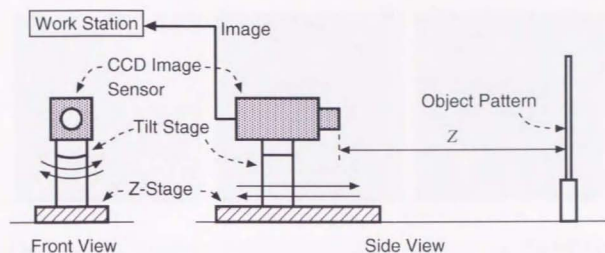


Fig. 4.9. シミュレーション実験システムの構成。

4.4.2 CCD イメージセンサを用いたシミュレーション

提案した特徴抽出法を時間相関検出型イメージセンサを用いて実現する前段階として、通常の CCD イメージセンサを用いて試作システムを構成した。ここではシステム構成の容易さから、焦点距離の可変なカメラレンズを使う代わりにイメージセンサ全体を前後に移動させることにより同等の効果を実現した。この場合対象までの奥行き Z を

$$Z(t) = Z_0(1 + a \cos \omega t) \quad (4.30)$$

のように変化させると、(4.13) 式は

$$f(r, \theta, t) = f_0(r(1 + a \cos \omega t), \theta + a \sin \omega t) \quad (4.31)$$

となり、焦点距離振動の場合と同様に (4.18) 式を得る。

Fig. 4.9 にシステムの構成を示す。CCD イメージセンサ (SONY 製 XC-77) を手動傾斜ステージ (中央精機製 TS-611、最小ピッチ 5') の上に固定し、さらにその全体を電動直線ステージ (中央精機製 PS-120EXY、最小ピッチ 2 μ m) の上に固定した。この傾斜ステージと直線ステージを移動させつつ、 $Z_0 \sim 20$ cm 離れた衝立の上に貼り付けた Fig. 4.12(a) あるいは Fig. 4.11(a) の明暗パターンを撮像し、 $N = 32$ 枚の時系列画像 (大きさ 128 \times 128) を取り込んだ。このときステージの位置 Z_i とセンサの回転位置 ϕ_i は次のように与えられる ($a = b = 1$ deg)。

$$Z_i = Z_0(1 + a \cos \frac{2\pi}{N} i), \quad \phi_i = a \sin \frac{2\pi}{N} i \quad (4.32)$$

得られた画像はフレームメモリを介してワークステーションに取り込まれ、各画素ごとに直流、基本波、2次波、4次波との相関がとられる。

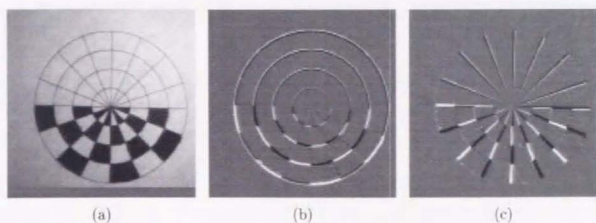


Fig. 4.10. CCD イメージセンサを用いたシミュレーション結果 (1)。 (a) 撮像系列中の1枚 $f(\rho, \theta)$ 。 (b) $\cos \omega t$ との相関 $R_c(1; \rho, \theta)$ 、 (c) $\cos \omega t$ との相関 $R_s(1; \rho, \theta)$ 。

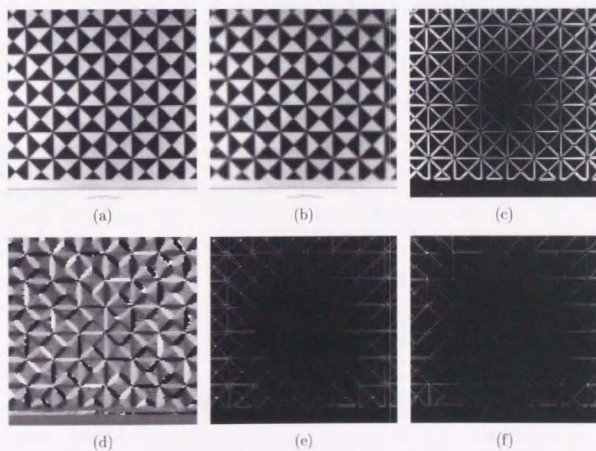


Fig. 4.11. CCD イメージセンサを用いたシミュレーション結果 (2)。 (a) 撮像系列32枚中最初の1枚、 (b) 0次特徴 (平均)、 (c) (d) 1次特徴 (エッジ) の振幅・位相、 (e) 2次特徴の振幅、 (f) 4次特徴の振幅。

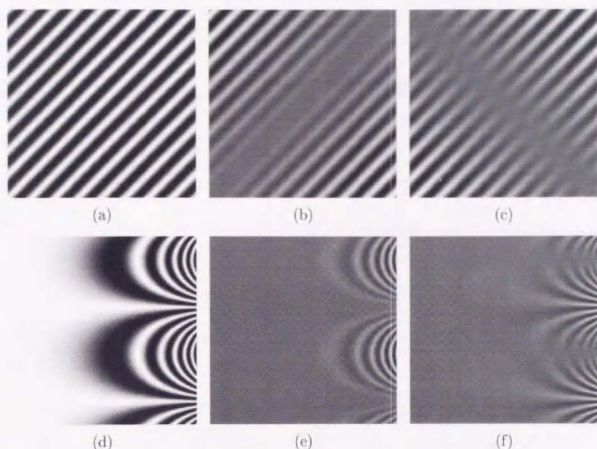


Fig. 4.12. アルゴリズム間の精度比較シミュレーションに用いたパターン：(a) 原パターン $f_0(x, y)$ 、(b) ρ 方向勾配 $\partial f_0(x, y)/\partial \rho$ 、(c) θ 方向勾配 $\partial f_0(x, y)/\partial \theta$ 。(d)–(f) は (a)–(c) の ρ - θ 座標表示。

Fig. 4.12 (b)(c) および Fig. 4.11 (c)–(f) に得られた特徴マップを示す。Fig. 4.12 (b)(c) では複素対数座標系の直交二軸についての特徴が別々に抽出されている。Fig. 4.11 に関しては、(c)(d) はエッジの傾きと方向を表しており、また (e)(f) はそれぞれ白黒が2回、4回交替する点に対して強い応答を示しており、理論通りの結果が得られている。

4.4.3 1次特徴抽出精度の評価シミュレーション

提案した特徴抽出法に関して1次特徴の ρ 、 θ 方向勾配としての検出精度を評価するため、計算機シミュレーションにより Sobel オペレータを用いる方法と S/N 比の面で比較した。具体的には A) 固視微動法、B) A とそれに続く複素対数変換、C) Sobel 微分とそれに続く Jacobian 行列乗算、D) 複素対数変換とそれに続く Sobel 微分、の4つの方法について、A と C は x - y 座標系で、B と D は ρ - θ 座標系で、それぞれ S/N 比をとって比較する。

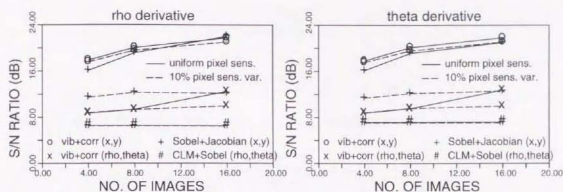


Fig. 4.13. 撮像枚数に対するS/N比。左… ρ 勾配、右… θ 勾配。実線…画素間の感度差なし、破線…感度のばらつき10%。○：固視微動法(x - y 表示、A)、×：固視微動法(ρ - θ 表示、B)、+：Sobel + Jacobian法(x - y 表示、C)、#：複素対数変換 + Sobel法(ρ - θ 表示、D)。

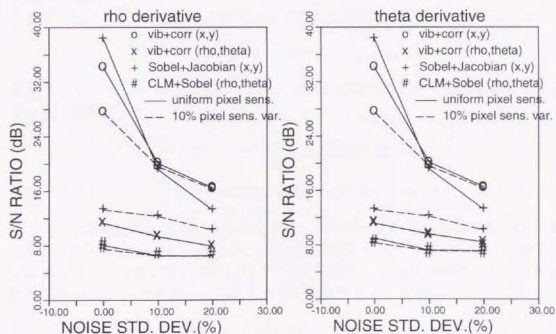


Fig. 4.14. 雑音分散に対するS/N比。見方は Fig. 6 参照。

固視微動法 (A) (および B) では、まず基準画像 $f_0(x, y)$ を (4.13) 式に従って振動させ、1 周期分の時系列画像を N 枚生成する。この時系列画像 $f(x, y, i)$ ($i = 0, 1, \dots, N-1$) と基本周波数との相関をとると近似的に ρ, θ 方向勾配

$$\sum_{i=0}^{N-1} f(x, y, i) \cos \frac{2\pi}{N} i \simeq \frac{aN}{2} \frac{\partial f_0}{\partial \rho}(x, y) \quad (4.33)$$

$$\sum_{i=0}^{N-1} f(x, y, i) \sin \frac{2\pi}{N} i \simeq \frac{aN}{2} \frac{\partial f_0}{\partial \theta}(x, y) \quad (4.34)$$

が得られる。また C は (4.37), (4.38) 式より ρ, θ 偏微分が

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial f_0}{\partial \rho} \\ \frac{\partial f_0}{\partial \theta} \end{bmatrix} = J \begin{bmatrix} \frac{\partial f_0}{\partial x} \\ \frac{\partial f_0}{\partial y} \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} x & y \\ -y & x \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

のように x, y 偏微分に Jacobian 行列 J を乗じても得られることに基づく。また D は従来の複素対数座標系における特徴抽出法を想定したものである。比較の際には、A では C の Sobel 微分の空間平均の効果を考慮し同等の空間平均操作を施しておく、また B では D と同様、複素対数変換に先立ちアンチエイリアスフィルタをかけておく、などの点に注意する必要がある。

実験に当たっては、画素配列が 256×256 の正方格子状のイメージセンサで

$$f_0(x, y) = \cos 2\pi(\alpha x + \beta y + \gamma) \quad (4.36)$$

なる単一スペクトルの対象 (Fig. 4.12(a), (d)) を撮像するという状況を想定した。この対象の ρ, θ 偏微分

$$\frac{\partial f_0}{\partial \rho}(x, y) = -2\pi(\alpha x + \beta y) \sin 2\pi(\alpha x + \beta y + \gamma) \quad (4.37)$$

$$\frac{\partial f_0}{\partial \theta}(x, y) = 2\pi(\alpha y - \beta x) \sin 2\pi(\alpha x + \beta y + \gamma) \quad (4.38)$$

およびその複素対数変換 $\partial f_0(\rho, \theta)/\partial \rho$, $\partial f_0(\rho, \theta)/\partial \theta$ が S/N 比の基準画像となる (Fig. 4.12 (b), (c), (e), (f))。 α, β, γ については複素対数変換の後にエリアシングが起これらぬよう $\alpha = \beta = 8, \gamma = 0$ とした。さらにデバイスの影響として画素の感度のばらつき $s(x, y)$ と加算的雑音 $n(x, y)$ を考慮し、これらが入力光分布 $f(x, y)$ に対し

$$f'(x, y) = s(x, y)f(x, y) + n(x, y) \quad (4.39)$$

のように影響するものとした。ここで $s(x, y), n(x, y)$ は平均 1, 0 の白色正規分布と仮定した。公平を期すため、C, D では $f_0(x, y)$ に A, B と同じ雑音 $n(x, y)$ を混入させたものの N 枚分の平均を用いた。

Fig. 4.13 は雑音の振幅比を 10% に固定し撮像枚数 N を 4, 8, 16 と変えたときの S/N 比であり、また Fig. 4.14 は枚数を $N = 8$ に固定し雑音のないときおよび 10%, 20% の雑音を

混入したときのS/N比を示している。実線と破線の違いは画素の感度のばらつきの有無に対応する。なおA, Bにおける焦点距離・回転振動のレンジ a はS/N比が最大になるように与えた。

注目すべきは、画素間感度差なしの場合には固視微動法(A)ではSobel + Jacobian法(C)と同等のレベルのS/N比が達成されているのに対し、感度差がある場合にはAではS/N比はあまり低下せず、逆にCでは著しく低下するという点である。このことは提案したAの方法がCに比べ画素間の感度差に対して極めて頑健であることを示している。また固視微動法では ρ - θ 座標系(B)でも複素対数変換 + Sobel法(D)より常に高いS/N比が得られた。

4.5 振動走査鏡を備えた固視微動型センサ

4.5.1 振動走査鏡の試作

固視微動型センサ実現のためには、イメージセンサの像に振動を与える機構の開発が不可欠である。本論文では加振機構の詳細な検討に先立ち、固視微動型センサの実時間動作実証のために、個別素子 8×8 画素版の時間相関型イメージセンサ[49, 61]とともに用いることのできる振動走査鏡を製作し[93, 33]、撮像面内並進振動の実現によるエッジ抽出やテンプレートマッチングの実験を行った。固視微動型センサの実現にはセンサ自身を振動させる直接的方法と鏡を振動させる間接的方法の2通りが考えられるが、時間相関型イメージセンサの集積化が試作段階にあり、現状では本体の大きい個別素子版しか利用できないため後者を選択せざるを得なかった。

試作した走査鏡をFig. 4.15に示す。リン青銅板を加工してフレームと質量およびバネ要素を形成し、中心に鏡を接着した。鏡には対角線上の電磁石を対にして逆相駆動することにより歳差運動を発生させる。歳差運動の共振周波数は120Hzであった。

走査鏡を用いるとイメージセンサとのなす角により画素の走査経路が歪む。Fig. 4.16のように座標系を定めると、静止状態からの鏡の傾きが θ_α ($\ll 1$)のとき、鏡の法線ベクトル \mathbf{n}_α は

$$\mathbf{n}_\alpha \simeq \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} + \theta_\alpha \begin{bmatrix} \cos \phi_\alpha \\ \sin \phi_\alpha \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

のように書かれる。ここで静止状態での画素の走査方向、すなわち光の入射方向 \mathbf{n}_i を z 軸とするように座標系を回転させると、走査方向 $\mathbf{n}_{i\alpha}$ は次のように変化する。

$$\mathbf{n}_{i\alpha} \simeq \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} + 2\theta_\alpha \begin{bmatrix} \cos \phi_\alpha \\ \cos \theta_e \sin \phi_\alpha \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

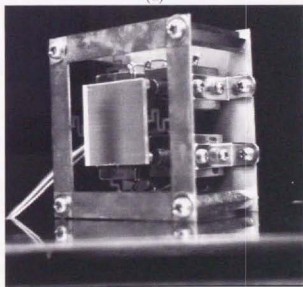
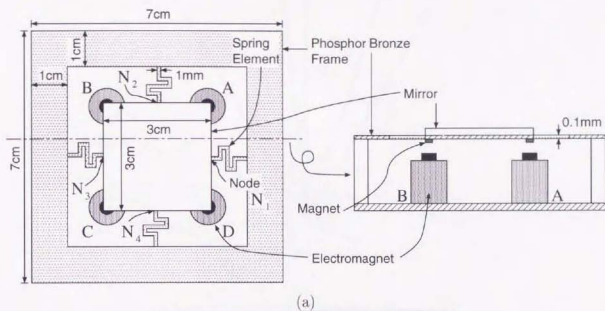


Fig. 4.15. 試作した振動走査鏡。(a) 寸法図。(b) 写真。

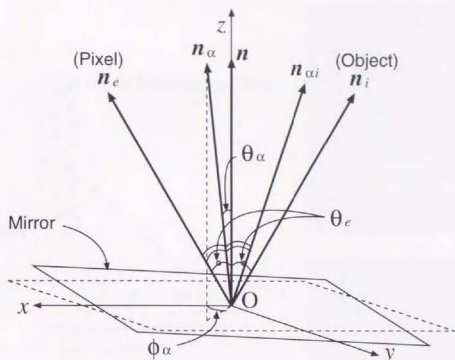


Fig. 4.16. 走査鏡の座標系。

これは、光の入射方向に対しその直交方向では走査レンズがイメージセンサと走査鏡のなす角（出射角） θ_e の係数倍だけ狭まることを意味している。

4.5.2 実験

まず振動走査鏡の動作確認を行うため、間隔1cmの格子点のパターンをCCDイメージセンサで撮像し、走査鏡の振動により対象像が変化する様子を観察した（Fig. 4.17）。イメージセンサ全体で一様な並進運動が生じていることが確認できる。

さらに動作を詳しく調べるため、CCDイメージセンサでレーザポインタ光を撮像した（Fig. 4.17）。レーザポインタをイメージセンサの1画素、CCDイメージセンサを対象と考えれば、この軌跡は画素の走査経路を意味する。（4.40）式で $\phi_\alpha = \omega t$ とした単純な歳差運動ではFig. 4.18(b)の楕円が得られた（振動周波数120Hz）。静止状態の入射角 $\theta_e = 45^\circ$ に対して離心率はほぼ0.7であり、（4.41）式で示された通り、入射方向（横方向）に対してその直交方向（縦方向）で $\cos \theta_e$ の分だけ走査レンズが狭まっている。また走査鏡の法線の先端が（c）の経路

$$\begin{aligned}\xi(t) &= (\cos m\omega t + a) \cos n\omega t \\ \eta(t) &= (\cos m\omega t + a) \cos n\omega t\end{aligned}\quad (4.42)$$

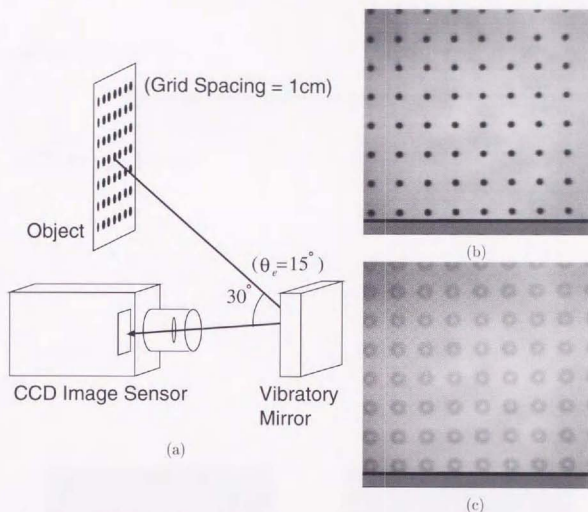
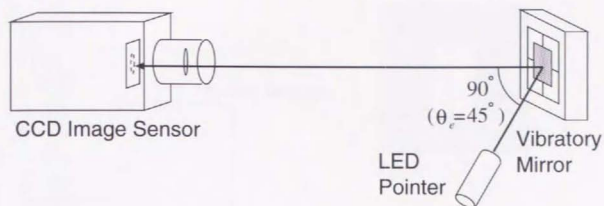


Fig. 4.17. 走査鏡の振動による対象像の変化。(a) 実験系。(b) 静止状態での対象像。(c) 振動中の対象像。

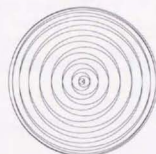
($m/n = 1/10$, $a = 1$) を描くように振動させると、やはり同様に (c) を縦方向について圧縮した軌跡 (d) が得られた。

次に Fig. 4.20(a) のパターンに対してエッジ抽出の実験を行った。Fig. 4.18(b) と同様の歳差運動 (周波数 $\nu = 138\text{Hz}$) に対して、テンプレート信号 $g_{1c}(t) = \cos 2\pi\nu t$, $g_{1s}(t) = \sin 2\pi\nu t$ を入力したときの出力を Fig. 4.20(b)(c) に示す。それぞれ直交する縦方向、横方向のエッジに対して大きな出力が得られており、さらに出力の符号からエッジの勾配の向きの違いも知ることができる。

続いてテンプレートマッチングの実験を行った (Fig. 4.21)。明暗パターン (a) に対し、(b) の走査経路になるよう走査鏡を振動させつつ時間相関型イメージセンサで撮像する。一方で (b) の経路に対してテンプレートパターン (c)(f) からテンプレート信号 (d)(g) を生成しておき、撮像と同時に時間相関型イメージセンサに入力する。その結果、時間相関



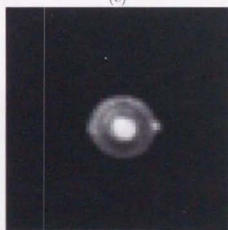
(a)



(c)



(b)



(d)

Fig. 4.18. 走査鏡の振動によるレーザポインタ光の軌跡。(a) 実験系。(b) 歳差運動によって生じた楕円状の軌跡。(c) 鏡の法線ベクトルの走査軌跡として表示した振動パターン。(d) (c) の振動によって生じた光の軌跡。

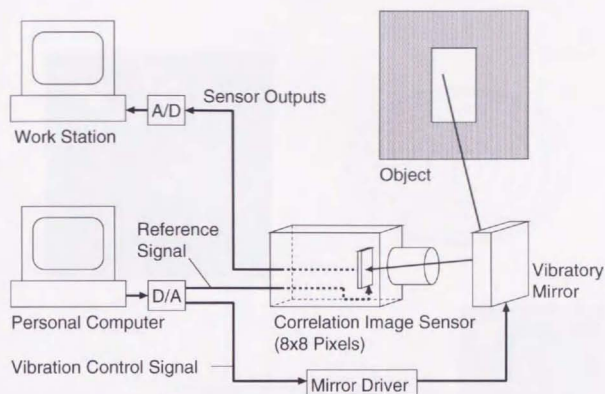
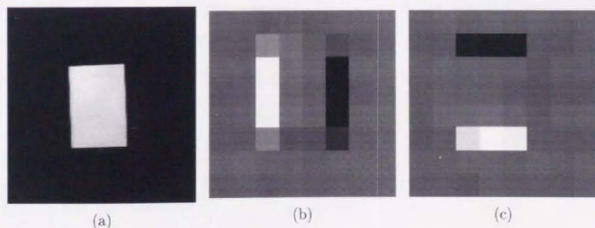


Fig. 4.19. エッジ抽出・テンプレートマッチングの実験系。

Fig. 4.20. エッジ抽出の結果。(a) 対象。(b) $\cos \omega t$ との相関。(c) $\sin \omega t$ との相関。

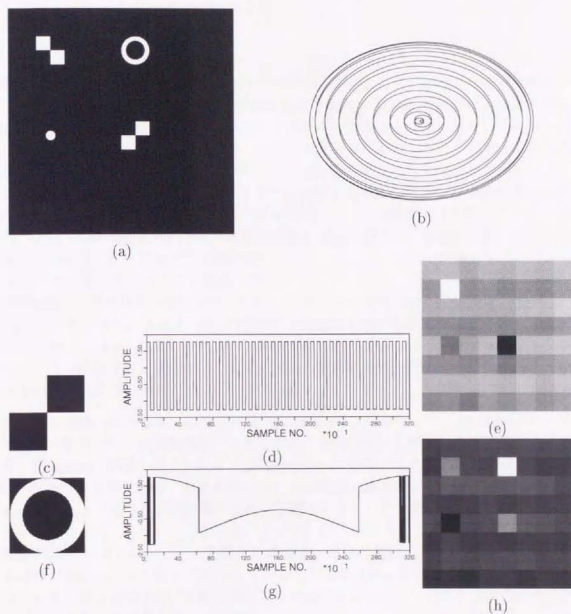


Fig. 4.21. テンプレートマッチングの実験結果。(a) 対象。(b) 走査経路 (c, f) に比べて 4-5 倍ほど大きめに表示してある)。(c)(f) テンプレートパターン。(d)(g) テンプレート信号。(e)(h) 時間相関出力。

出力(e)(h)ではそれぞれのテンプレートと相似な図形の位置で高い出力が得られている。またエッジ抽出と同様、テンプレートの明暗の極性に応じて異なる符号の出力が得られている。

4.6 まとめ

時間軸情報と能動性を利用する画像センシングの具体例として、本章では時間相関型イメージセンサを用いてセンサのレベルで画像処理を実現する固視微動型センシング法を提案した。本方法は人間の固視微動にヒントを得たものであり、イメージセンサの像に振動を与えつつ、適当なテンプレート信号と時間相関をとることにより単一画素上で空間相関演算を実行する。具体的な画像処理例として複素対数座標系の特徴抽出法を提案し、シミュレーションにより CCD イメージセンサの正方格子画素配置において複素対数座標系の特徴が抽出され、従来の手法に比べて特に雑音の存在下で SN 比が改善されることを確認した。また実時間画像処理のために必要な振動走査鏡を製作し、個別素子版の時間相関型イメージセンサとともに用いて実験を行い、フレームレートでエッジ抽出やテンプレートマッチングが実行されることを確認した。

固視微動型センサの実現のためには、イメージセンサと一体化された加振機構 (Fig. 4.22) の開発が不可欠である。将来的には、MEMS の微細加工技術を時間相関型イメージセンサチップの製作に採り入れることにより、加振装置付きのイメージセンサチップをシリコンウェハ上に一体形成することも考え得る。実用の面から加振機構には次のような要素が求められるであろう。

1. 共振系—振動をエネルギー効率良く安定に保つ。
2. 周波数・振動モードの制御機構—直交座標系（並進振動）と複素対数座標系（焦点距離・回転振動）の切り替え、あるいは特徴抽出（円運動）とテンプレートマッチング（その他の複合的な振動）の切り替えや、走査速度の調整などのために必要になる。Fig. 4.23 のような 2 自由度制御のための圧電センサ・アクチュエータによる自動振動系が考えられる。
3. 振動検出に基づくテンプレート信号生成機能—任意の振動に対しても画素と同じ走査経路に従ってテンプレート信号 $g(t)$ が生成できる (Fig. 4.24)。実際の振動は外乱などにより誤差を伴うが、振動を精度良く検出することにより、テンプレートマッチングが振動誤差の影響を受けずに済む。

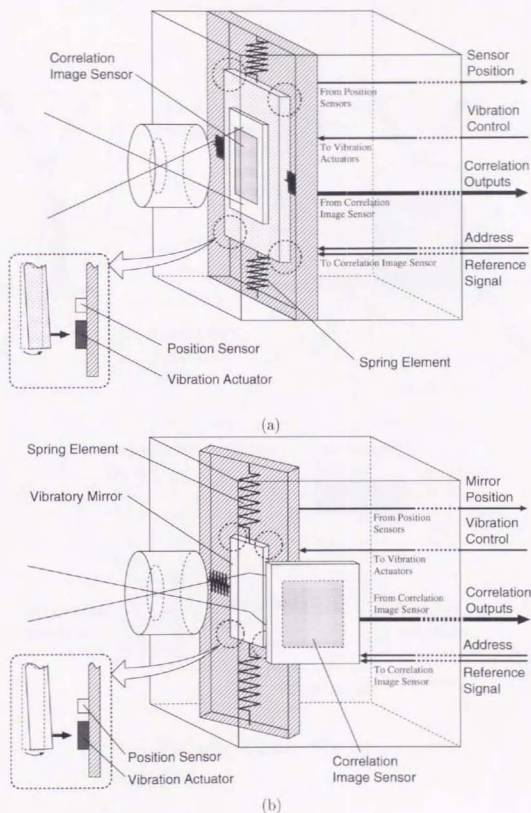


Fig. 4.22. 像の振動機構が一体化された固視微動型センサ。(a) イメージセンサ直接振動型。(b) 走査鏡を用いた間接振動型。

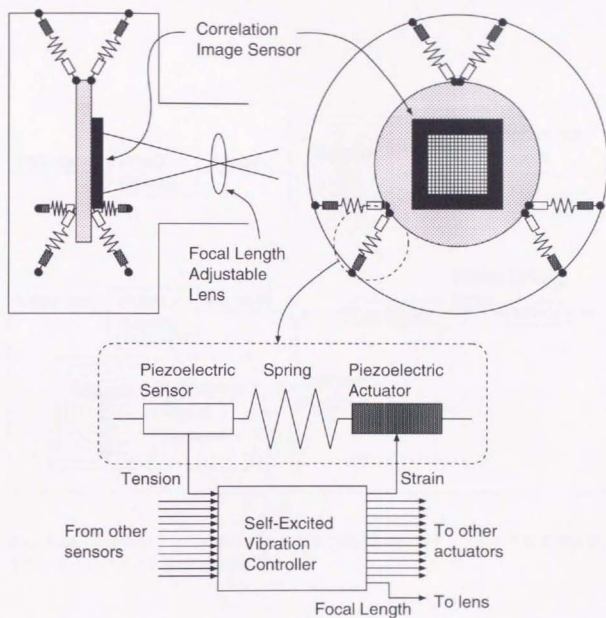


Fig. 4.23. 固視微動の駆動方法。

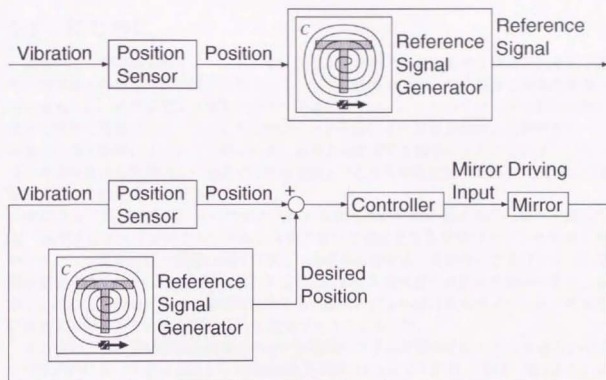


Fig. 4.24. 振動検出センサの利用。上：実際の振動に基づくテンプレート信号の生成。
下：フィードバックを用いた振動制御。

第5章 円走査信号のフーリエ展開係数に基づく局所画像特徴の記述

5.1 はじめに

前章では、時間相関型イメージセンサに微小振動を与えつつ振動周波数の正弦波およびその高調波との間で時間相関をとるという、固視微動型センシングに基づく画像特徴抽出法を提案した。時間相関は各画素の周りの明暗プロファイルについてフーリエ展開係数を求める操作と等価であり、このようなセンシング手法により各画素周囲の明暗が各フーリエ基底の表す明暗パターンに分解される。画素の走査半径を微小にすることにより、フーリエ展開係数は各画素のごく近傍での明暗変動、すなわち明暗形状の微係数に関連した情報を持つようになることが予想される。

本章では、固視微動型センサの出力が有する局所画像特徴の記述力の可能性を探るため、明暗プロファイルのフーリエ級数展開において基底となる明暗パターンの解析を行い、フーリエ展開係数と実際の明暗形状との関係を考察する。具体的にはまずフーリエ係数が走査半径を0にした極限で実際の明暗形状における微係数の線形和で書かれることを示し、次に各次数のフーリエ基底の意味する明暗形状が、回転対称なパターンと一次的に変動するパターンの2種類によって表現できることを示す。

本方法のような明暗形状の展開はパターン認識における重要な手法の一つである。中でも単位円内において直交基底をなすZernike多項式[13, 12]はそれ自身回転対称であり、この展開係数であるZernikeモーメントからは回転に対する不変量が容易に得られるため、回転不変量に基づくパターン認識において好んで用いられている[51, 32, 53]。明暗の展開には、他にもZernike多項式と同じく回転対称な基底として、ベッセル関数に基づく円調和関数[52]が提案されている。ただしこれらの研究は文字や図形のような広がりをもつパターンの忠実かつ簡潔な記述、すなわち必要な基底の次数をできるだけ低く保ちつつ高い認識率を達成することが第一の目標とされている。これに対し本論文の著者らは、濃淡勾配など画像の局所特徴量の高精度な抽出や記述に大きな関心があるという点で上記の研究とは立場を異にしている。なお、明暗パターンの展開を本論文の著者らに近い立場で利用しているものには、エルミート変換を用いて画像の局所方向の抽出やそれに基づく局所空間フィルタリングを試みた研究[37]がある。

5.2 円走査信号のフーリエ展開係数と明暗パターンの微係数との関係

画像上の点 (i, j) の周りの円軌道 $(\xi(t), \eta(t)) = (\epsilon \cos \omega t, \epsilon \sin \omega t)$ に沿う走査プロファイル $f_{ij}(t)$ のフーリエ展開係数が元の明暗パターン $f(x, y)$ の (i, j) での値 $f(i, j)$ およびそこでの微係数 $\frac{\partial^n f(i, j)}{\partial x^{n-k} \partial y^k}$ とどのような関係にあるのかを調べる。以下では簡単のため $(i, j) = (0, 0)$ とおき、注目点の座標を特に表記しない。

$f(x, y)$ が点 $f(0, 0)$ の周りで無限回微分可能であるとすると

$$f(\xi, \eta) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^n \frac{1}{(n-k)!k!} \frac{\partial^n f(0, 0)}{\partial x^{n-k} \partial y^k} \xi^{n-k} \eta^k \quad (5.1)$$

のようにテイラー展開される。 ξ, η に $\xi = \epsilon \cos \theta, \eta = \epsilon \sin \theta$ ($\theta = \omega t$) を代入すると

$$f(\xi, \eta) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^n \frac{\epsilon^n}{(n-k)!k!} \frac{\partial^n f(0, 0)}{\partial x^{n-k} \partial y^k} \cos^{n-k} \theta \sin^k \theta \quad (5.2)$$

を得る。この式を $\cos n\theta, \sin n\theta$ を用いて書き換えれば、テイラー展開およびフーリエ級数展開の一意的により、 $f(t)$ のフーリエ級数展開

$$f_{ij}(t, \epsilon) = \frac{1}{2} F_{0c}(\epsilon) + \sum_{n=1}^{\infty} [F_{nc}(\epsilon) \cos n\omega t + F_{ns}(\epsilon) \sin n\omega t] \quad (5.3)$$

と1対1に対応する表現が得られる。一般に展開係数の値は走査半径 ϵ によって変わるの
で、フーリエ係数 $F_{nc}(\epsilon), F_{ns}(\epsilon)$ には ϵ への依存性を陽に表しておく。

$\cos^{n-k} \theta \sin^k \theta$ は $\cos n\theta, \sin n\theta$ を用いて次のように書き換えられる（証明は章末を参照）。

$$\cos^{n-k} \theta \sin^k \theta = \begin{cases} \frac{(-1)^{\frac{k}{2}}}{2^{n-1}} \left(P_{nk0} + \frac{1}{2} \sum_{p=1}^{\frac{n}{2}} P_{nk,2p} \cos 2p\theta \right), & n = \text{even}, k = \text{even} \\ \frac{(-1)^{\frac{k}{2}}}{2^{n-1}} \sum_{p=1}^{\frac{n}{2}} P_{nk,2p} \sin 2p\theta, & n = \text{even}, k = \text{odd} \\ \frac{(-1)^{\frac{k}{2}}}{2^{n-1}} \sum_{p=0}^{\frac{n-1}{2}} P_{nk,2p+1} \cos(2p+1)\theta, & n = \text{odd}, k = \text{even} \\ \frac{(-1)^{\frac{k}{2}}}{2^{n-1}} \sum_{p=0}^{\frac{n-1}{2}} P_{nk,2p+1} \sin(2p+1)\theta, & n = \text{odd}, k = \text{odd} \end{cases} \quad (5.4)$$

ただし P_{nkr} は次で与えられる。

$$P_{nkr} = \begin{cases} \sum_{m=0}^{\min\{k, [\frac{n}{2}] - [\frac{k}{2}]\}} (-1)^m \binom{n-k}{[\frac{n}{2}] - [\frac{k}{2}] - m} \binom{k}{m}, & k \leq \frac{n}{2} \\ \sum_{m=0}^{\min\{n-k, [\frac{n}{2}] - [\frac{k}{2}]\}} (-1)^{[\frac{n}{2}] - [\frac{k}{2}] - m} \binom{n-k}{m} \binom{k}{[\frac{n}{2}] - [\frac{k}{2}] - m}, & k > \frac{n}{2} \end{cases} \quad (5.5)$$

$[x]$ はガウスの記号であり、 x を超えない整数を表す。よってフーリエ係数 $F_{nc}(\epsilon)$, $F_{ns}(\epsilon)$ は $f(x, y)$ の $(0, 0)$ での値や微係数を用いて次のように表される。

$$F_{nc}(\epsilon) = \frac{\epsilon^n}{2^{n-1}} \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{r=0}^{[\frac{n}{2}]+l} \frac{(-1)^r 2^{-2l} \epsilon^{2l}}{(n+2l-2r)! 2r!} \frac{\partial^{n+2l} f(0, 0)}{\partial x^{n+2l-2r} \partial y^{2r}} P_{n+2l, 2r, n} \quad (5.6)$$

$$F_{ns}(\epsilon) = \frac{\epsilon^n}{2^{n-1}} \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{r=0}^{[\frac{n-1}{2}]+l} \frac{(-1)^r 2^{-2l} \epsilon^{2l}}{(n+2l-2r-1)!(2r+1)!} \frac{\partial^{n+2l} f(0, 0)}{\partial x^{n+2l-2r-1} \partial y^{2r+1}} P_{n+2l, 2r+1, n} \quad (5.7)$$

$F_{nc}(\epsilon)$, $F_{ns}(\epsilon)$ を ϵ^n で割って $\epsilon \rightarrow 0$ の極限をとると、走査半径 ϵ に依存しない関係が導かれる。

$$\begin{aligned} F_{nc}^{\lim} &\equiv \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{F_{nc}(\epsilon)}{\epsilon^n} \\ &= \frac{1}{2^{n-1}} \sum_{r=0}^{[\frac{n}{2}]} \frac{(-1)^r}{(n-2r)! 2r!} \frac{\partial^n f(0, 0)}{\partial x^{n-2r} \partial y^{2r}} P_{n, 2r, n} \\ &= \frac{1}{2^{n-1}} \sum_{r=0}^{[\frac{n}{2}]} \frac{(-1)^r}{(n-2r)! 2r!} \frac{\partial^n f(0, 0)}{\partial x^{n-2r} \partial y^{2r}} \end{aligned} \quad (5.8)$$

$$\begin{aligned} F_{ns}^{\lim} &\equiv \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{F_{ns}(\epsilon)}{\epsilon^n} \\ &= \frac{1}{2^{n-1}} \sum_{r=0}^{[\frac{n-1}{2}]} \frac{(-1)^r}{(n-2r-1)!(2r+1)!} \frac{\partial^n f(0, 0)}{\partial x^{n-2r-1} \partial y^{2r+1}} P_{n, 2r+1, n} \\ &= \frac{1}{2^{n-1}} \sum_{r=0}^{[\frac{n-1}{2}]} \frac{(-1)^r}{(n-2r-1)!(2r+1)!} \frac{\partial^n f(0, 0)}{\partial x^{n-2r-1} \partial y^{2r+1}} \end{aligned} \quad (5.9)$$

ただし $P_{n, 2r, n} = P_{n, 2r+1, n} = 1$ を用いた。上式は、 n 次のフーリエ係数 $F_{nc}(\epsilon)$, $F_{ns}(\epsilon)$ を ϵ^n で割ったものが、 $\epsilon \rightarrow 0$ の極限で n 次の微係数の 1 つおきの和で書き表せることを示している。

5.3 フーリエ基底の表す明暗パターン

n 次 ($n \geq 1$) のフーリエ級数成分を ξ, η の多項式で表すことによりその意味する明暗形状を考察する。 ξ と η は $\xi^2 + \eta^2 = \epsilon^2$ の関係で結ばれているので、 ξ, η の多項式表現には複数の可能性があるが、ここでは ξ と η の斉一次式への因数分解を用いる方法とチェビシェフ多項式を用いる方法の 2 通りを示す。前者は回転対称な明暗パターンへの分解、後者は一次元的に変動する明暗パターンへの分解方法を与える。

5.3.1 回転対称パターンへの分解

n 次のフーリエ級数成分を振幅と位相で

$$F_{nc}(\epsilon) \cos \theta + F_{ns}(\epsilon) \sin n\theta = F_n(\epsilon) \cos[n\theta - \delta_n(\epsilon)] \quad (5.10)$$

$$F_n(\epsilon) = \sqrt{F_{nc}^2(\epsilon) + F_{ns}^2(\epsilon)} \quad (5.11)$$

$$\delta_n(\epsilon) = \tan^{-1} \frac{F_{ns}(\epsilon)}{F_{nc}(\epsilon)} \quad (5.12)$$

と書き、三角関数の公式 [86] を適用して $\cos \theta$, $\sin \theta$ の項に展開し、 $\xi = \epsilon \cos \theta$, $\eta = \epsilon \sin \theta$ を用いて書き換えると、

$$\begin{aligned} F_n(\epsilon) \cos[n\theta - \delta_n(\epsilon)] &= F_n(\epsilon) \cos n \left[\theta - \frac{1}{n} \delta_n(\epsilon) \right] \\ &= 2^{n-1} F_n(\epsilon) \prod_{k=0}^{n-1} \sin \left[\theta - \frac{1}{n} \delta_n(\epsilon) + \frac{2k+1}{2n} \pi \right] \\ &= 2^{n-1} F_n(\epsilon) \prod_{k=0}^{n-1} \left\{ \sin \left[\frac{2k+1}{2n} \pi - \frac{1}{n} \delta_n(\epsilon) \right] \cos \theta + \cos \left[\frac{2k+1}{2n} \pi - \frac{1}{n} \delta_n(\epsilon) \right] \sin \theta \right\} \\ &= \frac{2^{n-1} F_n(\epsilon)}{\epsilon^n} \prod_{k=0}^{n-1} \left[Q_{n,2k+1}^c \left(\frac{1}{n} \delta_n(\epsilon) \right) \xi + Q_{n,2k+1}^s \left(\frac{1}{n} \delta_n(\epsilon) \right) \eta \right] \end{aligned} \quad (5.13)$$

と ξ , η の 1 次式の積に展開できる。ただし

$$\begin{aligned} Q_{nm}^c(\phi) &= \sin \left(\frac{m}{2n} \pi - \phi \right) \\ Q_{nm}^s(\phi) &= \cos \left(\frac{m}{2n} \pi - \phi \right) \end{aligned} \quad (m = 0, 1, \dots, 2n-1) \quad (5.14)$$

とおいた。(5.13) 式は n 次フーリエ級数成分の表す点 $(0, 0)$ の周りの明暗パターンを意味する。直線群

$$\left\{ (\xi, \eta) \mid Q_{n,2k+1}^c \left(\frac{1}{n} \delta_n^{\text{lim}} \right) \xi + Q_{n,2k+1}^s \left(\frac{1}{n} \delta_n^{\text{lim}} \right) \eta = 0, k = 0, 1, \dots, n-1 \right\} \quad (5.15)$$

は 1 点 $(0, 0)$ を中心に ξ - η 平面を角度 π/n ごとに $2n$ 分割しており、(5.13) 式は (ξ, η) が各直線を横切るときに符号を反転させる。従って (5.13) 式は回転対称で $(0, 0)$ を中心に角度 π/n ごとに上下に波打つ明暗パターンを表す。例えば $f(\xi, \eta)$ が $n = 1, 2, 3, 4$ 次の成分のみを有するときの具体形は次のようになる ($\epsilon = 1$, $F_n(\epsilon) = 1$, $\delta_n(\epsilon) = 0$)。

$$n = 1: f(\xi, \eta) = \xi \quad (5.16)$$

$$n = 2: f(\xi, \eta) = (\xi + \eta)(\xi - \eta) \quad (5.17)$$

$$n = 3: f(\xi, \eta) = (\xi + \sqrt{3}\eta)\xi(\xi - \sqrt{3}\eta) \quad (5.18)$$

$$\begin{aligned} n = 4: f(\xi, \eta) &= \left[\sqrt{2-1}\xi + \sqrt{2+1}\eta \right] \left[\sqrt{2+1}\xi + \sqrt{2-1}\eta \right] \\ &\quad \cdot \left[\sqrt{2+1}\xi - \sqrt{2-1}\eta \right] \left[\sqrt{2-1}\xi - \sqrt{2+1}\eta \right] \end{aligned} \quad (5.19)$$

(5.13) 式は n 次のフーリエ基底から導かれたものであるから、 n が異なるものについては θ 方向に関して互いに直交している。このように (5.3) 式の明暗プロファイルに対して (5.13) 式を適用すると、走査経路内部の明暗形状が互いに直交する回転対称なパターンの線形和として得られることが示された。このとき各次数の振幅 $F_n(\epsilon)$ 、位相 $\delta_n(\epsilon)$ はそれぞれ n 次の明暗パターン成分の強さと向きを与える。

Fig. 5.1 に $n = 1, \dots, 6$ の場合の明暗形状を示す。 $n = 1$ は濃淡の勾配すなわちエッジを表しており、 $n = 2$ は明暗が2回交替する市松模様のような形状に対応している。

5.3.2 一次元的変動パターンへの分解

ξ と η の間にはもともと $\xi^2 + \eta^2 = \epsilon^2$ の関係があるので、(5.10) 式は (5.13) 式の他の方法でも展開できる。例えばチェビシエフ多項式

$$T_n(x) = \sum_{r=0}^{[n/2]} (-1)^r \binom{n}{r} x^{n-2r} (1-x^2)^r \quad (5.20)$$

$$T_n(\cos \theta) = \cos n\theta \quad (5.21)$$

を用いると、(5.10) 式は

$$\begin{aligned} F_n(\epsilon) \cos[n\theta - \delta_n(\epsilon)] &= F_n(\epsilon) T_n\left(\cos \theta - \frac{1}{n} \delta_n(\epsilon)\right) \\ &= F_n(\epsilon) T_n\left(\frac{\zeta(\epsilon)}{\epsilon}\right) \end{aligned} \quad (5.22)$$

のように表される。ただし

$$\begin{aligned} \zeta(\epsilon) &= \cos \frac{1}{n} \delta_n(\epsilon) \cos \theta + \sin \frac{1}{n} \delta_n(\epsilon) \sin \theta \\ &= \cos \frac{1}{n} \delta_n(\epsilon) \xi + \sin \frac{1}{n} \delta_n(\epsilon) \eta \end{aligned} \quad (5.23)$$

とおいた。例えば $f(\xi, \eta)$ が $n = 1, 2, 3, 4$ 次の成分のみを有するときの具体形は次のようになる ($\epsilon = 1$, $F_n(\epsilon) = 1$, $\delta_n(\epsilon) = 0$)。

$$n = 1: \quad f(\xi, \eta) = \xi \quad (5.24)$$

$$n = 2: \quad f(\xi, \eta) = 2\xi^2 - 1 \quad (5.25)$$

$$n = 3: \quad f(\xi, \eta) = 4\xi^3 - 3\xi \quad (5.26)$$

$$n = 4: \quad f(\xi, \eta) = 8\xi^4 - 8\xi^2 + 1 \quad (5.27)$$

(5.22) 式は $\zeta(\epsilon) = 0$ 、すなわち $(-\sin n^{-1} \delta_n(\epsilon), \cos n^{-1} \delta_n(\epsilon))$ の方向に平坦で、 $(\cos n^{-1} \delta_n(\epsilon), \sin n^{-1} \delta_n(\epsilon))$ の方向のみに一次元的に変動する明暗形状を表す。変動の方向

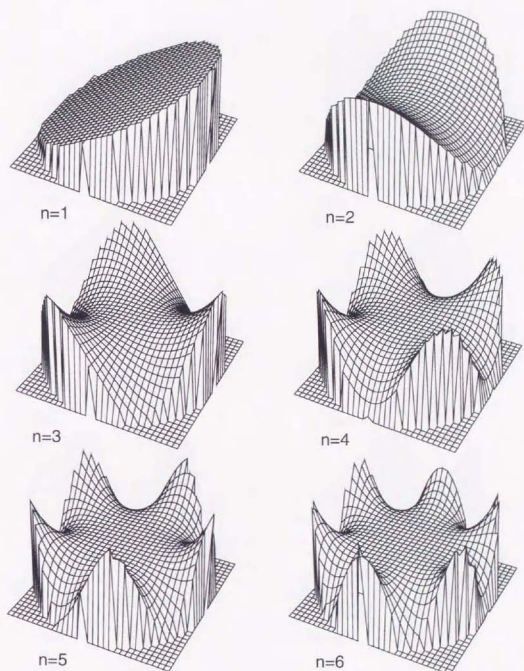


Fig. 5.1. n 次フーリエ級数成分の回転対称パターンによる明暗形状表現。斉一次式への因数分解により、角度方向について直交系をなす回転対称なパターンが得られる。

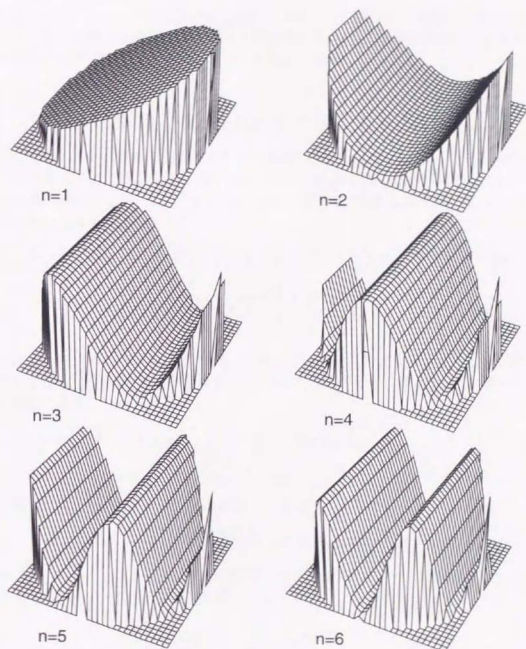


Fig. 5.2. n 次フーリエ級数成分の一次元的変動パターンによる明暗形状表現。チェビシェフ多項式を用いた分解により、一方向に平坦で、それと直交する方向に一次元的に変動し直交系をなすパターンが得られる。

はすべての n について同じであるから、チェビシェフ多項式の性質により n の異なるパターンは互いに直交する。

Fig. 5.2 に $n = 1, \dots, 6$ の場合の明暗形状を示す。一方にのみ変動する形状が現れており、エッジ、直線、縞模様などを表すものと考えられる。表面の形状は Fig. 5.1 と異なるが、最も外側での切口の形状は Fig. 5.1 と同じである。

5.4 フーリエ係数と Zernike モーメントの関係

(5.13) 式は θ 方向について回転対称な直交基底パターンを表しているが、これと同じく回転対称性をもつ直交関数系の代表である Zernike 多項式 [13, 12] との関係において調べる。Zernike 多項式 $V_{nl}(x, y)$ は円領域 $\{(x, y) | x^2 + y^2 \leq 1\}$ で直交関数系を構成する多項式であり、次で定義される [13, 51]。

$$V_{nl}(x, y) = V_{nl}(r \cos \theta, r \sin \theta) = R_{nl}(r) e^{j l \theta}, \quad |l| \leq n, \quad n - |l| = \text{even} \quad (5.28)$$

$$R_{nl}(r) = \sum_{s=0}^{n-|l|} (-1)^s \frac{(n-s)!}{s! \left(\frac{n+|l|}{2} - s\right)! \left(\frac{n-|l|}{2} - s\right)!} r^{n-2s} \quad (5.29)$$

$R_{nl}(r)$ は $r = \sqrt{x^2 + y^2}$ のみの関数であり、各々の l について直交系をなす。 l の異なるものについては $V_{nl}(x, y)$ が直交系をなす。二次元パターン $f(x, y)$ は $V_{nl}(x, y)$ を用いて次のように展開できる。

$$f(x, y) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{\substack{l \\ |l| \leq n \\ n - |l| = \text{even}}} Z_{nl} V_{nl}(x, y) \quad (5.30)$$

展開係数 Z_{nl} は Zernike モーメントと呼ばれ、次で与えられる。

$$Z_{nl} = \frac{n+1}{\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} V_{nl}^*(r \cos \theta, r \sin \theta) f(r \cos \theta, r \sin \theta) r dr d\theta \quad (5.31)$$

この Zernike モーメントと (5.3) 式の明暗プロファイルのフーリエ展開係数とを比較する。(5.3) 式を $e^{j\omega t}$ を基底として書き換えると

$$f(t, \epsilon) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{F}_n(\epsilon) e^{j n \omega t} \quad (5.32)$$

$$\bar{F}_n(\epsilon) = \frac{1}{2} [F_{nc}(\epsilon) - j F_{ns}(\epsilon)] \quad (5.33)$$

となる。これを Zernike 多項式による基底分解表現

$$f(\xi, \eta) = f(\epsilon \cos \theta, \epsilon \sin \theta) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{\substack{l \\ |l| \leq n \\ n - |l| = \text{even}}} Z_{nl} R_{nl}(\epsilon) e^{j l \theta} \quad (5.34)$$

と比較すると、(5.32) 式のフーリエ係数 $\bar{F}_n(\epsilon)$ は (5.34) 式の $Z_{nl}R_{nl}(\epsilon)$ の線形和として与えられることが分かる。

5.5 まとめ

時間軸情報と能動性を利用する画像センシングを体現する固視微動型特徴抽出センサの出力が、対象の局所明暗変動とどのように対応しているかを考察した。まずセンサ出力である明暗プロファイルのフーリエ展開係数が、走査半径 $\epsilon \rightarrow 0$ の極限で実際の明暗形状における微係数の線形和で書かれることを示した。次に各次数のフーリエ基底の意味する明暗形状が、斉一次式への因数分解を用いることにより回転対称なパターンとして表現され、またチェビシェフ多項式を用いることにより一次的に変動するパターンによって表現できることを示した。最後に明暗プロファイルのフーリエ級数展開と、回転対称な直交関数系による展開係数である Zernike モーメントとの関係を調べた。これらの議論により、固視微動型特徴抽出センサの出力が局所画像特徴の記述方法の一つとなっていることを示した。

現時点では、フーリエ係数と局所明暗変動との関連については十分な議論がなされていない。Zernike をはじめとする各モーメントや不変量との対応、エルミート変換との関連、さらには微分不変量との対応などを通じてさらに議論を重ねる必要がある。またフーリエ基底の表す明暗形状については、現在は複数の表現方法の可能性を許すというところまでとどまっているが、局所特徴量としては ϵ によらない量であることが望ましく、 $\epsilon \rightarrow 0$ の極限をとることによりただ一通りの表現が得られることが期待される。

付録：(5.4) 式の証明

$\cos^{n-k} \theta \sin^k \theta$ を $e^{j\theta}$ を用いて書き換えると

$$\begin{aligned} \cos^{n-k} \theta \sin^k \theta &= \left(\frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2} \right)^{n-k} \left(\frac{e^{j\theta} - e^{-j\theta}}{2j} \right)^k \\ &= \frac{1}{2^n j^k} \left[\sum_{l=0}^{n-k} \binom{n-k}{l} e^{j(n-k-l)\theta} e^{-jl\theta} \right] \left[\sum_{m=0}^k (-1)^m \binom{k}{m} e^{j(k-m)\theta} e^{-jm\theta} \right] \\ &= \frac{1}{2^n j^k} \sum_{l=0}^{n-k} \sum_{m=0}^k (-1)^m \binom{n-k}{l} \binom{k}{m} e^{j(n-2l-2m)\theta} \end{aligned} \quad (5.35)$$

となる。以下、 e の位相項を $2p$ または $2p+1$ とおき、 n および k の大小や偶奇に従って場合分けすることにより目標の式を導く。

(i) $n = \text{even}$, $k \leq \frac{n}{2}$ のとき：

$p = \frac{n}{2} - l - m$ とおくと

$$\cos^{n-k} \theta \sin^k \theta$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2^n j^k} \left[\sum_{p=-\frac{n}{2}}^{k-\frac{n}{2}-1} \sum_{m=k-\frac{n}{2}-p}^k + \left(\sum_{p=k-\frac{n}{2}}^{-1} + \sum_{p=0}^0 + \sum_{p=1}^{\frac{n}{2}-k} \right) \sum_{m=0}^k + \sum_{p=\frac{n}{2}-k+1}^{\frac{n}{2}} \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-p} \right] \\
&\quad (-1)^m \binom{n-k}{\frac{n}{2}-m-p} \binom{k}{m} e^{j2p\theta} \\
&= \frac{1}{2^n j^k} \left[\sum_{m=0}^k (-1)^m \binom{n-k}{\frac{n}{2}-m} \binom{k}{m} \right. \\
&\quad + \sum_{p=1}^{\frac{n}{2}-k} \sum_{m=0}^k \left\{ (-1)^m \binom{n-k}{\frac{n}{2}-m-p} \binom{k}{m} e^{j2p\theta} \right. \\
&\quad + (-1)^m \binom{n-k}{\frac{n}{2}-m+p} \binom{k}{m} e^{-j2p\theta} \left. \right\} \\
&\quad + \sum_{p=\frac{n}{2}-k+1}^{\frac{n}{2}} \left\{ \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-p} (-1)^m \binom{n-k}{\frac{n}{2}-m-p} \binom{k}{m} e^{j2p\theta} \right. \\
&\quad + \sum_{m=k-\frac{n}{2}+p}^k (-1)^m \binom{n-k}{\frac{n}{2}-m+p} \binom{k}{m} e^{-j2p\theta} \left. \right\} \Big] \\
&= \frac{1}{2^n j^k} \left[\sum_{m=0}^k (-1)^m \binom{n-k}{\frac{n}{2}-m} \binom{k}{m} \right. \\
&\quad + \sum_{p=1}^{\frac{n}{2}} \sum_{m=0}^{\min\{k, \frac{n}{2}-p\}} \left\{ (-1)^m \binom{n-k}{\frac{n}{2}-m-p} \binom{k}{m} e^{j2p\theta} \right. \\
&\quad + (-1)^{k-m} \binom{n-k}{\frac{n}{2}-k+m+p} \binom{k}{k-m} e^{-j2p\theta} \left. \right\} \Big] \\
&= \frac{1}{2^n j^k} \left[\sum_{m=0}^k (-1)^m \binom{n-k}{\frac{n}{2}-m} \binom{k}{m} \right. \\
&\quad + \sum_{p=1}^{\frac{n}{2}} \sum_{m=0}^{\min\{k, \frac{n}{2}-p\}} (-1)^m \binom{n-k}{\frac{n}{2}-m-p} \binom{k}{m} [e^{j2p\theta} + (-1)^{k-2m} e^{-j2p\theta}] \Big] \\
&= \begin{cases} \frac{(-1)^{\frac{k}{2}}}{2^{n-1}} \left(\frac{1}{2} P_{nk0} + \sum_{p=1}^{\frac{n}{2}} P_{nk,2p} \cos 2p\theta \right), & k = \text{even} \\ \frac{(-1)^{\frac{k-1}{2}}}{2^{n-1}} \sum_{p=1}^{\frac{n}{2}} P_{nk,2p} \sin 2p\theta, & k = \text{odd} \end{cases} \quad (5.36)
\end{aligned}$$

を得る。ただし

$$P_{nk,2p} = \sum_{m=0}^{\min\{k, \frac{n}{2}-p\}} (-1)^m \binom{n-k}{\frac{n}{2}-p-m} \binom{k}{m} \quad (5.37)$$

(ii) $n = \text{even}$, $k > \frac{n}{2}$ のとき:

$p = \frac{n}{2} - l - m$ とおくと

$$\begin{aligned}
 & \cos^{n-k} \theta \sin^k \theta \\
 &= \frac{1}{2^n j^k} \left[\sum_{p=-\frac{n}{2}}^{\frac{n}{2}-k-1} \sum_{l=\frac{n}{2}-k-p}^{n-k} + \left(\sum_{p=\frac{n}{2}-k}^{-1} + \sum_{p=0}^0 + \sum_{p=1}^{k-\frac{n}{2}} \right) \sum_{l=0}^{n-k} + \sum_{p=k-\frac{n}{2}+1}^{\frac{n}{2}} \sum_{l=0}^{\frac{n}{2}-p} \right] \\
 & \quad (-1)^{\frac{n}{2}-l-p} \binom{n-k}{l} \binom{k}{\frac{n}{2}-l-p} e^{j2p\theta} \\
 &= \frac{1}{2^n j^k} \left[\sum_{l=0}^{n-k} (-1)^{\frac{n}{2}-l} \binom{n-k}{l} \binom{k}{\frac{n}{2}-l} \right. \\
 & \quad + \sum_{p=1}^{k-\frac{n}{2}} \sum_{l=0}^{n-k} \left\{ (-1)^{\frac{n}{2}-l-p} \binom{n-k}{l} \binom{k}{\frac{n}{2}-l-p} e^{j2p\theta} \right. \\
 & \quad \left. + (-1)^{\frac{n}{2}-l+p} \binom{n-k}{l} \binom{k}{\frac{n}{2}-l+p} e^{-j2p\theta} \right\} \\
 & \quad + \sum_{p=k-\frac{n}{2}+1}^{\frac{n}{2}} \left\{ \sum_{l=0}^{\frac{n}{2}-p} (-1)^{\frac{n}{2}-l-p} \binom{n-k}{l} \binom{k}{\frac{n}{2}-l-p} e^{j2p\theta} \right. \\
 & \quad \left. + \sum_{l=\frac{n}{2}-k+p}^{n-k} (-1)^{\frac{n}{2}-l+p} \binom{n-k}{l} \binom{k}{\frac{n}{2}-l+p} e^{-j2p\theta} \right\} \Big] \\
 &= \frac{1}{2^n j^k} \left[\sum_{l=0}^{n-k} (-1)^{\frac{n}{2}-l} \binom{n-k}{l} \binom{k}{\frac{n}{2}-l} \right. \\
 & \quad + \sum_{p=1}^{\frac{n}{2}} \sum_{l=0}^{\min\{n-k, \frac{n}{2}-p\}} (-1)^{\frac{n}{2}-l-p} \left\{ \binom{n-k}{l} \binom{k}{\frac{n}{2}-l-p} e^{j2p\theta} \right. \\
 & \quad \left. + (-1)^{k-\frac{n}{2}+l+p} \binom{n-k}{n-k-l} \binom{k}{k-\frac{n}{2}+l+p} e^{-j2p\theta} \right\} \Big] \\
 &= \frac{1}{2^n j^k} \left[\sum_{l=0}^{n-k} (-1)^{\frac{n}{2}-l} \binom{n-k}{l} \binom{k}{\frac{n}{2}-l} \right. \\
 & \quad + \sum_{p=1}^{\frac{n}{2}} \sum_{l=0}^{\min\{n-k, \frac{n}{2}-p\}} (-1)^{\frac{n}{2}-l-p} \binom{n-k}{l} \binom{k}{\frac{n}{2}-l-p} \left[e^{j2p\theta} + (-1)^{k-n+2l+2p} e^{-j2p\theta} \right] \Big] \\
 &= \begin{cases} \frac{(-1)^{\frac{n}{2}}}{2^{n-1}} \left(\frac{1}{2} P_{nk0} + \sum_{p=1}^{\frac{n}{2}} P_{nk,2p} \cos 2p\theta \right), & k = \text{even} \\ \frac{(-1)^{\frac{k-1}{2}}}{2^{n-1}} \sum_{p=1}^{\frac{n}{2}} P_{nk,2p} \sin 2p\theta, & k = \text{odd} \end{cases} \quad (5.38)
 \end{aligned}$$

を得る。ただし

$$P_{nk,2p} = \sum_{m=0}^{\min\{n-k, \frac{n}{2}-p\}} (-1)^{\frac{n}{2}-p-m} \binom{n-k}{m} \binom{k}{\frac{n}{2}-p-m} \quad (5.39)$$

(iii) $n = \text{odd}$, $k < \frac{n}{2}$ のとき:

$p = \frac{n-1}{2} - l - m$ とおくと

$$\begin{aligned} & \cos^{n-k} \theta \sin^k \theta \\ &= \frac{1}{2^n j^k} \left[\sum_{p=-\frac{n+1}{2}}^{k-\frac{n+1}{2}-1} \sum_{m=k-\frac{n+1}{2}-p}^k + \left(\sum_{p=k-\frac{n+1}{2}}^{-1} + \sum_{p=0}^{\frac{n-1}{2}-k} \right) \sum_{m=0}^k + \sum_{p=\frac{n-1}{2}-k+1}^{\frac{n-1}{2}} \sum_{m=0}^{\frac{n-1}{2}-p} \right] \\ & \quad (-1)^m \binom{n-k}{\frac{n-1}{2}-m-p} \binom{k}{m} e^{j(2p+1)\theta} \\ &= \frac{1}{2^n j^k} \left[\sum_{p=0}^{\frac{n-1}{2}-k} \sum_{m=0}^k \left\{ (-1)^m \binom{n-k}{\frac{n-1}{2}-m-p} \binom{k}{m} e^{j(2p+1)\theta} \right. \right. \\ & \quad \left. \left. + (-1)^m \binom{n-k}{\frac{n+1}{2}-m+p} \binom{k}{m} e^{-j(2p+1)\theta} \right\} \right. \\ & \quad \left. + \sum_{p=\frac{n-1}{2}-k+1}^{\frac{n-1}{2}} \left\{ \sum_{m=0}^{\frac{n-1}{2}-p} (-1)^m \binom{n-k}{\frac{n-1}{2}-m-p} \binom{k}{m} e^{j(2p+1)\theta} \right. \right. \\ & \quad \left. \left. + \sum_{m=k-\frac{n-1}{2}+p}^k (-1)^m \binom{n-k}{\frac{n+1}{2}-m+p} \binom{k}{m} e^{-j(2p+1)\theta} \right\} \right] \\ &= \frac{1}{2^n j^k} \sum_{p=0}^{\frac{n-1}{2}} \sum_{m=0}^{\min\{k, \frac{n-1}{2}-p\}} \left[(-1)^m \binom{n-k}{\frac{n-1}{2}-m-p} \binom{k}{m} e^{j(2p+1)\theta} \right. \\ & \quad \left. + (-1)^{k-m} \binom{n-k}{\frac{n+1}{2}-k+m+p} \binom{k}{k-m} e^{-j(2p+1)\theta} \right] \\ &= \frac{1}{2^n j^k} \sum_{p=0}^{\frac{n-1}{2}} \sum_{m=0}^{\min\{k, \frac{n-1}{2}-p\}} (-1)^m \binom{n-k}{\frac{n-1}{2}-m-p} \binom{k}{m} [e^{j(2p+1)\theta} + (-1)^{k-2m} e^{-j(2p+1)\theta}] \\ &= \begin{cases} \frac{(-1)^{\frac{k}{2}}}{2^{n-1}} \sum_{p=0}^{\frac{n-1}{2}} P_{nk,2p+1} \cos(2p+1)\theta, & k = \text{even} \\ \frac{(-1)^{\frac{k-1}{2}}}{2^{n-1}} \sum_{p=0}^{\frac{n-1}{2}} P_{nk,2p+1} \sin(2p+1)\theta, & k = \text{odd} \end{cases} \quad (5.40) \end{aligned}$$

を得る。ただし

$$P_{nk,2p+1} = \sum_{m=0}^{\min\{k, \frac{n-1}{2}-p\}} (-1)^m \binom{n-k}{\frac{n-1}{2}-p-m} \binom{k}{m} \quad (5.41)$$

(iv) $n = \text{odd}$, $k > \frac{n}{2}$ のとき :

$p = \frac{n-1}{2} - l - m$ とおくと

$$\begin{aligned}
 & \cos^{n-k} \theta \sin^k \theta \\
 &= \frac{1}{2^n j^k} \left[\sum_{p=-\frac{n+1}{2}}^{\frac{n-1}{2}-k-1} \sum_{l=\frac{n-1}{2}-k-p}^{n-k} + \left(\sum_{p=\frac{n-1}{2}-k}^{-1} + \sum_{p=0}^{k-\frac{n+1}{2}} \right) \sum_{l=0}^{n-k} + \sum_{p=k-\frac{n+1}{2}+1}^{\frac{n-1}{2}} \sum_{l=0}^{\frac{n-1}{2}-p} \right] \\
 & \quad (-1)^{\frac{n-1}{2}-l-p} \binom{n-k}{l} \binom{k}{\frac{n-1}{2}-l-p} e^{j(2p+1)\theta} \\
 &= \frac{1}{2^n j^k} \left[\sum_{p=0}^{k-\frac{n+1}{2}} \sum_{l=0}^{n-k} \left\{ (-1)^{\frac{n-1}{2}-l-p} \binom{n-k}{l} \binom{k}{\frac{n-1}{2}-l-p} e^{j(2p+1)\theta} \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. + (-1)^{\frac{n+1}{2}-l+p} \binom{n-k}{l} \binom{k}{\frac{n+1}{2}-l+p} e^{-j(2p+1)\theta} \right\} \right. \\
 & \quad \left. + \sum_{p=k-\frac{n+1}{2}}^{\frac{n-1}{2}} \left\{ \sum_{l=0}^p (-1)^{\frac{n-1}{2}-l-p} \binom{n-k}{l} \binom{k}{\frac{n-1}{2}-l-p} e^{j(2p+1)\theta} \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. + \sum_{l=\frac{n+1}{2}-k+p}^{n-k} (-1)^{\frac{n+1}{2}-l+p} \binom{n-k}{l} \binom{k}{\frac{n+1}{2}-l+p} e^{-j(2p+1)\theta} \right\} \right] \\
 &= \frac{1}{2^n j^k} \sum_{p=0}^{\frac{n-1}{2}} \sum_{l=0}^{\min\{n-k, \frac{n-1}{2}-p\}} \left[(-1)^{\frac{n-1}{2}-l-p} \binom{n-k}{l} \binom{k}{\frac{n-1}{2}-l-p} e^{j(2p+1)\theta} \right. \\
 & \quad \left. + (-1)^{k-\frac{n-1}{2}+l+p} \binom{n-k}{n-k-l} \binom{k}{k-\frac{n-1}{2}+l+p} e^{-j(2p+1)\theta} \right] \\
 &= \frac{1}{2^n j^k} \sum_{p=0}^{\frac{n-1}{2}} \sum_{l=0}^{\min\{n-k, \frac{n-1}{2}-p\}} (-1)^{\frac{n-1}{2}-l-p} \binom{n-k}{l} \binom{k}{\frac{n-1}{2}-l-p} \\
 & \quad \cdot [e^{j(2p+1)\theta} + (-1)^{k-(n-1)+2l+2p} e^{-j(2p+1)\theta}] \\
 &= \begin{cases} \frac{(-1)^{\frac{k}{2}}}{2^{n-1}} \sum_{p=0}^{\frac{n-1}{2}} P_{nk, 2p+1} \cos(2p+1)\theta, & k = \text{even} \\ \frac{(-1)^{\frac{k-1}{2}}}{2^{n-1}} \sum_{p=0}^{\frac{n-1}{2}} P_{nk, 2p+1} \sin(2p+1)\theta, & k = \text{odd} \end{cases} \quad (5.42)
 \end{aligned}$$

を得る。ただし

$$P_{nk, 2p+1} = \sum_{m=0}^{\min\{n-k, \frac{n-1}{2}-p\}} (-1)^{\frac{n-1}{2}-m-p} \binom{n-k}{m} \binom{k}{\frac{n-1}{2}-p-m} \quad (5.43)$$

以上をまとめると (5.4), (5.5) 式を得る。

□

第6章 任意曲面のきず検査のための画像センシング

6.1 はじめに

前章では時間相関型イメージセンサの利用を前提とした画像センシング手法を提案したのに対し、本章と次章では従来の CCD イメージセンサを利用する手法を扱う。しかし基本的な考え方は時間相関型イメージセンサの場合と同様、時間軸情報と能動性の利用に基づくものである。まず本章では新しい三次元画像センシングの手法として、任意の形状を有する対象表面の微小な凹凸を高精度に検出するセンシング手法 [64, 65] を提案する。

画像を利用した三次元計測手法 [31, 73] は、これまで奥行きの絶対測定を目的とするものが多かった。主なものには M 系列やシートビームなどの構造化光パターンを画像解析する方法 [39]、ステレオ画像の特徴対応に基づく方法 [14, 36]、両眼融合下での微分差分相関を用いる方法 [81, 82, 83, 1] などがある。これに対し三次元計測の需要としては、汚れや傷の表面検査のように、形状の基準値からのずれや空間変化の検出が目的である場合も多い。このような応用では奥行き絶対精度はほとんど不要なのに対し、そのずれや変化分に関しては非常に高い検出能力が要求される。またこの際に基準となる対象表面には大きな凹凸を許すことが望まれる。

本研究の目的はこのような三次元形状の変化分の測定に的を絞ったセンシングシステムの提案にあり、具体的応用として任意の形状を有する対象表面の微小な汚れや傷の検出を取り上げる。提案する方法は、時空間勾配型算法 [80, 90, 85, 1] に基づき、対象表面の凹凸の空間勾配と反射率の空間勾配を同時に計測するものである。以下では本方法を実現するためのアルゴリズムとハードウェア構成の要点を明らかにし、計測結果の解釈と利用法に関する考察と種々の評価実験結果を示す。なお本論文における時空間勾配法は、三次元形状の画像系列への符号化を目的として構造化照明原理が導入されている点で従来の時空間勾配法と異なっている。

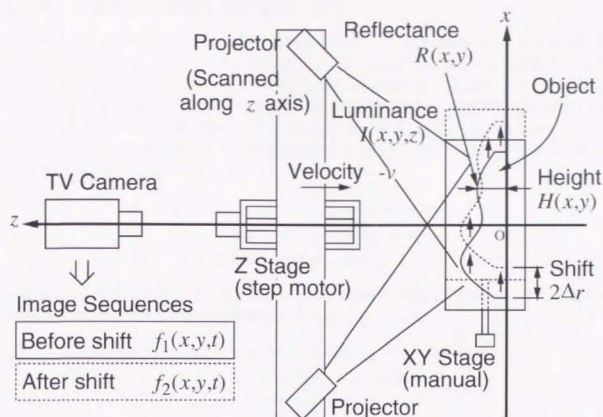


Fig. 6.1. 表面きずセンシングシステムの測定系。

6.2 原理：形状と反射係数の時空間勾配計測

6.2.1 測定系の構成

Fig. 6.1 に示す測定系を考える。測定対象は原点近くの x - y 平面にはほぼ平行に置かれており、2次元微動台により x - y 平面に平行に微小シフトが可能である。TV カメラは z 軸上に原点方向を向いて固定されており、上記の微小シフト以外、測定中は対象表面との幾何学的関係を変えない。 z 軸に平行に設置された移動台上にはプロジェクタが固定され、対象表面に明暗パターン（適切な変動さえあれば任意でよい）を投射しつつ、 z 方向への等速移動および初期位置への復帰が可能になっている。投射パターンが対象表面に斜めに入射するよう、プロジェクタは z 軸をはずれた位置から原点方向に向かって設置される。凹凸により生じる陰を避けるため、プロジェクタを複数台設置してもかまわない。TV カメラの撮像開始時刻ならびにフレーム間隔は、プロジェクタの移動開始時刻ならびに移動速度と、それぞれ完全に同期している。

6.2.2 垂直走査型撮像と勾配空間の形成

プロジェクタから投射される光は対象表面の前方 ($z > 0$) に明暗の三次元分布を形成し、この三次元分布はプロジェクタの移動とともに z 軸に平行に移動する。移動開始時刻 $t=0$ における三次元分布を $I(x, y, z)$ 、移動速度を $-v$ と置くと、時刻 t における明暗分布は $I(x, y, z+vt)$ と書かれる。いま対象表面の標高分布は $H(x, y)$ 、反射係数分布は $R(x, y)$ で与えられるとする。対象表面への入射光強度は $I(x, y, H(x, y) + vt)$ であるから、完全拡散面を仮定した場合の時刻 t における表面輝度分布 $f_1(x, y, t)$ は、対象が予め θ 方向に $-\Delta r$ だけシフトして置かれているとして

$$\begin{aligned} f_1(x, y, t) &= I(x, y, H(x + \Delta r \cos \theta, y + \Delta r \sin \theta) + vt) \\ &\quad \times R(x + \Delta r \cos \theta, y + \Delta r \sin \theta) \\ &\sim IR + \Delta r H_\theta I_z R + \Delta r I R_\theta \end{aligned} \quad (6.1)$$

と書かれる。ただし添字 z は z 微分、添字 θ は θ 方向微分を示す。同様にして、対象を θ 方向に Δr だけシフトした後の表面輝度分布 $f_2(x, y, t)$ は

$$\begin{aligned} f_2(x, y, t) &= I(x, y, H(x - \Delta r \cos \theta, y - \Delta r \sin \theta) + vt) \\ &\quad \times R(x - \Delta r \cos \theta, y - \Delta r \sin \theta) \\ &\sim IR - \Delta r H_\theta I_z R - \Delta r I R_\theta \end{aligned} \quad (6.2)$$

となる。ただし近似の中心は、いずれも座標 $(x, y, H(x, y) + vt)$ である。1次近似に基づき式 (6.1) と式 (6.2) の和と差をとると

$$f_1 + f_2 \equiv f_+ = 2IR \quad (6.3)$$

$$f_1 - f_2 \equiv f_- = 2\Delta r H_\theta I_z R + 2\Delta r I R_\theta \quad (6.4)$$

が得られるが、

$$\frac{\partial}{\partial t} f(x, y, t) = v I_z(x, y, H(x, y) + vt) R(x, y) \quad (6.5)$$

の関係をを用いて

$$f_t \equiv f_{1t} + f_{2t} \sim 2v I_z R \quad (6.6)$$

と定義すると、 f_+ , f_t , f_- の間の線形関係

$$f_- = \frac{\Delta r}{v} H_\theta f_t + \Delta r f_+ \frac{R_\theta}{R} = \Delta T H_\theta f_t + \Delta r \rho_\theta f_+ \quad (6.7)$$

を得る。ただし式の簡単のため

$$\Delta T \equiv \frac{\Delta r}{v}, \quad \rho \equiv \log R \quad (6.8)$$

と変数を置き換えた。

6.2.3 時空間勾配法の適用

着目点の近傍画素の集合を $[-X, X] \times [-Y, Y]$ で表し、この全体を $\Gamma \equiv [0, T] \times [-X, X] \times [-Y, Y]$ と書くとする。いま、 Γ 上での3次元ベクトル $(f_+, f_t, f_-)^T$ の軌跡が作る分布 (時空間勾配分布) を考え、この分布の形状を共分散行列

$$\begin{aligned} S &= \iiint_{\Gamma} \begin{bmatrix} f_+ \\ f_t \\ f_- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_+ & f_t & f_- \end{bmatrix} dx dy dt \\ &= \begin{bmatrix} S_{++} & S_{+t} & S_{+-} \\ S_{+t} & S_{tt} & S_{t-} \\ S_{+-} & S_{t-} & S_{--} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.9)$$

によって表現する。

A) 測定条件の適切度の判定

最初の処理は、 (f_+, f_t, f_-) の分布が十分な広がりをもつかどうかの判定である。これは個々の着目点で計算される判定量 J_{DET} としきい値 J_{MIN} による判定式

$$J_{DET} = S_{++}S_{tt} - S_{+t}^2 > J_{MIN} \quad (6.10)$$

に基づく [80, 83]。 J_{DET} は、 (f_+, f_t, f_-) の3次元分布を2次元に投射した (f_+, f_t) の分布の広がりを表し (Fig. 6.2)、凹凸勾配と対数反射率勾配の測定可能性の評価量を与える。この判定が棄却された場合、当該測定点には測定不能領域 (不定) のラベルを付す。

プロジェクタの全移動期間を $[0, T]$ 、測定不能となる原因には、1) f_+ が単独に変動をもたない、2) f_t が単独に変動をもたない、3) f_+, f_t それぞれは変動をもつが、2次元分布 (f_+, f_t) としては広がりをもたない、の三つがある。1) は対象表面の反射係数が零 (黒色物体や背景部など) の場合、2) 3) は投射されるパターンに十分な空間変動がない場合に相当する。

B) 対象表面の特異性の判定

前段の判定が有意な場合、次に勾配空間分布が f_+, f_t, f_- が式 (6.7) の線形関係を満たし、Fig. 6.2 のような平面分布を形成するかどうかを判定する。このとき凹凸勾配 H_θ と対数反射係数勾配 ρ_θ は式 (6.7) に関する最小二乗法

$$\iiint_{\Gamma} (f_- - \Delta T f_t H_\theta - \Delta r f_+ \rho_\theta)^2 dx dy dt = \text{minimum} \quad (6.11)$$

によって解かれて、解は行列 S の要素を用いて

$$\Delta T H_\theta = \frac{S_{++}S_{t-} - S_{+t}S_{+-}}{J_{DET}} \quad (6.12)$$

$$\Delta r \rho_\theta = \frac{S_{tt}S_{+-} - S_{+t}S_{t-}}{J_{DET}} \quad (6.13)$$

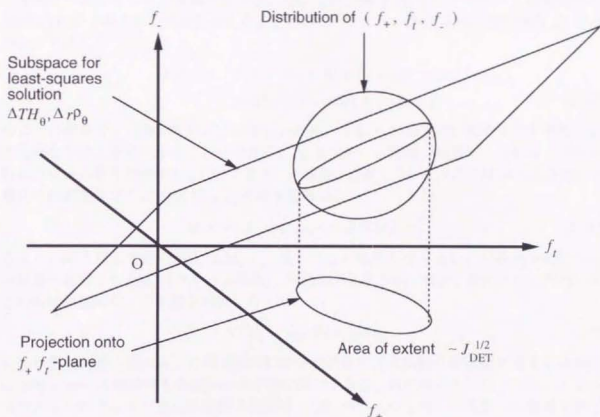


Fig. 6.2. ある Γ に対する (f_+, f_t, f_-) の分布。 J_{DET} はこの分布を $f_+ f_t$ 平面に射影したものの広がり意味する。図の平面は最小二乗解 $\Delta TH_\theta, \Delta r\rho_\theta$ によって定まる勾配空間 (f_+, f_t, f_-) 内の部分空間を表す。

と書かれる。平面分布形成(有効領域)の判定は解 ΔTH_θ の誤差分散推定量 J_{ERR} としきい値 J_{MAX} との比較

$$J_{ERR} \equiv \frac{(S_{--} - \Delta TH_\theta S_{+-} - \Delta r \rho_\theta S_{++}) S_{++}}{J_{DET}} < J_{MAX} \quad (6.14)$$

による[80, 83]。

分布が平面とならない原因の第一は、 $f_1(x, y, t)$ から $f_2(x, y, t)$ へのシフト的画像変化 $2\Delta H_\theta I_\theta R$ が1次近似の範囲を越えることである。ところが画像系列の時間軸の Δt だけのシフトは

$$\begin{aligned} f(x, y, t - \Delta t) &= I(x, y, H(x, y) + v(t - \Delta t))R(x, y) \\ &= I(x, y, (H(x, y) - v\Delta t) + vt)R(x, y) \end{aligned} \quad (6.15)$$

のように標高の z 方向シフト $v\Delta t$ に等しいため、 f_1 と f_2 の標準化時刻をずらす操作により過剰なシフトを相殺することができる。 Δt をフレーム間隔の整数倍にとれば、この操作はフレーム番号の付け換えだけででき、再撮像の必要もない。そこで式(6.14)の判定で棄却された着目点では f_1 に対し f_2 の標準化時刻を

$$\Delta t = \pm \Delta t_0, \pm 2\Delta t_0, \dots, \pm N\Delta t_0 \quad (6.16)$$

のように順次増大させつつ式(6.10)から式(6.14)の処理を繰り返し、分布の平面性の出現位置を探索する(Δt_0 はフレーム間隔)。平面性が見出された場合、検出された凹凸勾配 ΔTH_θ に意図的なシフト量を加算した

$$\Delta TH_\theta = \Delta TH_\theta + \Delta t/2 \quad (6.17)$$

により凹凸勾配を求める。この過程の処理は動的な三次元累積合成機構を有する両眼視法[83]における統計的準最適法と基本的に同一である。ある程度のシフトを与えても平面性が見い出されない場合は解釈不能領域(不能)のラベルを付けて着目点の処理を終了する。不能領域となる原因には、1) $f_1(x, y, t)$ から $f_2(x, y, t)$ への振幅的画像変化 $2\Delta r I_\theta R$ が1次近似の範囲を越える場合、2) Γ 内で同一モデルが成立しない場合、すなわちプロジェクタの全移動時間に標高や反射係数が変動する場合や、複数の近傍画素を用いる際に各画素上での標高や反射係数が同一でない場合、などがある。

以上をまとめると本方法の処理の流れ図はFig. 6.3のようになる。処理の出力は、判定結果のラベルマップ、有効領域における凹凸勾配マップ $H_\theta(x, y)$ と対数反射率勾配マップ $\rho_\theta(x, y)$ と測定誤差分散マップ $J_{ERR}(x, y)$ である。

6.2.4 計測結果の解釈と利用

ここでは、汚れや傷などの自動目視検査への応用を想定して測定結果の解釈と利用法の要点を述べる。

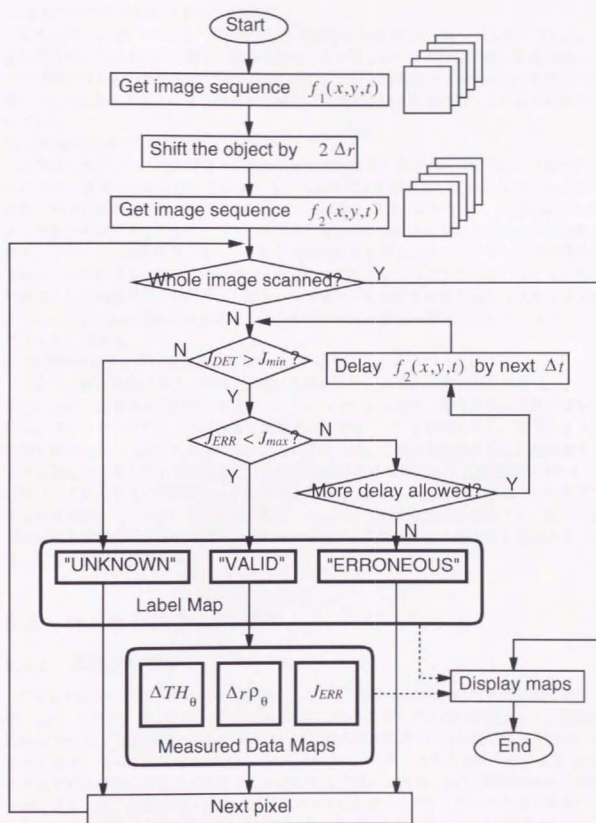


Fig. 6.3. 表面きずセンシングシステムの制御フロー。

A) 形状の異常と明暗の異常の分離判定

形状的な不良(傷・へこみ・歪みなど)と明暗的な不良(汚れ・錆・くもりなど)は、品質管理の面から定量的に分離して把握されることが望ましい。本方法では、有効領域において同時に得られる凹凸勾配マップ $H_g(x, y)$ と対数反射率勾配マップ $\rho_g(x, y)$ を独自に基準マップと比較することにより両者を分離した判定が実現されるので、この要求は満たされている。

B) 勾配測定に基づく特徴レベルの比較

自動目視検査法には画像情報を基準画像と直接比較する低レベルの方法と、特徴抽出の後にそれを基準となる特徴と比較する高レベルの方法とがある。低レベル法は高感度な反面、検査対象の良不良と無関係な要因による変動を不良と区別することが困難なため、予め多数の基準画像を必要とする。これに対し高レベル法は良不良に無関係な画像変動を許容しやすいが、初期段階で多くの欠陥を検査対象から取りこぼさないように特徴抽出法を設計しなければならない。本方法はこれらの中間的なレベルに位置する。なぜなら勾配計測は一種の特徴抽出に当たり、一様あるいは緩やかな変動を検査対象からは必ず効果があがるが、それ以外の処理は対象表面の綿密なアナログ的記述を得るプロセスと見ることができるからである。

C) 判定ラベルマップと測定誤差分散マップの応用

判定マップは測定の不定・有効・不能の空間分布を記述する。照明強度の増減によって変化しない不定領域は照明光が到達していない背景や陰の部分、変化するのは照明強度が不足か過剰な部分であるから、可変な照明強度と判定マップを利用すると、前者のような領域を検査対象から除いた上で後者のような領域に対して最適な照明強度に自動調整するような適応的な構成が可能になる。この不能領域は不良候補に含めて処理するのがよい。基準マップから発生が予期できる不能領域を除いた後に残る不能領域は、何らかの異常である可能性が高い。一方、測定誤差分散マップは凹凸勾配の信頼度を記述する。従って本測定結果を利用する上位システムがデータのファジー性を含めて処理できる構造を有する場合に有効利用が可能となる。

6.3 センサシステムの試作

6.3.1 実験系の概要

Fig. 6.4(a)が実験システムの全体構成を、(b)が光学系(対象物体は後述の実験に用いた電子部品)を示す。TVカメラ(SONY製XC-77型)と対象との距離は約50cmで、撮像範囲は約20cm×16cmである。ステップモータ駆動の直線微動台上(移動分解能約5μm)に平板を置き、その上に2本のプロジェクタを約25cm間隔で対象表面を左右から約45度の角度で対称に照らす位置に固定する。照射する明暗には対象表面で周期約2mmで移動方向に垂直な格子模様を用いたが、適度にリッチな変動[80, 83]を含むならば基本的にとどのような模様でもかまわない。TVカメラの画像はフレームメモリ(有効画素数640×480、

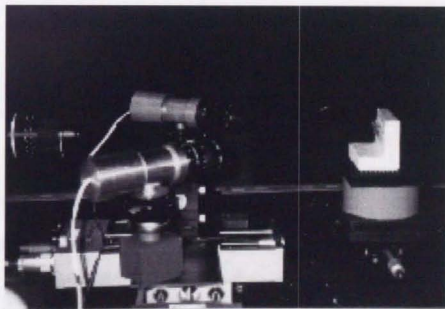
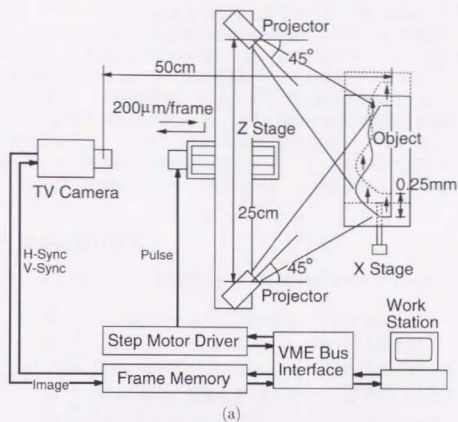


Fig. 6.4. (a) 表面きずセンシングシステムの実験系の構成。(b) 実験系の写真。

8ビット)を介してワークステーション (Solbourne 5/601 型、32MByte メモリ)に取り込む。取り込んだ画像は、偶奇走査線間の画素の感度差補正のため 2×2 画素を1画素に平均化・縮小しつつ、必要領域(縮小後で最大 128×128)を汎用メモリに1画素16ビットで転送する。転送が終了すると汎用デジタル I/O ボードを介してステップモータに既定数の駆動パルスを送る。この移動距離を $v \Delta t_0$ と見なせば理論上は全く等価な扱いとなる。1枚の撮像と移動に要する時間は約0.1秒、一連の移動での撮像枚数は現構成で最大128枚である。測定対象はマイクロメータ式の手動微動台に固定し、一連の撮像の後に既定量の微動を与える。直線微動台を初期位置に復帰させ、再び一連の撮像と汎用メモリへの転送を行うとデータ取得段階は完了で、これ以後はすべて計算機処理となる。

6.3.2 計算機処理の要点

差分法については精度向上と頑健性実現のため、最隣接4データを対称に含む差分法

$$\begin{aligned} f_+ &\sim f_1(i, j, k+1) + f_1(i, j, k) + f_2(i, j, k+1) + f_2(i, j, k) \\ f_- &\sim f_1(i, j, k+1) + f_1(i, j, k) - f_2(i, j, k+1) - f_2(i, j, k) \\ f_t &\sim f_1(i, j, k+1) - f_1(i, j, k) + f_2(i, j, k+1) - f_2(i, j, k) \end{aligned}$$

(i, j : 画素の離散座標、 k : フレーム番号)

を用いる [29, 81]。この演算は各画素独立に行われるので、画素間の感度差の影響を受けないという点で大きな利点となる。また (6.9) 式の積分は単純な積和

$$\iiint dx dy dt \rightarrow \sum_i \sum_j \sum_k \quad (6.18)$$

で十分評価できる。ただし上記の積和以降は乗算によりデータのダイナミックレンジが倍増するため、精度低下を避けるため32ビット整数型か単精度実数型で処理を行う必要がある。

6.4 自動目視検査への応用実験

6.4.1 精度と感度の評価実験

最初に対象に既知の傾斜や段差を与えて、凹凸勾配の測定精度を見積もる実験を行った。実験条件は、測定範囲が縮小後で 64×64 画素、1フレーム当たりの移動量が $200 \mu\text{m}$ 、一連の移動での撮像枚数が32枚、測定対象の微動は水平移動 0.25 mm である。 Γ は空間方向の分解能を重視して $(1 \text{ 画素}) \times (1 \text{ 画素}) \times (\text{全測定時間})$ とした。判定のしきい値には $J_{\text{MIN}} = 1^2 \times 1^2 \times 32$ (実質的に照明が当たらない暗黒領域以外は全て測定対象とする設定)、 $J_{\text{MAX}} = 0.5^2$ (標高誤差が1フレーム移動量の半分以下なら有効とする設定、必ずし

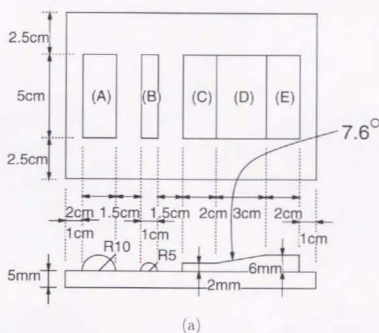


Fig. 6.5. (a) 凹凸勾配抽出の実験に用いた石膏板。(b) 半径5mmの円筒上部 (B) に対する結果。(上: 凹凸勾配 ΔTH_θ , 中: 対数反射率勾配 Δr_{ρ_θ} , 下: ΔTH_θ の測定誤差分散 J_{ERR} , 以下同様)。(c) 2枚の傾きの異なる平面 (C)、(D) の継ぎ目に対する結果。

も最終的な測定誤差を意味しない)を用いた。結果は凹凸勾配 $\Delta TH_\theta(x, y)$ 、対数反射係数勾配 $\Delta r_{\rho_\theta}(x, y)$ 、凹凸勾配の誤差分散 $J_{ERR}(x, y)$ の三次元プロットにより示す。なお以下の実験ではいずれについても $J_{DET} > J_{MAX}$ を得ており、 ΔTH_θ 、 Δr_{ρ_θ} の測定値はすべて有意と判定されている。

対象には Fig. 6.5(a) に示す形状の石膏板を用いた。Fig. 6.5(b) は半径5mmの円柱 (B) の上部に対する測定結果である。凹凸勾配については、上半分では平面に対応してほぼ一定値、下半分では円柱面に対応して正から負へと変化する様子が計測できている。また Fig. 6.5(c) は水平面 (C) から右上がり斜面 (D) に移行する部分についての測定結果である。凹凸勾配はステップ状に変化すると予想されるが、測定値も多少緩やかとはいえやはりステップ状の推移を示している。反射係数については、石膏の性質により (b)(c) ともに変動が抑えられている。

次に既知の反射係数変化を与えて、反射率勾配の測定精度を見積もる実験を行った。実験条件は前実験と同一である。対象には表面の平らな石膏板を用いた。これには炭素粉末を混入し、Fig. 6.6(a) に示すように白色 (W)、明灰色 (LG)、暗灰色 (DG) の三つの領域を形成してある。Fig. 6.6(b), (c) はそれぞれ DG と LG、LG と W の境界に対する結果を示している。DG から LG、LG から W にかけてはステップ状に反射係数が増加するはずであるが、これと一致して対数反射係数勾配の測定値は (b), (c) ともにインパルス的な応答

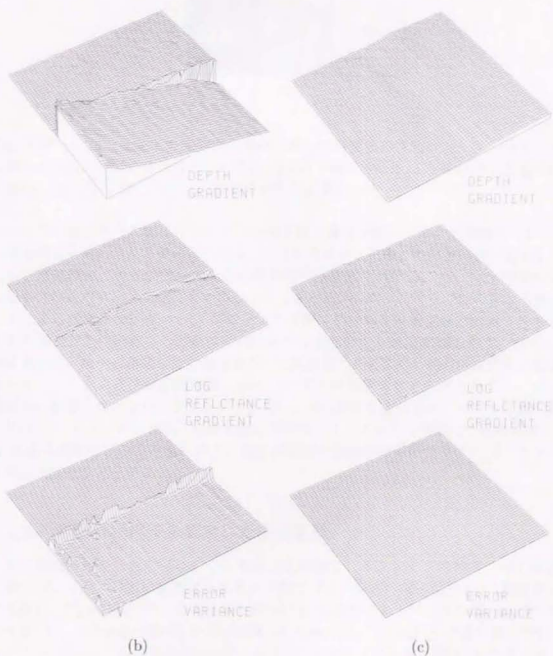
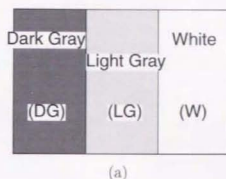


Fig. 6.5. (続き)



(a)

Fig. 6.6. (a) 対数反射率勾配抽出の実験に用いた石膏板の灰色パターン。灰色の各領域は異なる分量の炭素粉末を含んでいる。(b) DG（暗灰色）と LG（明灰色）の境界に対する結果。(c) LG と W（白色）の境界に対する結果。

を示している。凹凸勾配については、予想される通り全面でほぼ一定値が得られている。

測定精度を高められる要因としては、1) TV カメラと対象との位置関係が固定しているため、画素雑音、視点位置精度などの撮像時の精度悪化が生じにくい、2) 時空間勾配法は投影されるパターンを選ばない特性を有するため、プロジェクタの像の歪みや焦点ずれなどによる精度悪化がない、3) プロジェクタ群は相対的な位置関係が固定されており安定である、およびそれらの移動は前後のみの1次元であり精度を保ちやすい、4) 勾配計測は基本的に微小に移動した対象自身との比較計測であるから、絶対的な三次元計測と異なり安定した標高基準が容易に得られる、5) 差分は各画素独立にとられるため画素感の感度差の影響を受けない、などがある。逆に、測定精度を劣化させないために是非必要なのは、1) プロジェクタ群の初期位置の再現性と TV カメラに同期した移動速度の精度、2) 前後の撮像間での安定性の維持、例えば撮像と移動の短時間化やプロジェクタの予熱と電圧安定化など、である。

6.4.2 自動目視検査を想定した応用実験

次に実際に傷や汚れを付着した工業部品を対象に、本システムの検出性能を確認する実験を行なった。対象は硬質プラスチック製で青色不透明の電子部品（山一電機製コネクタ絶縁体、Fig. 6.7(a)) で、与えた傷と汚れは 1) 熱変形による不定形の傷、2) 線状の引っかき傷（右、深さ 20 μ m 程度）および金属の回転軸（左）、3) 同色（やや濃い目）のビニールテープ片（厚さ 0.15mm 程度）の付着、4) 有色（黄色フェルトペン書き）の表面汚れ、の 4 種類である（Fig. 6.7(b)(c)）。1)–4) に対する測定結果はそれぞれ Fig. 6.8(a)–(d) に示されているが、いずれにおいても個々の状況に応じて、凹凸変化と反射率変化とが分離して計測されている様子が確認された。なお (b) で回転軸の部分が全般的に不能領域となっているのは、この部分が一段低くなっていたことや、中空の部分がほぼ暗黒に近かったことが

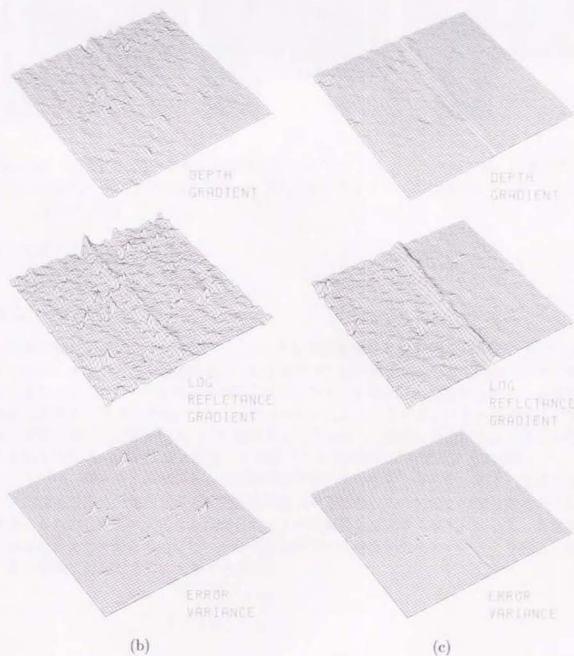


Fig. 6.6. (続き)

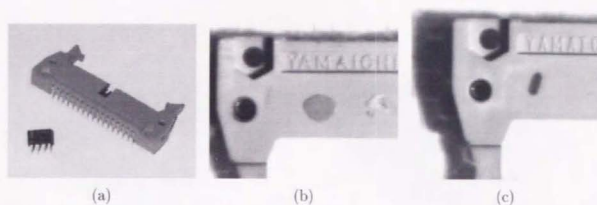


Fig. 6.7. (a) 実験に用いたものと同種のコネクタ。(b)(c) コネクタの欠陥。1) 熱変形 (b 右)、2) 金属部分の脆の引っかき傷 (b 左)、3) ビニルテープの付着 (b 中) 4) サインペンによる汚れ (c)。

原因であろう。

6.5 まとめ

空間分解能の高い三次元画像センシングを時間軸情報と能動性の利用により CCD イメージセンサ上で実現する方法として、本章では任意の形状をもつ表面の微小な汚れや傷のための3次元パターン計測法を提案した。この方法の特色は、時空間勾配法に走査型の構造化照明系と対象の微小シフトとを組み合わせることによって、対象表面の凹凸と反射率の空間勾配とを直接かつ同時に計測するところにある。議論に当たっては、特に具体的に実現する際のハードウェア構成とアルゴリズム上の要点的明確化に力点を置いた。

後半では、計測結果の解釈と有効な利用法に関し考察するとともに、以上の原理に基づいた実験系の具体的構成と種々の評価実験結果を示した。この結果、勾配計測という制限はあるものの、従来のシステムに比べてはるかに簡易なシステム構成によって、高精度かつ高速な3次元計測を可能にし、かつ凹凸の欠損と反射率の欠損という、より幅広い表面状態に柔軟に対応できることが示された。

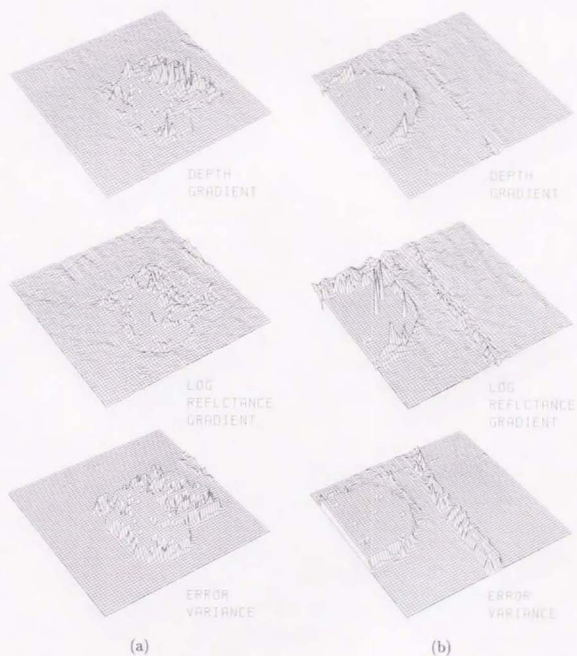


Fig. 6.8. Fig. 6.7の欠陥に対する表面きずセンシングシステムの出力。(a)–(d)はそれぞれ欠陥1)–4)に対応する。

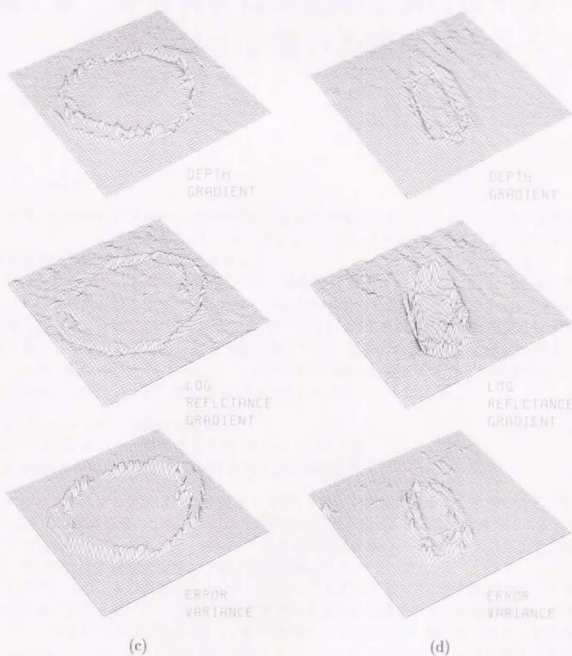


Fig. 6.8. (続き)

第7章 三色ストロボ照明とRGBイメージセンサを用いた速度場センシング

7.1 はじめに

本章では前章に引き続き、時間軸情報と能動性を利用する画像センシング法の応用例として、三色ストロボ照明とRGBイメージセンサを用いて高速運動する対象の速度場を計測する手法 [68, 34, 35, 59] を提案する。

イメージセンサに基づく速度場計測は、流れの可視化 [91, 24, 15, 16, 55, 54, 48] やマシビジョンにおけるオプティカルフローの検出 [28] など広い分野で応用されているが、序章で述べたように、フレームレート（通常 30Hz）の低さが計測可能な速度に対する大きな制約となっている。特に高速運動の物体では、長時間の露光による運動ぼけや、フレーム間の変位量が大きくなってしまい対応点の探索が困難になるなどの問題が生じる。この問題を解決するために従来から以下のような手法がとられてきた。

1. フレームレートの増加 [54, 48]
2. イメージセンサ付属の電子シャッタの利用 [54, 48]
3. 30Hz より高い周波数で点滅するストロボ照明 [91]

これらの方法により運動ぼけは改善されるが、2のみでは変位量を小さく保つことはできず、1と3では変位量を小さくすることができる代わりに、1では受光量減少によるSN比低下や、高速イメージセンサ・フレームメモリ等特別仕様のハードウェアの必要性の問題が、また3では多重露光画像の分離の問題が新たに生じてしまう。

本研究はこのような問題に対し、ハードウェア入手の手間やSN比の維持の点からストロボ照明の利用を第一とした上で、その際問題となる多重露光画像の分離を容易にするセンシング構造を追求したものであり、その解答として提案するのが三色のストロボ照明と汎用のRGBイメージセンサを用いる速度場センシング法である。本方法の概略は次の通りである（Fig. 7.1）。まず三色ストロボ照明を1フレーム間に立て続けに1回ずつ発光させ、RGB画像1フレームを得る。次にこのRGB画像から各照明発光の時刻の画像を3枚分離し、最後にこれらの時系列画像から速度場を抽出する。本方法の要点は、変位量の微小な時系列画像を三色ストロボ照明を用いてRGB画像に符号化することにより、時系列

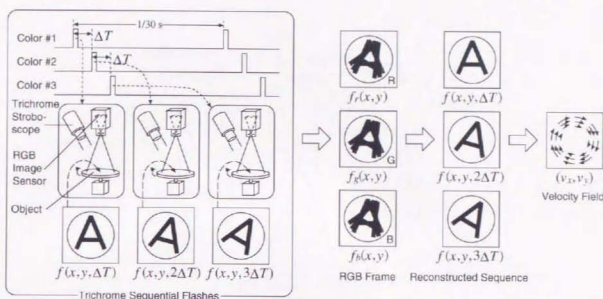


Fig. 7.1. 三色ストロボ照明とRGBイメージセンサを用いる速度場センシングシステムの概念図。

画像が逆行列復号化演算によって容易に分離できるところにある。

以下ではまず時系列画像分離の原理を示し、重要な符号化の役割を担う行列 A に対する要件を述べる。続いて実験により、高速運動する対象の時系列画像が精度良く分離でき、速度場が正しく抽出されることを示す。照明間隔の自動調整と理想的でない対象への適用方法についても考察を行う。最後に結論を述べる。

7.2 RGB フレームからの時系列画像分離

7.2.1 原理

Fig. 7.2 のストロボ計測系を考える。発光管（実際は光軸を合わせた3本の発光管からなる）は1フレーム間 T に運動物体を3回、異なる色のストロボ光で照らす。物体表面の分光反射特性については一様で、その表面の傾きへの依存性は小さいと仮定する。すると運動物体の表面の反射率 $f(x, y, t, \lambda)$ は次のように書ける。

$$f(x, y, t, \lambda) = f_{\lambda}(\lambda) f(x, y, t) \quad (7.1)$$

ただし λ は波長、 (x, y, t) はイメージセンサ上の位置および時間、 $f_{\lambda}(\lambda)$ は分光反射率、 $f(x, y, t)$ は反射率の相対空間分布を表す。さらにストロボ光の強度は空間的に一様であると仮定する。すると i 番目のストロボ光による物体表面上での放射照度は次のように表さ

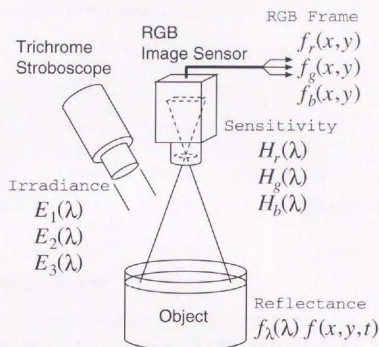


Fig. 7.2. 三色ストロボ照明とRGB イメージセンサからなる測定系。

れる。

$$E_i(\lambda)\delta(t-i\Delta T) \quad (i=1, 2, 3) \quad (7.2)$$

ただし $\delta(t)$ は Dirac のデルタ関数である。

イメージセンサのRGB各画素の分光感度分布を $H_r(\lambda)$, $H_g(\lambda)$, $H_b(\lambda)$ とする。すると1フレームの各RGB成分 $f_c(x, y)$ ($c=r, g, b$) に含まれる全露光量は次のようになる。

$$\begin{aligned} f_c(x, y) &= \sum_{i=1}^3 \int_0^T dt \int_0^\infty d\lambda E_i(\lambda)\delta(t-i\Delta T) \\ &\quad \cdot f(x, y, t, \lambda) H_c(\lambda) \\ &= \sum_{i=1}^3 \int_0^\infty E_i(\lambda) f_\lambda(\lambda) f_i(x, y) H_c(\lambda) d\lambda \end{aligned} \quad (7.3)$$

ただし T はフレーム間隔、 $f_i(x, y) = f(x, y, i\Delta T)$ は i 番目のストロボ光照射時の反射率分布を表す [27, 47]。上式は行列表示できる。

$$\begin{bmatrix} f_r(x, y) \\ f_g(x, y) \\ f_b(x, y) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} f_1(x, y) \\ f_2(x, y) \\ f_3(x, y) \end{bmatrix}, \quad (7.4)$$

where the (c, j) element of the matrix A is given by

$$(A)_{cj} = \int_0^\infty H_c(\lambda) E_j(\lambda) f_\lambda(\lambda) d\lambda. \quad (7.5)$$

よって

$$A^{-1} \begin{bmatrix} f_r(x, y) \\ f_g(x, y) \\ f_b(x, y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(x, y) \\ f_2(x, y) \\ f_3(x, y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f(x, y, \Delta T) \\ f(x, y, 2\Delta T) \\ f(x, y, 3\Delta T) \end{bmatrix}, \quad (7.6)$$

のように単に逆行列をとることにより、画像1フレームのRGB成分から3枚の時系列画像 $f_i(x, y)$ ($i = 1, 2, 3$) が得られる。

7.2.2 混合行列 A の決定

本システムでは混合行列 A は重要な役割を担っており、計測に先立ち精度良く与えられなければならない。 A は 1) (x, y, t) によらず一様、2) 計測系 $E_i(\lambda)$, $H_c(\lambda)$ と対象 $f_\lambda(\lambda)$ の分光特性のみに依存、という性質を有しているので、以下のようにして A を決定する。

まず試験用に、表面の分光反射率分布が計測対象と等しく $f_\lambda(\lambda)$ であり、相対反射率分布が一様 ($f(x, y, t) = f_0$) である物体を用意する。次に単色のストロボ光を用いて、この物体のRGB画像を複数枚取り込む。光強度や表面反射率のばらつきを考慮し、物体を移動させたりフレームや画像中の領域に関して平均化を行うのがよい。すると i 番目のストロボ光に対するRGB画像出力 \bar{f}_{1r} , \bar{f}_{1g} , \bar{f}_{1b} は次のように表される。

$$\begin{bmatrix} \bar{f}_{1r} \\ \bar{f}_{1g} \\ \bar{f}_{1b} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} f_0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \bar{f}_{2r} \\ \bar{f}_{2g} \\ \bar{f}_{2b} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} 0 \\ f_0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \bar{f}_{3r} \\ \bar{f}_{3g} \\ \bar{f}_{3b} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ f_0 \end{bmatrix}, \quad (7.7)$$

あるいはこれらをまとめると

$$\begin{bmatrix} \bar{f}_{1r} & \bar{f}_{2r} & \bar{f}_{3r} \\ \bar{f}_{1g} & \bar{f}_{2g} & \bar{f}_{3g} \\ \bar{f}_{1b} & \bar{f}_{2b} & \bar{f}_{3b} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} f_0 & 0 & 0 \\ 0 & f_0 & 0 \\ 0 & 0 & f_0 \end{bmatrix} \quad (7.8)$$

となる。従って A は次のように求められる。

$$A = f_0^{-1} \begin{bmatrix} \bar{f}_{1r} & \bar{f}_{2r} & \bar{f}_{3r} \\ \bar{f}_{1g} & \bar{f}_{2g} & \bar{f}_{3g} \\ \bar{f}_{1b} & \bar{f}_{2b} & \bar{f}_{3b} \end{bmatrix} \quad (7.9)$$

7.2.3 Aに対する条件

時系列画像の分離がうまくいくかどうかはAが逆行列を有するか否かにかかっている。この条件を満足させるには、各ストロボ光の分光放射照度 $E_i(\lambda)$ が互いに重なりを持たず、それぞれが各RGB画素の分光感度特性 $H_r(\lambda)$ に対して個別に重なりを持つようにすればよい。従って赤、緑、青色の単色ストロボ光を用いるのが最も良いであろう。

より実用的な側面からは、Aの要素間の比 $\bar{f}_{ir} : \bar{f}_{ig} : \bar{f}_{ib}$ ($i = 1, 2, 3$) が安定にかつ精度良く求められていることが重要である。これは数学的な意味において、時系列画像の作る3つの部分空間を規定するには比 $\bar{f}_{ir} : \bar{f}_{ig} : \bar{f}_{ib}$ だけで十分だからである。ストロボ光強度のばらつきの影響を考慮に入れ、ある1フレーム撮像におけるAの縦ベクトルを、真のベクトル f_1, f_2, f_3 に対して $k_1 f_1, k_2 f_2, k_3 f_3$ とおく。するとRGB各成分は次のように書かれる。

$$\begin{bmatrix} f_r(x, y) \\ f_g(x, y) \\ f_b(x, y) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} k_1 & 0 & 0 \\ 0 & k_2 & 0 \\ 0 & 0 & k_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1(x, y) \\ f_2(x, y) \\ f_3(x, y) \end{bmatrix}. \quad (7.10)$$

従って真の時系列画像を分離するには次のようにする。

$$\begin{bmatrix} f_1(x, y) \\ f_2(x, y) \\ f_3(x, y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & k_2^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & k_3^{-1} \end{bmatrix} A^{-1} \begin{bmatrix} f_r(x, y) \\ f_g(x, y) \\ f_b(x, y) \end{bmatrix} \quad (7.11)$$

すなわち逆行列による分離ののち各時刻の成分に k_i^{-1} を乗ずればよい。よって発光管や駆動回路の不安定によってもたらされるストロボ光強度のばらつきは、例えば $f_1(x, y)$ についての規格化などの処理によって補正が可能である。

7.3 速度場の抽出

分離された時系列画像 $f_1(x, y), f_2(x, y), f_3(x, y)$ から速度場を抽出するには時空間勾配法[80]を用いる。時空間勾配法は変位量の微小な画像に対して実時間かつ高精度で速度場ベクトルを抽出することが示されており[80]、ストロボ光の間隔 ΔT によって時系列画像間の変位を小さくできる本計測システムの特徴に適合した方法である。

時空間勾配法では、動画像 $f(x, y, t) = f(x - v_x(x, y)t, y - v_y(x, y)t)$ の速度場ベクトル $v(x, y) = [v_x(x, y), v_y(x, y)]^T$ は次のように計算される。

$$v(x, y) \equiv \begin{bmatrix} v_x(x, y) \\ v_y(x, y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (S_{xy}S_{gt} - S_{yy}S_{xt})/J_{DET} \\ (S_{xy}S_{xt} - S_{xx}S_{yt})/J_{DET} \end{bmatrix}, \quad (7.12)$$

ただし

$$S_{ij} \equiv \iiint_{\Gamma} f_i f_j dx dy dt \quad (i, j = x, y \text{ or } t) \quad (7.13)$$

は時空間微分量 f_t , f_x , f_y の局所領域 $\Gamma = [x, x + \Delta x] \times [y, y + \Delta y] \times [t, t + \Delta t]$ における相関値を表し、さらに

$$J_{DET}(x, y) \equiv S_{xx}S_{yy} - S_{xy}^2 \quad (7.14)$$

である。ここでは f_t は時系列画像 $f(x, y, \Delta T)$, $f(x, y, 2\Delta T)$, $f(x, y, 3\Delta T)$ 間の差分で置き換えられる。従って時間方向のサンプル数が3なので、(7.13) 式の相関は時間方向に対しても取られており、SN比の向上が図られている。時空間勾配法ではさらに2種類の自己評価量マップ— $J_{DET}(x, y)$ と

$$J_{ERR}(x, y) = \frac{(S_{xx} + S_{yy})(S_{tt} + v_x S_{xt} + v_y S_{yt})}{\Gamma J_{DET}} \quad (7.15)$$

も得られる。ただし Γ は Γ の面積を表す。 $J_{DET}(x, y)$ は動画像 $f(x, y, t)$ が Γ において十分な空間変動を有しているかどうかの目安を与え、 $J_{ERR}(x, y)$ は $v(x, y)$ の測定誤差分散の意味を持つ。

時空間勾配法で計測可能な速度の上限は、[81] に基づき以下のように見積もられる。

$$\begin{aligned} \sqrt{v_x^2 + v_y^2} &< \frac{2}{\Delta T} \left[E \left[\left(\frac{\partial f}{\partial p} \right)^2 \right] / E \left[\left(\frac{\partial^2 f}{\partial p^2} \right)^2 \right] \right]^{1/2} \\ &= \frac{2}{\Delta T} \left[\int k^2 \Phi(k, l) dk dl \right]^{1/2} \end{aligned} \quad (7.16)$$

ただし E は期待値、 (k, l) は空間周波数、 $\Phi(k, l)$ は画像のパワースペクトル密度、 p は次で定義される座標を表す。

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = (v_x^2 + v_y^2)^{-1/2} \begin{bmatrix} v_x & v_y \\ -v_y & v_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (7.17)$$

これより計測可能な速度の範囲はストロボ光間隔 ΔT に反比例することが分かる。 $\Phi(k, l)$ が白色の場合は上式は次のように簡単化される。

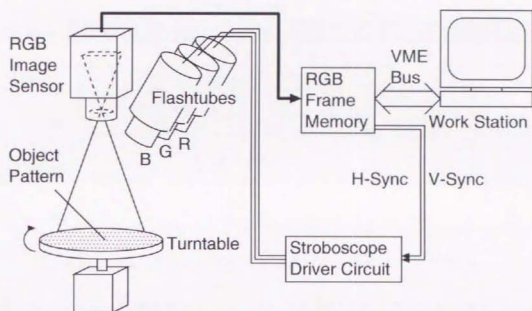
$$\sqrt{v_x^2 + v_y^2} < \frac{2}{\Delta T} \sqrt{\frac{5}{3}} \quad (\text{pixels/s}) \quad (7.18)$$

模様変化の滑らかな通常の画像では右辺はずっと大きい値となる。

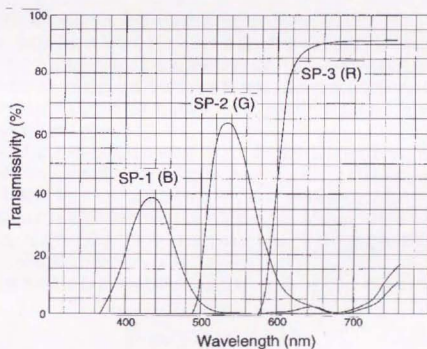
7.4 実験

7.4.1 計測システムの構成

まず高速運動する物体に対して本方法の有用性を検証する実験を行った。Fig. 7.3 に実験系を示す。対象は回転台上の白黒のランダム模様であり、回転速度が 90–1400rpm の間



(a)



(b)

Fig. 7.3. (a) 速度場センシングシステムの構成。(b) ストロボ管のカラーフィルタの分光透過特性 [87]。

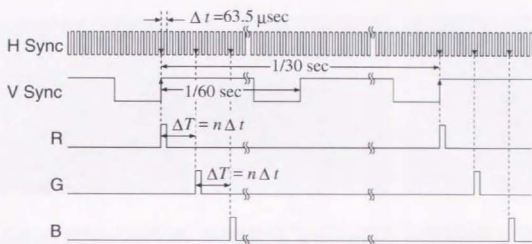


Fig. 7.4. ストロボ照明のトリガパルスのタイミング図。

で可変になっている。対象は各フレームにおいて3色のストロボ光で順に照らされ、RGB出力のCCDイメージセンサ (Sony XC-711) で撮像される。RGBフレームはフレームメモリ (Aval Data AVME-338 Type A) に取り込まれ、ワークステーション (Solbourne 5/601) 上で時系列画像への分離と速度場の抽出の処理が行われる。

XC-711はRGB垂直ストライプフィルタを用いた単板式CCDセンサなので、各RGB画像はそのままで水平方向に1/3画素ずつずれている。以降の実験結果ではこの位置ずれを修正するため、時系列分離の前に周波数空間において線形位相項の乗算を行っている。二板式や三板式CCDセンサでは計測の前に位置ずれがあるかどうかを調べておき、ずれがあれば補正するのがよい。

本実験のストロボ照明装置は3本のキセノン発光管からなり、各発光管はRGBいずれかの色フィルタを備えている。RGBフィルタには、 A が対角行列に近くなるようにスペクトル幅が小さく互いに重なる小さいもの (Fuji Filters SP-1-3 [87]) を使用した。発光間隔 ΔT は水平同期信号のパルス間隔 Δt ($= 63.5 \mu\text{s}$) の任意の整数倍、すなわち $\Delta T = n \Delta t$ のように設定できる (Fig. 7.4)。キセノン管の発光持続時間は実験で運動ぼけが生じない程度に十分小さいものであった。

以上の計測系および対象と同様の白い紙に対し、混合行列 A の逆行列は次のように定められた。

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} 189 & -54.5 & -17.8 \\ -6.73 & 138 & -1.91 \\ -2.11 & -28.9 & 161 \end{bmatrix} \times 10^{-4} \quad (7.19)$$

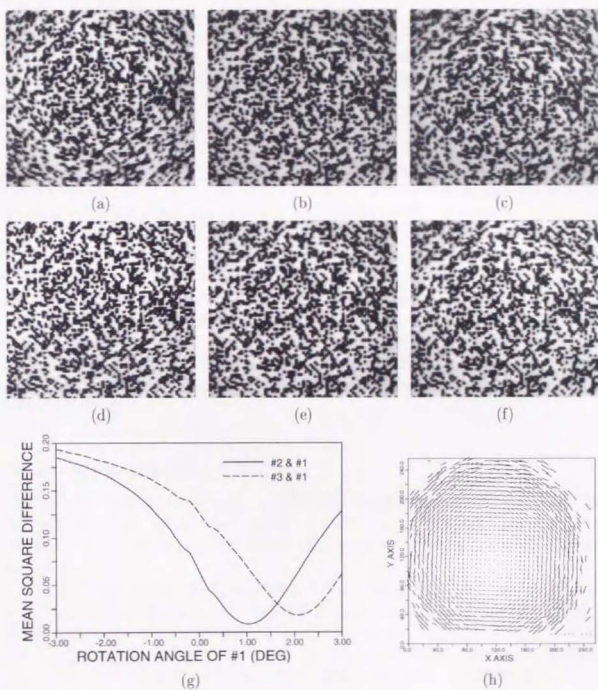


Fig. 7.5. (a)–(c) 対象のRGB画像。順に (a) R画像 $f_r(x, y)$ 、(b) G画像 $f_g(x, y)$ 、(c) B画像 $f_b(x, y)$ 。(d)–(f) RGB画像から分離された時系列画像。順に (d) $f_1(x, y)$ (R照明) (e) $f_2(x, y)$ (G照明) (f) $f_3(x, y)$ (B照明)。(g) f_1 の時計回り回転シフトに対する、2枚の画像の差 $f_1 - f_2$ (実線) および $f_1 - f_3$ (破線) の二乗平均。(h) 時系列画像から抽出された速度場。

7.4.2 実験結果

Fig. 7.5(a)-(c)は800-900 rpm (1フレームの回転量 $160-180^\circ$) で回転する対象の各RGB画像 (256×256 画素) を表す。各ストロボ発光の瞬間の像が多重に露光されている様子が分かる。発光と発光の間の変位量を十分小さくするため間隔を $\Delta T = 3\Delta t = 0.19$ ms とした。これにより発光間の回転変位量は約 1° になっている。

Fig. 7.5(d)-(f)にRGB画像から分離された時系列画像を示す。分離の精度を評価するため、(d)に回転変位を与えつつ(d)と(e)、(d)と(f)の間の平均二乗誤差を計算した(Fig. 7.5(g))。分離が不完全であれば2ないし3個の極小値が現れるはずであるが、いずれの組み合わせについても極小値は1つだけ生じており、分離の正確さとともに、極小の位置から回転角が 1.0° であるということが確かめられる。

Γ を 7×7 画素として求めた時系列画像の速度場を Fig. 7.5(h)に示す。誤差分散が閾値より小さい ($J_{ERR}(x, y) \leq 0.1 \text{ pixels}^2$) ベクトルのみを表示してある。速度場は実際の時計回りの回転とよく一致している。ベクトルが表示されている領域の一番外側では(半径120画素)発光間隔 ΔT の間の変位は $120 \times \pi / 180 = 2.1$ 画素になっているが、この値は(7.16)式の時空間勾配法の適用限界とよく一致している。違う方向を向いているベクトルは時系列への分離がうまくいっていないことによるものと考えられる。このようなことは対象表面の凹凸が激しかったり照明が強過ぎたり弱過ぎたりしている場合に起こり得るが、強度可変で空間的に一様な平行光を照射できる光軸共通のストロボ装置を使用すれば改善できる。

7.4.3 粒子画像流速測定への応用

提案した速度場計測法の応用として、高速の流れ場計測のための技術である粒子画像流速測定法(PIV) [24, 15, 16, 55, 54, 48] をシミュレートした。PIVでは、計測対象の流れはその中に含まれる粒子(seeding particle)にストロボ光を照射することによって可視化される。

シミュレーションでは、直径2mmの発泡スチロール粒子とACファンの入った黒い箱を用意し、その中の空気流について速度場を求めた。その他の計測系は前述の実験と同様である。Fig. 7.6(a)は発光間隔を $\Delta T = 7\Delta t = 0.445$ ms としたときの、発泡スチロール粒子のRGBフレームをグレイスケールで表示したものである。抽出された速度場は Fig. 7.6(b)に示されており、それぞれの粒子の運動に応じたベクトルが得られている。

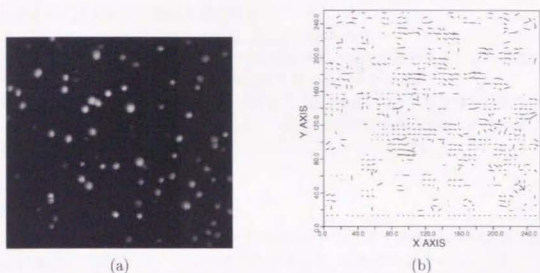


Fig. 7.6. (a) 発泡スチロール粒子のRGB画像のグレイスケール表示。(b) 抽出された速度場。

7.5 考察

7.5.1 他の方法との比較

提案した速度場計測法は、単色のストロボ照明や高いフレームレートを使用する従来の方法に対し、以下の点で優れている。

1) 各ストロボ光による像の容易な分離

これはRGB画素値と個々のストロボ光強度との対応が可逆行列 A を介して既知であるという性質による。これに対し単色のストロボ照明とイメージセンサでは、個々のストロボ光画像がどのように一枚の画像に畳み込まれているかという情報が全く得られないので、複雑なアルゴリズムを用いても個々の画像を分離するのは難しい。

2) 従来のハードウェアによる容易な実装

本方法でやや工夫を要する装置はせいぜい三色ストロボ照明であるが、これについても入手の容易な部品を組み合わせて構成できる。これに対し高いフレームレートを必要とする方法では、高速イメージセンサや高速フレームメモリなど特別仕様のハードウェアを用いなければならない。

7.5.2 測定レンジの自動調整

本方法の実用上重要な問題に、対象の速度に対する測定レンジのオンライン調整がある。本方法では発光間隔 ΔT の制御により調整が可能である。自己評価量マップ $J_{DET}(x, y)$, $J_{ERR}(x, y)$ を活用することにより、次のような手順で自動調整を行うことができる [80]。

1. 大きめの ΔT について測定を開始する。
2. 速度場 (v_x, v_y) とともに $J_{DET}(x, y)$, $J_{ERR}(x, y)$ を得る。
3. ある閾値 J_1 に対して $J_{DET}(x, y) > J_1$ を満たさない領域を除外する。この領域では空間変動が小さく、速度の推定値の信頼性が高くないからである。
4. 残りの領域について、ある閾値 J_2 に対して $J_{ERR}(x, y) > J_2$ 、すなわち誤差分散が大き過ぎると判定されたならば、 ΔT を小さくし、ステップ2に戻る。そうでなければ ΔT を大きくし、ステップ2に戻る。

7.5.3 本方法に適した応用例

提案した方法は適用可能な対象についての制約がある。まず対象は単色であり、混合行列 A の決定のため計測に先立ってアクセスできるものでなければならない。よって本方法は本来、単一流体の流れ場など組成の様な物体や、暗い背景中の既知のマーカに対して適している。

しかし単色のマーカの利用により多彩色の剛体も扱うことができるようになる。RGB フレームからマーカ領域を抽出しその速度場を計算することにより、剛体の運動についての部分的な情報を得ることができる。剛体では全体の運動を知るには部分的な情報で十分である。マーカ領域はマーカのRGB組成から特定できる。この組成はマーカについて求められた A の縦ベクトル同士の和の比に他ならない。

本方法に適したマーカには、例えばランダム模様を境界線で囲った白色のパッチのようなものがあるだろう。この境界線が十分な幅を持てば、一連のストロボ光照射ののちには境界線自身が折り重なって、RGB フレーム内に既知のRGB組成の領域を形成する。特定された境界線を手がかりとしてマーカの模様領域を切り出すことにより、速度場が計算できる。

第2の制約には、対象表面の反射率分布 $f(x, y, t)$ の方向依存性が小さくなければならないということがある。これは表面についての、1) 陰影が生じないほどの十分な平坦性、2) 模様の平行移動以外に $f(x, y, t)$ が変化しない非鏡面反射性、を意味する。しかしこれらの要請は実際には厳しいものではない。時空間勾配法適用のため3枚の時系列画像間の相対変位は小さく抑えられ、これらの条件はほぼ満足されるからである。凹凸の激しい対象に対して陰影の影響を軽減するには、ストロボ照明の3つ組のセットを複数個用意して対象を複数の方向から照らすという方法があるであろう。

7.6 まとめ

時間分解能の高い速度場センシングを時間軸情報と能動性の利用により CCD イメージセンサ上で実現する方法として、三色ストロボ照明とRGB イメージセンサを用いた速度場計測法を提案した。本方法の特色は、3色のストロボ光により多重露光された運動物体

のRGBフレームから、移動量の少ない時系列画像が容易に分離できるところにある。本方法では高速なフレームメモリなどの特別仕様のハードウェアを必要としない。実験により、高速運動する物体について時系列画像を正しく分離し、速度場を精度良く求めることができた。

本方法は単色、平らで非鏡面の対象に適しているが、マーカの利用や複数方向からの照明などの工夫などにより他の対象にも応用が可能である。また発光間隔を対象の速度に自動調整できるシステムへと発展させることもできる。

第8章 結論

本論文は、時間軸情報と能動性を利用する新しい画像センシングの方法を、デバイス製作と応用の両面から実現することを目指したものである。

第1章ではまず時間軸情報と能動性を利用する画像センシング法の概念を述べた。本方法の基本構造は、抽出したい空間情報を1) 能動性による時間軸方向への変調、2) 時間相関による復調、の2段階によって取り出すというものである。この構造は、従来から主として三次元画像センシングにおいて用いられている能動性という要素と、画像センシングでは運動検出において導入される程度であった時間軸という要素を空間情報の変調という概念で結び付け、さらに時間相関という復調検出構造を導入することにより、相関計測を画像センシングにおいて実現しようとするものであり、時間相関の性質を生かした高精度センシングを可能にする。続いてこの方法を実現するためのデバイスとして提案されている時間相関型イメージセンサの構造と特色を述べた。これは撮像と同時に時間相関を生成しフレームレートで出力するイメージセンサであり、時間軸情報と能動性を利用する画像センシングの特徴をそのまま受け継いでいるほか、高帯域情報の獲得、センサレベルの実時間処理という特色を有する。このような新しい画像センシングの体系について、1) 時間相関型イメージセンサの集積化、および2) 時間軸情報と能動性を利用する画像センシングの具体的応用、を実現することが本論文の目的であることを本章の最後に述べる。

第I部では時間軸情報と能動性を利用する画像センシングをデバイス面から実現する試みとして、時間相関型イメージセンサのCMOSプロセスによる集積化への取り組みを扱った。まず第2章では、VDECのモトローラプロセスを利用した試作状況とその評価実験の結果を述べた。拡大ソース・拡大ドレイン構造の画素セルを提案し、実際に試作したチップにおいて時間相関がほぼ実現されていることを確認した。第3章ではこの試作結果に基づき、問題点を改善するとともにさらなる性能向上と高集積化を目指し、NELおよびモトローラプロセスによる試作とその評価実験を行った。試作した 16×16 画素と 64×64 画素のセンサチップについては、現在までに時間相関が生成されていることを窺わせる実験結果が得られている。

第II部では時間軸情報と能動性を利用する画像センシングの具体的応用例を提案した。第4章ではセンサレベルにおける画像処理法として固視微動型センシング法を提案した。その特色は、時間相関型イメージセンサと像の振動を用いることにより空間相関を時間相関として実現するところにある。具体例として焦点距離振動・回転振動と振動波形およびその高調波とを利用する複素対数特徴抽出法を提案し、従来の画像処理アルゴリズムに対して精度が向上することを示した。また固視微動型センシングのための振動走査鏡を提案

し、個別素子版の時間相関型イメージセンサを用いた実験において実時間エッジ抽出・テンプレートマッチングを実現した。第5章では固視微動型特徴抽出法の可能性を明らかにする目的で、時間相関型イメージセンサの出力である円走査信号のフーリエ展開係数とその展開基底関数が実際の局所明暗変動のどのような記述量になっているのかを考察した。各次数のフーリエ展開係数が走査半径0の極限で同じ次数の明暗微係数の線形和になっていること、また級数展開が回転対称パターンあるいは一次元的変動パターンへの分解になっていることを示した。本特徴抽出法の可能性を明らかにするには、Zernike モーメントとの対応などについてさらに詳しく調べる必要がある。

第6章と第7章では汎用の CCD イメージセンサ利用の制約の下で時間軸情報と能動性を利用するセンシングの可能性を追求した。まず第6章では三次元形状計測法として、任意曲面のきず検査のための画像センシング法を提案した。その特色は、垂直走査型照明と対象の微小変位を時空間勾配法と組み合わせることにより、対象の凹凸勾配マップ、対数反射率勾配マップを分離して高精度に検出する仕組みにある。凹凸については数十 μm 程度のきず検出を確認した。一方第7章は高速現象の計測法として、三色ストロボ照明と RGB イメージセンサを用いる速度場センシング法を提案した。その特色は、微小変位量の時系列画像を三色のストロボ照明により RGB 画像に異なる荷重で写像することによって、時系列画像の分離が RGB ベクトルに対する逆行列演算として容易に実行されることにある。高速運動する対象を用いた実験により、時系列画像の分離と速度場の抽出が正確に行われることを示した。

謝辞

本論文は東京大学大学院工学系研究科計数工学専攻において、University of California, Davis 校への留学の1年（1995-6）をはさむ1993年から1998年まで6年の間、安藤繁教授のご指導の下で行ってきた研究をまとめたものであります。本論文の土台になっているのは、安藤先生の提唱される「場と一体となったセンシング構造」の追求、すなわちセンシングというプロセスそのものをセンシング物理量の情報伝達の場ととらえ、その構造を最適化することによって優れたセンシングを実現するというコンセプトであり、本論文はその最適化のための定石として安藤先生が力説されている相関計測、直交計測、微分計測の考え方を画像・視覚センシングを通じて一つの具体形にしたものであります。己れの浅学・未熟さのため、本論文の研究テーマについては今もって自分なりに消化できていない部分がありますが、今後はこの研究を通じて身につけた物の見方や考え方、知識、技術を生かし、学問・技術の分野の発展に少しでも貢献していきたいと考えております。

本論文のほとんどの部分は安藤先生に負うものであります。安藤先生から教わったものには技術的なものも数多くありますが、それよりも先生には研究に対する取り組み方を通じて研究の厳しさを教えて頂きました。大学院進学となり初めてこの研究室を訪れたときから今日に至るまで、輪講や発表の場に限らず日頃の研究活動の一つ一つに至るまで己れの研究に対する姿勢が現れ、絶えずそれが問われているということを常に感じてきました。そして価値ある研究がまず問題意識に基づく深い洞察から生まれること、その研究が価値あるものとなるためには、その価値が明確になるところに位置付けし、その大きな目標を見失うことなく真直ぐ歩んでいかなければならないということを学びました。安藤先生の持っておられる研究への情熱、視点の多様さ、センスの良さ、技術の確かさには今現在に至るまで及ぶべくもありませんが、先生に少しでも近付けるよう努力することで世の中に貢献できればせめてもの恩返しになるのではないかと思います。

大学院に進学してこのような研究をするきっかけを与えて下さったのは山崎弘郎名誉教授（現横河電機）であります。山崎先生には「計測制御機器論」という講義を通じて計測工学の面白さや奥の深さを垣間見せて頂きました。その強い影響で東京大学工学部計数工学科の卒業論文では山崎先生の最後の卒論生とならせて頂き、ご多忙の中熱心にご指導を仰ぎました。山崎先生がおられなかったら今頃はきっと違う道を歩んでいたことでしょう。

大学院進学後安藤研で画像・視覚センシングを選ぶことになったのには卒業論文のテーマが大きく影響しています。卒論では当時山崎研助手の高橋弘太氏（現電気通信大学助教

授)に直接ご指導頂きながら視聴覚融合センサの研究を行い、画像センシングの難しさとそれと対照的に人間の視覚機能の優秀さを実感しました。また当時は電子回路について全くど素人でありましたが、高橋さんのお蔭で回路製作の基礎を培うことができました。正月返上でひたすら回路製作に取り組んだことが現在でも安藤研で電子回路を扱うようになった基礎となっているをしみじみ感じます。

安藤研の6年間では安藤先生以外にも様々な方のご指導を仰ぎました。

前助手の篠田裕之氏(現東京農工大学助教授)には修士時代の2年間お世話になりました。安藤先生の研究に対する厳しい姿勢とは対照的に、独特の柔軟な視点や感覚で独自の分野を切り拓いていかれたのが強く印象に残っており、彼の研究スタイルは安藤先生と並んで一つの憧れとなっています。

現助手の安部素嗣氏とは、大学院進学以来現在に至るまで安藤研の中で最も長い付き合いをさせて頂きました。人の入れ替わりの激しい研究室の中にあっても最も近い世代で残っているのはいつしか安部さんだけになってしまい、特に助手になられてからは研究から私生活に至るまであらゆる面での、ほとんど唯一と言ってもいい相談相手となって頂きました。安部さんとは奇しくも今年同時に博士論文を提出することになりましたが、論文執筆に際してのプレッシャー、研究生活における自己の存在意義に対する不安、人生における様々な悩みなどを分かち合ってくれたことがどれほど心強く感じられたか分かりません。

日産自動車のKraisorn Throngnumchai氏には、イメージセンサの設計から評価に至るまで貴重なご助言を下さただけでなく、仕事にもかかわらずチップのワイヤボンディングをすべてやって頂くなど、VLSIチップの製作に関して全くの初心者だった我々に対し辛抱強くご支援下さいました。また三共の西村正利氏にもイメージセンサの設計に関して数々のご助言を頂きました。

UC Davisへの留学に際しては国際交流室の小川敏恵さんにお世話になりました。留学先でまたま受けたCMOS回路の講義やロボットビジョンのレポート課題で調べたシリコン網膜の知識が、帰国後に時間相関型イメージセンサの研究においてこれほど意味を持ってくるとは全く予想だにしませんでした。

総合試験所の高橋ツタ女史、現在でも安藤研の輪講に参加されている電気通信大学講師の西一樹氏、入学同期ながら1年早く安藤研に入った森本直樹君(現ソニー)、現博士課程1年の小野順貴君、その他の安藤研の卒業生、研究生の方々にも多かれ少なかれお世話になりました。

また本論文の審査委員となって頂いた先生方をはじめ、これまでご指導頂いた計数工科学科教員の先生方にも感謝を申し上げます。

最後になりますが、もうすぐ30歳になるというのにもかかわらずここまで学生生活を続けてきた私を温かく見守って下さった私の両親に感謝を捧げます。

参考文献

- [1] S. Ando. "An autonomous three-dimensional vision sensor with ears". *Trans. IEICE*, Vol. E78-D, No. 12, pp. 1621-1629, 1995.
- [2] S. Ando, T. Nakamura, and T. Sakaguchi. "Ultrafast correlation image sensor: concept, design, and applications". In *Proc. IEEE Workshop on CCD and Advanced Image Sensors*, Bruges, Belgium, 1997.
- [3] S. Ando, T. Nakamura, and T. Sakaguchi. "Ultrafast correlation image sensor: concept, design, and applications". In *Proc. Transducers '97*, Vol. 1, pp. 307-310, Chicago, IL, USA, 1997.
- [4] A.G. Andreou. "Analog VLSI neuromorphic systems". In *Proc. IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems*, Vol. 2, pp. 1471-1474, Chicago, IL, USA, 1993.
- [5] A.G. Andreou and K.A. Boahen. "A 48,000 pixel, 590,000 transistor silicon retina in current-mode threshold CMOS". In *Proc. 37th Midwest Symp. on Circuits and Systems*, Vol. 1, pp. 97-102, Lafayette, LA, USA, 1994.
- [6] A.G. Andreou, K.A. Boahen, P.O. Pouliquen, A. Pavasović, R.E. Jenkins, and K. Strohhahn. "Current-mode subthreshold MOS circuits for analog VLSI neural systems". *IEEE Trans. Neural Networks*, Vol. 2, No. 2, pp. 205-213, 1991.
- [7] A.G. Andreou, R.C. Meitzler, K. Strohhahn, and K.A. Boahen. "Analog VLSI neuromorphic image acquisition and pre-processing systems". *Neural Networks*, Vol. 8, No. 7-8, pp. 1323-1347, 1995.
- [8] A.G. Andreou, K. Strohhahn, and R.E. Jenkins. "Silicon retina for motion computation". In *Proc. IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems*, Vol. 3, pp. 1373-1376, Singapore, Singapore, 1991.
- [9] A. Åström, R. Forchheimer, and J.-E. Eklund. "Global feature extraction operations for near-sensor image processing". *IEEE Trans. Image Processing*, Vol. 5, No. 1, pp. 102-110, 1996.

- [10] C.H. Aw and B.A. Wooley. "A 128×128 -pixel standard-CMOS image sensor with electronic shutter". *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 31, No. 12, pp. 1922-1930, 1996.
- [11] P.R. Beaudet. "Time and space multiplexing focal plane convolvers". In *Proc. SPIE*, Vol. 1071, pp. 90-98, 1989.
- [12] A.B. Bhatia and E. Wolf. "On the circle polynomials of Zernike and related orthogonal sets". *Proc. Cambridge Philos. Soc.*, Vol. 50, pp. 40-48, 1954.
- [13] M. Born and E. Wolf. *Principles of Optics*, chapter 9. Pergamon Press, 5 edition, 1975.
- [14] C. Cafforio and F. Rocca. "Methods for measuring small displacement of television images". *IEEE Trans. Information Theory*, Vol. 22, No. 5, pp. 573-579, 1976.
- [15] Y.-C. Cho. "Digital image velocimetry". *Appl. Optics*, Vol. 28, No. 4, pp. 740-749, 1989.
- [16] Y.-C. Cho and H. Park. "Instantaneous velocity field measurement of objects in coaxial rotation using digital image velocimetry". In *Proc. SPIE*, Vol. 1346, pp. 160-171, 1990.
- [17] T. Delbrück. "Silicon retina with correlation-based velocity-tuned pixels". *IEEE Trans. Neural Networks*, Vol. 4, No. 3, pp. 529-541, 1993.
- [18] R. Etienne-Cummings, J. Van der Spiegel, C. Donham, S. Fernando, R. Hathaway, P. Mueller, and D. Blackman. "A general purpose analog neural computer and a silicon retina for real time target acquisition and tracking". In *Proc. CAMP'93*, pp. 48-57, 1993.
- [19] R. Etienne-Cummings, S. Fernando, N. Takahashi, V. Shtonov, J. Van der Spiegel, and P. Mueller. "A new temporal domain optical flow measurement technique for focal plane VLSI implementation". In *Proc. CAMP'93*, pp. 241-250, 1993.
- [20] R. Etienne-Cummings, S.A. Fernando, J. Van der Spiegel, and P. Mueller. "Real-time 2-D analog motion detector VLSI circuit". In *Int. Joint Conf. Neural Networks*, Vol. IV, pp. 426-431, Baltimore, MD, USA, 1992.
- [21] R. Etienne-Cummings, P. Longo, J. Van der Spiegel, and P. Mueller. "Real-time visual target tracking: two implementations of velocity based smooth pursuit". In *Proc. SPIE*, Vol. 2488, pp. 297-308, 1995.

- [22] E.R. Fossum. "CMOS image sensors: electronic camera-on-a-chip". *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 44, No. 10, pp. 1689-1698, 1997.
- [23] E. Funatsu, Y. Nitta, Y. Miyake, T. Toyoda, J. Ohta, and K. Kyuma. "An artificial retina chip with current-mode focal plane image processing functions". *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 44, No. 10, pp. 1777-1782, 1997.
- [24] I. Grant. "Particle image velocimetry: a review". *Proc. Instrum. Mech. Eng., Part C*, Vol. 221, No. 1, pp. 55-76, 1997.
- [25] P.R. Gray and R.G. Meyer. *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. John Wiley & Sons, third edition, 1993.
- [26] A. Gruss, L.R. Carley, and T. Kanade. "Integrated sensor and range-finding analog signal processor". *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 26, No. 3, pp. 184-191, 1991.
- [27] E.L. Hall. *Computer Image Processing and Recognition*, chapter 2. Academic Press, 1979.
- [28] B.K.P. Horn. *Robot Vision*. MIT Press, 1986.
- [29] B.K.P. Horn and B.G. Schunck. "Determining optical flow". *Artificial Intelligence*, Vol. 17, pp. 185-203, 1981.
- [30] David H. Hubel. *Eye, Brain, and Vision*. Scientific American Library, 1988.
- [31] R.A. Jarvis. "A perspective of range finding techniques for computer vision". *IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Intelligence*, Vol. 5, No. 2, pp. 122-139, 1983.
- [32] A. Khotanadz and Y.H. Hong. "Invariant image recognition by Zernike moments". *Trans. IEEE Pattern Anal. Machine Intell.*, Vol. 12, No. 5, pp. 489-497, 1990.
- [33] A. Kimachi, R. Imaizumi, and S. Ando. "Intelligent image sensor with a vibratory mirror mimicking involuntary eye movement". In *Tech. Digest of 16th Sensor Symp.*, pp. 171-176, Kawasaki, Japan, 1998.
- [34] A. Kimachi, Y.-W. Yao, and S. Ando. "Ultrafast velocity field sensing system using trichrome stroboscope and color TV camera". In *Tech. Digest of 15th Sensor Symp.*, pp. 283-286, Kawasaki, Japan, 1997.
- [35] A. Kimachi, Y.-W. Yao, and S. Ando. "Velocity field sensing system using trichrome stroboscope and color TV camera". *J. IEEJ*, Vol. 119-E, No. 1, pp. 20-26, 1999.

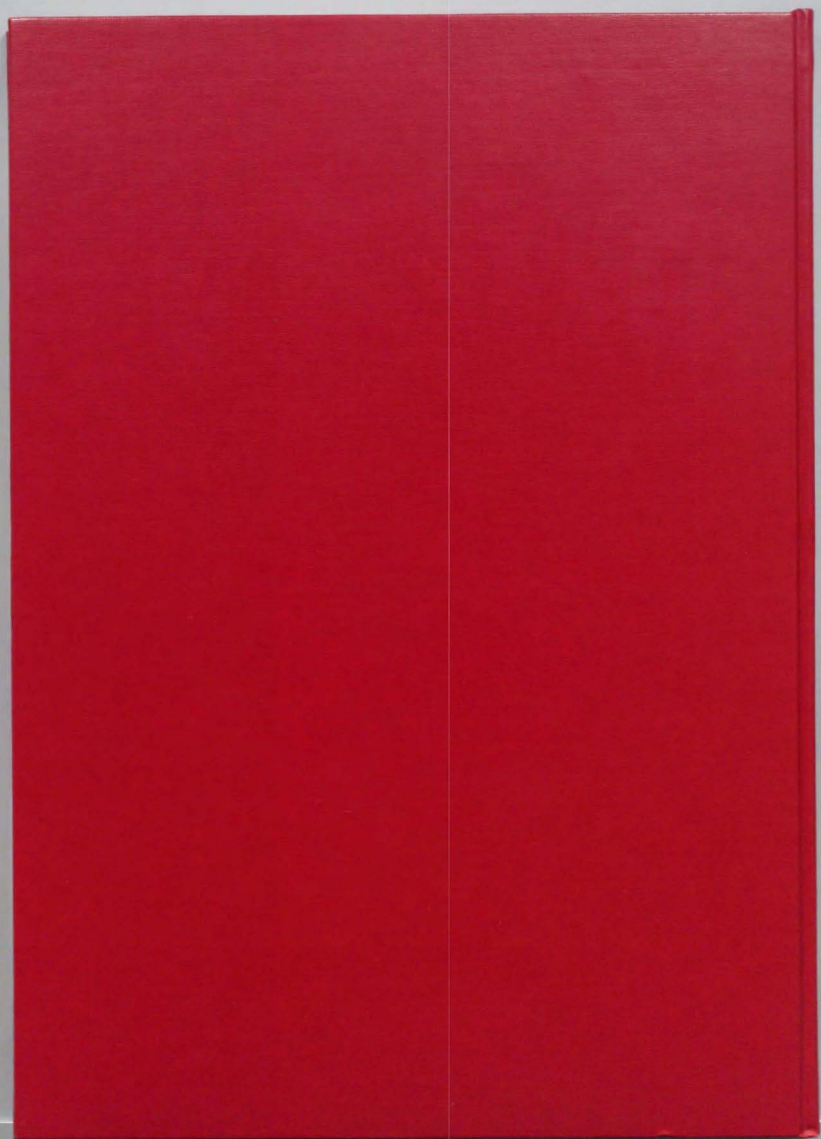
- [36] B.D. Lucas and T. Kanade. "An iterative image registration techniques with an application to stereo vision". In *Proc. IJCAI-81*, pp. 674-679, 1979.
- [37] J.-B. Martens. "Local orientation analysis in images by means of the Hermite transform". *Trans. IEEE Image Processing*, Vol. 6, No. 8, pp. 1103-1117, 1997.
- [38] C. Mead. *Analog VLSI and Neural Systems*. Addison-Wesley, 1989.
- [39] D.M. Meadows. "Generation of surface contours by Moiré patterns". *Applied Optics*, Vol. 9, pp. 942-947, 1970.
- [40] R.C. Meitzler, K. Strohbehn, and A.G. Andreou. "A silicon retina for 2-D position and motion computation". In *Proc. IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems*, Vol. 3, pp. 2096-2099, Seattle, WA, USA, 1995.
- [41] S. Mendis, S.E. Kemeny, and E.R. Fossum. "CMOS active pixel image sensor". *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 41, No. 3, pp. 452-453, 1994.
- [42] S.K. Mendis, S.E. Kemeny, R.C. Gee, B. Pain, C.O. Staller, Q. Kim, and E.R. Fossum. "CMOS active pixel image sensors for high integrated imaging systems". *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 32, No. 2, pp. 187-197, 1997.
- [43] J. Nakamura, S.E. Kemeny, and E.R. Fossum. "CMOS active pixel image sensor with simple floating gate pixels". *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 42, No. 9, pp. 1693-1694, 1995.
- [44] J. Nakamura, B. Pain, T. Nomoto, T. Nakamura, and E.R. Fossum. "On-focal-plane signal processing for current-mode active pixel sensors". *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 44, No. 10, pp. 1747-1758, 1997.
- [45] R.H. Nixon, S.E. Kemeny, B. Pain, C.O. Staller, and E.R. Fossum. "256×256 CMOS active pixel sensor camera-on-a-chip". *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 31, No. 12, pp. 2046-2050, 1996.
- [46] F. Pardo, B. Dierickx, and D. Scheffer. "CMOS foveated image sensor: signal scaling and small geometry effects". *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 44, No. 10, pp. 1731-1737, 1997.
- [47] W.K. Pratt. *Digital Image Processing*. John Wiley & Sons, 1978.
- [48] M. Raffel, J. Kompenhans, B. Stasicki, B. Bretthauer, and G.E.A. Meier. "Velocity measurement of compressible air flows utilizing a high-speed video camera". *Exp. in Fluids*, Vol. 18, No. 3, pp. 204-206, 1995.

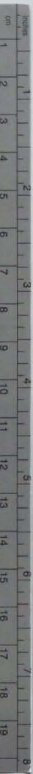
- [49] T. Sakaguchi, T. Nakamura, and S. Ando. "Ultrafast correlation image sensor: fabrication and experiments with 8×8 pixels model". In *Tech. Digest of 15th Sensor Symp.*, pp. 111-114, Kawasaki, Japan, 1997.
- [50] P. Seitz, T. Spirig, O. Vietze, and K. Engelhardt. "Smart sensing using custom photo-application-specific integrated circuits and charge-coupled device technology". *Opt. Eng.*, Vol. 34, No. 8, pp. 2299-2308, 1995.
- [51] C.-H. Teh and R.T. Chin. "On image analysis by the methods of moments". *Trans. IEEE Pattern Anal. Machine Intell.*, Vol. 10, No. 4, pp. 496-513, 1988.
- [52] S.C. Verrall and R. Kakarala. "Disk-harmonic coefficients for invariant pattern recognition". *J. Opt. Soc. Am.*, Vol. 15, No. 2, pp. 389-401, 1998.
- [53] A. Wallin and O. Kübler. "Complete sets of complex Zernike moment invariants and the role of pseudoinvariants". *Trans. IEEE Pattern Anal. Machine Intell.*, Vol. 17, No. 11, pp. 1106-1110, 1995.
- [54] C. Willert, B. Stasicki, M. Raffel, and J. Kompenhans. "A digital video camera for application of particle image velocimetry in high-speed flows". In *Proc. SPIE*, Vol. 2546, pp. 124-134, 1995.
- [55] C.E. Willert and M. Gharib. "Digital particle image velocimetry". *Exp. in Fluids*, Vol. 10, No. 4, pp. 181-193, 1991.
- [56] R. Wodnicki, G.W. Roberts, and M.D. Levine. "A foveated image sensor in standard CMOS technology". In *Proc. IEEE 1995 Custom Integrated Circuits Conf.*, pp. 357-360, Santa Clara, CA, USA, 1995.
- [57] R. Wodnicki, G.W. Roberts, and M.D. Levine. "A log-polar image sensor fabricated in a standard $1.2\text{-}\mu\text{m}$ ASIC CMOS process". *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 32, No. 8, pp. 1274-1277, 1997.
- [58] C.-Y. Wu and C.-F. Chiu. "A new structure of the 2-D silicon retina". *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 30, No. 8, pp. 890-897, 1995.
- [59] Y.-W. Yao and S. Ando. "The use of trichrome stroboscope and TV camera for high speed image velocity measurement". In *Proc. 32nd Conf. Soc. Instrum. Control Eng.*, pp. 281-282, Kanazawa, Japan, 1993.
- [60] 小川一哉. 超高速時間相関検出型イメージセンサの研究. 卒業論文, 東京大学工学部計数工学科, 1997.

- [61] 小川一哉, 奥田耕平, 坂口隆明, 安藤繁. “超高速時間相関型イメージセンサ: 試作と検証実験”. 第36回計測自動制御学会学術講演会予稿集, pp. 895-896, 徳島大学, 1997.
- [62] 中坊嘉宏, 石井抱, 石川正俊. “超並列・超高速ビジョンシステムを用いたビジュアルフィードバック”. 電気学会E部門総合研究会資料, pp. 445-454, 東京工業大学, 1996.
- [63] 田崎京二, 大山正, 樋渡 洵二編. 視覚情報処理, 第3章, 朝倉書店, 1979.
- [64] 来海晩, 大沼高幸, 安藤繁. “任意曲面のきず検査のための画像センシングシステム”. 電気学会センサシステム応用研究会, pp. SSA-395-403, 東京工業大学, 1996.
- [65] 来海晩, 大沼高幸, 安藤繁. “任意曲面のきず検査のための画像センシングシステム”. 電気学会論文誌, Vol. 117-E, No. 4, pp. 215-221, 1997.
- [66] 来海晩, 安藤繁. “固視微動を利用したセンサレベルの画像特徴抽出”. 第9回「外観検査の自動化」ワークショップ, pp. 1-6, 工学院大学, 1997.
- [67] 来海晩, 安藤繁. “固視微動を利用したセンサレベルの画像特徴抽出”. 電気学会E部門総合研究会資料, pp. SSA-43-48, 早稲田大学理工学部, 1997.
- [68] 来海晩, 姚幼武, 安藤繁. “時間差三色ストロボ照明を用いた実時間速度場計測法”. 電気学会全国大会講演論文集, 第3巻, pp. 297-298, 同志社大学理工学部, 1997.
- [69] 来海晩, 坂口隆明, 今井亮子, 安藤繁. “時間相関型イメージセンサ: CMOS画素構造の提案とVDECによる試作”. 電気学会論文誌, Vol. 119-E, No. 4, 1999. (査読中).
- [70] 小室孝, 鈴木伸介, 坂口隆明, 石川正俊. “プログラマブルな超高速ビジョンチップの設計および試作”. 電気学会E部門総合研究会資料, pp. 465-474, 東京工業大学, 1996.
- [71] 奥田耕平. 超高速時間相関検出型イメージセンサの研究. 卒業論文, 東京大学工学部計数工学科, 1997.
- [72] 針生尚. 光エレクトロニクスデバイス, 第3章, 電子・情報工学講座10. 培風館, 1990.
- [73] 井口征士. “広がりを見せる3次元計測技術”. 計測と制御, Vol. 31, No. 9, pp. 968-974, 1992.
- [74] 井口征士, 佐藤宏介. 三次元画像計測. 昭晃堂, 1990.
- [75] 相澤清晴. “画素並列/列並列構成による動画像圧縮イメージセンサ”. 電気学会E部門総合研究会資料, pp. 435-443, 東京工業大学, 1996.
- [76] 中村拓哉. 超高速時間相関検出型イメージセンサの研究. 修士論文, 東京大学大学院工学系研究科計数工学専攻, 1997.

- [77] 福田忠彦, 生体情報システム論, 第3章, 産業図書, 1995.
- [78] 福田忠彦, 生体情報論, 第9-10章, 朝倉書店, 1997.
- [79] 討論会, “画像センシングの今日的課題と展望”, 映像情報, Vol. 28, No. 3, pp. 22-44, 1996.
- [80] 安藤繁, “画像の時空間微分法を用いた速度ベクトル分布計測システム”, 計測自動制御学会論文集, Vol. 22, No. 12, pp. 88-94, 1986.
- [81] 安藤繁, “ステレオ画像の微分恒等式を用いた形状再現システム—並列形アルゴリズムとその実験の評価”, 計測自動制御学会論文集, Vol. 23, No. 4, pp. 319-325, 1987.
- [82] 安藤繁, “両眼強度差を検出する微分両眼立体視法とその光沢知覚への応用”, 計測自動制御学会論文集, Vol. 23, No. 6, pp. 619-624, 1987.
- [83] 安藤繁, “動的な三次元累積合成機構を有する微分両眼視法”, 計測自動制御学会論文集, Vol. 24, No. 6, pp. 628-634, 1988.
- [84] 安藤繁, 中村拓哉, 坂口隆明, 超高速時間相関検出型イメージセンサ, 電気学会E部門総合研究会資料, pp. 429-434, 1996.
- [85] 安藤繁, 篠田裕之, 小川勝也, 光山訓, “場の時空間勾配に基づく3次元音源定位システム”, 計測自動制御学会論文集, Vol. 29, No. 5, pp. 520-525, 1993.
- [86] 森口繁一, 宇田川カネ久, 一松信, 数学公式II, 岩波書店, 1957.
- [87] 富士写真フイルム株式会社, *Fuji Filter*, 1984.
- [88] 石井抱, 石川正俊, “超高速ビジョンのための2値画像処理アルゴリズム”, 電気学会E部門総合研究会資料, pp. 455-464, 東京工業大学, 1996.
- [89] 谷田貝豊彦, 応用光学 光計測入門, 丸善, 1988.
- [90] 山田裕久, 安藤繁, “アナログ電子回路運動センサ”, 計測自動制御学会論文集, Vol. 27, No. 7, pp. 729-734, 1991.
- [91] 流れの可視化学会(編), 流れの可視化ハンドブック, 第12章, 朝倉書店, 第2版, 1986.
- [92] 坂口隆明, 超高速時間相関検出型イメージセンサの実現と応用に関する研究, 修士論文, 東京大学大学院工学系研究科計数工学専攻, 1998.
- [93] 今泉竜一, 時間相関型イメージセンサを用いた能動的特徴抽出, 卒業論文, 東京大学工学部計数工学科, 1998.

- [94] 今井亮子, 坂口隆明, 来海暁, 安藤繁. “超高速時間相関検出型イメージセンサ：マルチチップサービスを利用した試作と評価実験”. 電気学会 E 部門総合研究会資料, pp. SSA-13-18, 東京農工大学, 1998.





Kodak Color Control Patches

© Kodak, 2007 TM-Kodak

Blue

Cyan

Green

Yellow

Red

Magenta

White

3/Color

Black



Kodak Gray Scale



© Kodak, 2007 TM-Kodak

A

1

2

3

4

5

6

M

8

9

10

11

12

13

14

15

B

17

18

19

