

デジタルビジョンチップのためのソフトウェア A-D 変換手法

Software A-D Conversion Method for Digital Vision Chips

学生会員 鏡 慎吾[†], 正会員 小室 孝^{††}, 藤村 英範[†], 石川 正俊^{††}

Shingo Kagami[†], Takashi Komuro^{††}, Hidenori Fujimura[†] and Masatoshi Ishikawa^{††}

Abstract A pixel-level analog-to-digital (A-D) conversion method suitable for digital vision chips is proposed. In this method, each quantization boundary is compared by determining whether the signal level integrated for a certain time has reached a certain voltage, where both the time and voltage are properly controlled by software for each boundary. We derive an algorithm to generate an optimal controlling schedule to realize an arbitrary A-D conversion scale subject to the condition that noise is minimized. Experimental results have shown that images with given A-D characteristics can be obtained with low noise.

キーワード: CMOS イメージセンサ, 画素レベル A-D 変換, ダイナミックレンジ, 高速視覚, 実時間処理

1. ま え が き

高速かつ汎用の視覚処理を実現するものとして、画素内にデジタル回路で構成された処理要素 (PE) を光検出器 (PD) とともに集積する CMOS イメージセンサの研究が注目されている^{1) - 3)}。ここではこのようなセンサをデジタルビジョンチップと呼ぶ。これらデジタルビジョンチップでは、撮像面における高速な視覚処理をプログラマブルに行うことができる。

画素内でデジタル処理を行うこれらのビジョンチップでは、画素レベル A-D 変換⁴⁾ は必須の技術である。特に、ビジョンチップの特長である高速性を損なわず、また貴重な資源である画素内メモリーを効率的に利用できるためには、単に高精度の変換を行えるだけでなく、必要充分な情報を A-D 変換の時点で効率的に抽出できることが望ましい。

一方で、各画素ごとにプログラマブルな PE を内蔵するというデジタルビジョンチップの構造は、PD の動作を直接ソフトウェアで制御することを可能とするものである。

この利点を積極的に活用することで、A-D 変換の特性を自由に制御することができれば、状況や目的に応じた柔軟な視覚処理を効果的に実現できるようになると期待できる。

そこで本論文では、PD の動作をソフトウェアで制御することにより、広いダイナミックレンジから任意に選んだ量子化間隔での A-D 変換をプログラマブルに実現する手法を提案する。提案手法では、ある時間だけ光電流を蓄積した際の信号レベルが、ある参照電位に達しているかどうかを判定することで、量子化の各境界値との比較を行う。それぞれの境界値に対して、この「時間」と「参照電位」の両者を適切に制御することで、与えられた量子化間隔を、ノイズの影響を最小化する条件のもとで実現する。

以下では、2 節で関連研究について述べた後、3 節で画素回路の構造を述べ、A-D 変換を行うための基本的な動作を示す。続いて 4 節では、これを制御するためのパラメータを決定するアルゴリズムを提案する。5.1 節で提案手法の原理を確認する基礎実験の結果を述べ、5.2 節で実際の適用例を示す。

2. 関 連 研 究

画素レベル A-D 変換は、CMOS イメージセンサの分野において、近年盛んに研究されている。その研究の主な動機は、高画質化や高機能化、低消費電力化などにあり⁴⁾、さまざまな方式が提案されている^{2)5) - 8)}。

これらのうち、外部から与える制御信号の調節によって A-D 変換の量子化間隔を変更できることを指摘しているものとして、Yang らのビットシリアル A-D 変換回路⁵⁾

2002 年 3 月 7 日, 電子情報通信学会集積回路研究会で発表
2002 年 7 月 30 日受付, 2002 年 12 月 2 日再受付, 2003 年 1 月 10 日採録
† 東京大学 大学院工学系研究科 計数工学専攻
(〒113-8656 文京区本郷 7-3-1, TEL 03-5841-6937)
†† 東京大学 大学院情報理工学系研究科 システム情報学専攻
(〒113-8656 文京区本郷 7-3-1, TEL 03-5841-6937)
† Department of Mathematical Engineering and Information Physics, Graduate School of Engineering, University of Tokyo
(7-3-1 Hongo, Bunkyo-ku, Tokyo 113-8656, Japan)
†† Department of Information Physics and Computing, Graduate School of Information Science and Technology, University of Tokyo
(7-3-1 Hongo, Bunkyo-ku, Tokyo 113-8656, Japan)

と, Forchheimer と Åström によるデジタルビジョンチップ NSIP²⁾ が挙げられる.

Yang らは, 一定時間露光した際の信号レベルを外部から与えるランプ電圧と比較し, ビットごとに変換を行うタイプの A-D 変換器を 4 画素に一つ搭載したセンサを開発し, その蓄積時間を変えながら複数回露光した結果を合成することで, 広ダイナミックレンジの撮像を実現している⁵⁾. 提案された方式は, 浮動小数点表現の出力を得るものであるが, 露光時間の組合せを変えることで異なるスケールが得られることも指摘されている. しかしこの方式では, 蓄積時間を変えて複数回露光する必要があるために, リアルタイム応用への適用には不利となる.

Forchheimer と Åström は NSIP²⁾ と呼ぶデジタルビジョンチップの概念を提唱し, 本論文で対象としている画素回路⁹⁾ と同様の, 光量を時間情報に変換する方式のものを PD として使用している. 後段の処理回路は, 基本的にはバイナリー処理を指向しているが, 時間方向の自由度を利用することでさまざまなグレースケール処理が等価的に与えることが示されている.

NSIP においては, PD 読出し時刻列の制御や, PD に供給する参照電位の制御のそれぞれによって, A-D 変換特性を線形化できることが Åström らによって指摘されている¹⁰⁾. これに対して本論文は, これら時間方向と電位方向の両者を同時に制御することを提案するものである. その優位性については 4.1 節で議論する.

3. A-D 変換アーキテクチャ

3.1 画素構造

まず最初に, 本論文で述べる手法が対象とする画素の構造を述べる⁹⁾. 構成を図 1 に示す. リセット信号により, V_{PD} が V_{DD} に充電される. フォトダイオードに光が当たると, その照射量に応じて充電された電荷が放電されるため, V_{PD} は降下していく. V_{PD} が参照電位 V_{ref} を下回ると比較器の出力 (以下, これを PD 出力と呼ぶ) が論理値 0 から論理値 1 に変化する.

V_{PD} の降下する速度は, フォトダイオードを流れる電流量に比例するため, リセット時刻から PD 出力が反転するまでの時間 t を観測することで, 以下のように光電流量 i を得ることができる.

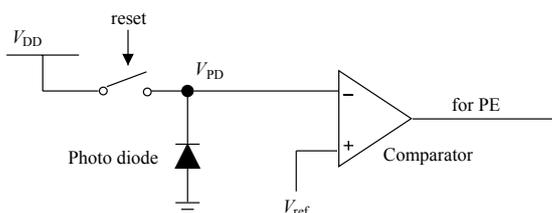


図 1 フォトディテクタの構成
Structure of the photo detector.

$$i = \frac{C(V_{DD} - V_{ref})}{t} - \bar{i}_d \quad (1)$$

ただし, C はフォトダイオードの容量, \bar{i}_d は暗電流の期待値を表す. また, 照射する光は露光時間内で一定と見なせるとする.

各画素の PE は, ビットシリアル ALU とビットごとにランダムアクセス可能なローカルメモリー空間を持つ. PD 出力は, このローカルメモリー空間にマップされた入力ポートに接続されており, 任意のタイミングでその値を读出することができる. そのため, PD 出力が反転するまでの時間をソフトウェアでカウントすることができる. 式 (1) の関係より, カウントする時間間隔を調整することで, また V_{ref} の値を変化させることで, A-D 変換の特性をさまざまに変化させることができる.

ここで PD の比較器に与える参照電位 V_{ref} が, イメージセンサとしての性能に与える影響を考察する. リアルタイム応用を考えた場合, A-D 変換に費やせる時間は一定に限られるため, まず, 検出できる最小光電流量を下げる, すなわち感度を上げるためには, V_{ref} はできるだけ高い (V_{DD} に近い) 方がよいといえる.

最大露光時間を t_{max} とした場合, 測定の結果得られる i は $i = C(V_{DD} - V_{ref})/t_{max} - \bar{i}_d$ がその下限であり, これより暗い光では V_{PD} が t_{max} までに V_{ref} に達しないため, 光電流量 0 の場合と区別することができない. この下限は, V_{ref} を V_{DD} に近づけることで下げることができる.

その一方で, ノイズの影響を抑えるためには, 付録 A に示すようにできるだけ露光時間を長く取ることが必要であり, 検出下限を下回らない限りにおいては V_{ref} はできるだけ低い (V_{DD} から遠い) 方がよいといえる.

すなわち, 光電流量の検出下限をできるだけ小さく保ちつつ, かつノイズの影響を低く抑えるためには, 参照電位 V_{ref} を固定の値にすることはできなく, 動的に制御することが必要となる.

3.2 タイミングと電位の同時制御による A-D 変換

V_{ref} の制御を含む A-D 変換は以下の通りの手順で行うことができる. まず, PD 出力の読出し時刻列 $\{t_k\}$ とその各時刻における V_{ref} への入力列 $\{V_k\}$ を $k = 1, \dots, n - 1$ について定め, 次のように実行する.

- 1) 各画素の変換結果格納メモリー領域を 0 に初期化
- 2) V_{ref} に電位 V_1 を供給
- 3) 全画素をリセット (時刻 0)
- 4) $k = 1, 2, \dots, n - 1$ に対して以下を実行:
 - i) 時刻 t_k まで待った後, 各画素で PD 出力を读出す
 - ii) V_{ref} に電位 V_{k+1} を供給
 - iii) 各画素の変換結果格納領域の値に i) で读出した 1 ビット値を加算

$\{t_k\}$ の制御は, PD-PE アレイに対するインストラクションの供給時刻を制御することで与える. すでに提案されている専用ビジョンチップコントローラは, これに必要

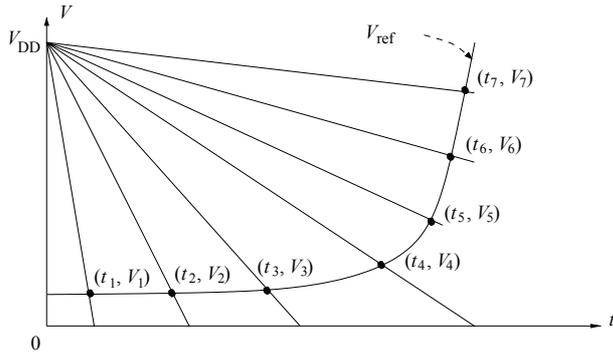


図 2 8 階調 A-D 変換の動作
Timing chart of A-D conversion. ($n = 8$)

とされるリアルタイム性を保証することができる¹¹⁾。 $\{V_k\}$ の供給は、PD-PE アレイ全体に対して一つの D-A 変換器を用意することで実現でき、十分に高速で高精度なものを利用することが可能である。

例として、 $n = 8$ の A-D 変換を行った場合の動作を図 2 に示す。与えられた (t_k, V_k) の各点と交わるような光電流量（図中の降下する直線のそれぞれの傾きに対応する）を量子化の境界とするような A-D 変換が行われる。以下では、 $\{t_k\}$ と $\{V_k\}$ の組を A-D 変換制御のスケジュールと呼ぶ。スケジュールは任意に与えることができるが、前述の手順で正しく A-D 変換が行われるためには、降下する V_{PD} の直線と V_{ref} が描く曲線が、各画素において一度だけ交わることが条件となる。例えば、 V_k が t_k に対して単調増加であればこれを保証できる。

4. スケジューリングアルゴリズム

4.1 ノイズを最小化するスケジュールの生成

本節では、A-D 変換制御のスケジュールを実際に与えるためのアルゴリズムを述べる。アルゴリズムへの入力は光電流量 i の量子化境界とする。すなわち、 $i_k \leq i < i_{k-1}$ のとき符号 $(n - k)$ へ変換されるとした際の符号割り当ての境界値列 $\{i_k\}$ を仕様として任意に与えると、その仕様に従った $\{t_k\}, \{V_k\}$ の系列を出力するアルゴリズムである。ここで、 $i_0 = \infty, i_n = 0$ とする。 $i_k < i_{k-1}$ となっているのは、時間順に添字を取る t_k, V_k との対応のためである。

この量子化境界を実現するためには、各 k に対して、リセット時の V_{DD} から傾き $-(i_k + \bar{i}_d)/C$ で降下する V_{PD} の直線が、 V_{ref} が描く曲線と時刻 t_k において交わることが要求される。各 (t_k, V_k) の組合せの選び方には任意性が残されるが、それらのうち可能な限りで t_k が最大になるものを選ぶのがノイズの影響を抑える意味で最適である。これを実現するアルゴリズムは、以下のように記述できる。

[Algorithm 1] $k = n - 1, n - 2, \dots, 1$ の順に以下の通り決定する:

- $V_{k+1} \neq V_{min}$ かつ

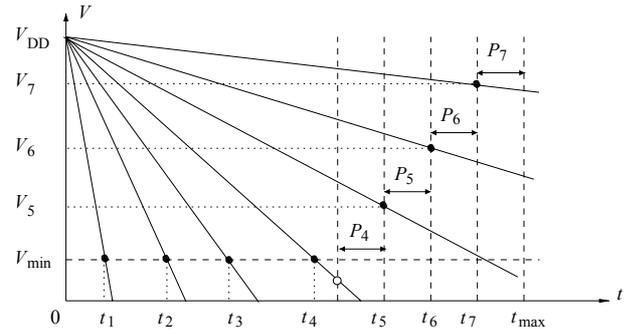


図 3 スケジューリングアルゴリズムの動作 ($n = 8$)
Illustration for the scheduling algorithm. ($n = 8$)

$$\Delta V \left[\left\{ V_{DD} - \frac{(i_k + \bar{i}_d)(t_{k+1} - P_k)}{C} \right\} / \Delta V \right] \geq V_{min}$$
 のとき:

$$t_k = t_{k+1} - P_k$$

$$V_k = \Delta V \left[\left\{ V_{DD} - \frac{(i_k + \bar{i}_d)(t_{k+1} - P_k)}{C} \right\} / \Delta V \right]$$

ただし、 $V_k > V_{k+1}$ の場合はエラー終了。

- それ以外のとき:

$$V_k = V_{min}$$

$$t_k = \Delta t \left[\frac{C(V_{DD} - V_{min})}{(i_k + \bar{i}_d)\Delta t} \right]$$

ただし、 $t_{k+1} - t_k < P_k$ の場合はエラー終了。 □

ここで、 V_{max} と V_{min} をそれぞれ V_{ref} に入力できる最大値および最小値、 Δt と ΔV をそれぞれインストラクション供給と V_{ref} 供給の粒度とした。 $\{P_k\}$ ($k = 1, \dots, n - 1$) は t_k と t_{k+1} の間に必要な処理を実行するのに要する時間で、ビジョンチップや周辺システムの構成によって決定される実行時制約である。また、 $t_n = t_{max}, V_n = V_{max}$ として扱う。エラー終了するのは、与えられた $\{i_k\}$ が実現不可能な場合である。

このアルゴリズムでは、図 3 に示すように P_k を t_{max} から順次差し引くことで、取り得る最大の t_k を逆算し、 t_k をこれに固定した上で V_k を求める。これを繰り返し、 V_k が V_{min} を下回った（図 3 には白抜き丸で示してある）後は、 V_k をその下限に固定した上で t_k を求めている。これにより、広いダイナミックレンジの中から任意に選んだ量子化境界を、ノイズ最小の条件のもとで実現することができる。ここでノイズ最小とは、与えられた実行時間および参照電位入力の制約 ($0 \leq t_k \leq t_{max}, P_k \leq t_{k+1} - t_k, V_{min} \leq V_k \leq V_{max}, V_k \leq V_{k+1}$) の下で、すべての k について t_k が最大化されていることを意味する。

光電流量と時間、参照電位の 3 者の関係は式 (1) で束縛されるため、このうち二つを定めると他の一つが一意に定まる。前述した NSIP における Åström らの手法¹⁰⁾ は、これを利用して、与えられた光電流量スケールを参照電位固定のもとで実現するような PD 読出し時刻列や、PD 読出し時間間隔固定のもとで実現するような参照電位列を決定するものである。しかし 3.1 節で述べた通り、参照電位

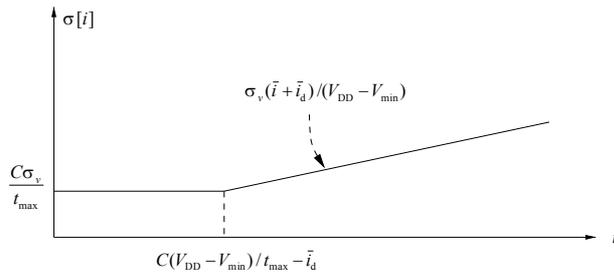


図 4 測定される光電流量におけるノイズの見積もり
Estimation of noises in measured photocurrent.

固定では検出下限とノイズ耐性とを両立することはできなく、また、PD 読出し時間間隔固定の場合も同様に、ノイズの影響を最小化するような制御は実現できない。それに対して本論文で提案する手法は、時間方向と電位方向の二つの自由度を同時に制御することで、1 自由度分の冗長性を得て、これをノイズの抑制に利用することで、最適な撮像を実現している。

4.2 残留するノイズの見積もり

このアルゴリズムを用いることで、撮像に際するノイズを光電流量のスケールにおいて最小化することができるが、ここでは、この最小化された残留ノイズの傾向について考察する。

最も理想的な条件として、 $P_k = 0 (k = 1, \dots, n-1)$ 、すなわち実行時の演算処理や V_{ref} 供給にかかる時間的オーバーヘッドが 0 であると仮定すると、 V_{ref} が描く線は $(0, V_{min}) - (t_{max}, V_{min})$ なる線分と $(t_{max}, V_{min}) - (t_{max}, V_{max})$ なる線分が繋がった折れ線の形となる。

簡単のため、式 (付・4) で与えられる i に乗るノイズ成分のうちショットノイズによる第 2 項を無視するとすると、低照度の領域に対応する $(t_{max}, V_{min}) - (t_{max}, V_{max})$ の領域においては、 t が一定のためノイズの量も一定である。一方、高照度の領域に対応する $(0, V_{min}) - (t_{max}, V_{min})$ の領域においては、 t が $(\bar{i} + \bar{i}_d)$ の逆数に比例するため、照度が大きくなるに従って加わるノイズも大きくなる。

これを図 4 に模式的に示す。縦軸は i の標準偏差を表す。これは、照度の大きな領域になるに従って、光電流量の実効的な分解能が落ちていくことを示しており、その原因は、強い光が照射される場合は短い間でフォトダイオードの容量分の電荷を蓄積し切っしまい、露光時間を稼げない点にある。一方で、一般に微小な変化の検出が要求されることの多い暗い領域では、露光時間を最大限利用できていると見ることができる。

5. 実験結果

5.1 原理の確認

以上で述べた内容を、実際のビジョンチップを用いて検証した。ビジョンチップとしては、Komuro らによる試作チップ⁹⁾を用いた。このチップでは、 $0.35\mu\text{m}$ TLM CMOS プロセスを用いて 64×64 画素を集積している。

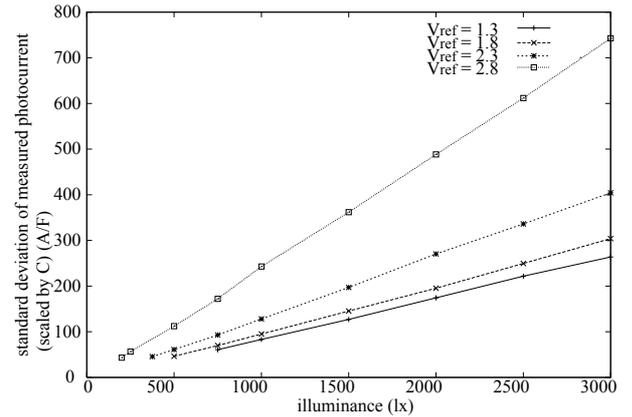


図 5 参照電位の違いによるノイズ量の変化
Measured noises for several reference voltages.

V_{DD} は 3.3V である。暗電流は無視した。

V_{ref} を低くすることによってノイズが抑えられることを見るため、撮像面に LED 照明による一様光を照射し、ばらつきを評価した。いくつかの照度、 V_{ref} の組合せに対して、リセットから PD 出力反転までの時間を測定した。時間計測を高い粒度で行うため、露光時間を 0 から 200ns ずつ 1ms まで変化させながら、5000 回撮像を行ったものを利用した。この場合、例えば各時刻間でリセットノイズの相関がなくなるなど、それぞれのノイズ成分の性質はリアルタイム動作時と完全には一致しなくなるが、原理の確認には問題ないと考えた。

計測された PD 出力反転までの時間 t と V_{ref} の値から式 (1) に従って i を求め、その画像全体に渡る標準偏差を照度に対してプロットしたものを図 5 に示す。ただし、縦軸の値は C で規格化されたものとなっており、電流量 [A] を容量 [F] で除した単位で表している。なお、 i の平均値が照射した照度の定数倍にほぼ一致することは確認済みである。

同じ照度に対して、 V_{ref} の値の低い方がノイズ量が抑えられていることがわかる。各 V_{ref} に関して見たとき照度が大きくなるに従ってノイズが大きくなっているのは、光電流量が露光時間の逆数に比例する点を反映している。

次に、4.2 節で述べた残留ノイズの見積もりを評価した。 $(t_{max}, V_{min}) - (t_{max}, V_{max})$ の領域に対応するデータとして、露光時間を 1ms に固定し、 V_{ref} を 0.02V 間隔で変えながらの PD 出力を、一様光 100lx ~ 500lx の照射のもとで測定した。これを式 (1) に従って i に変換し、標準偏差を求めた。 $(0, V_{min}) - (t_{max}, V_{min})$ の領域に対応するデータとしては、図 5 の $V_{ref} = 1.3[V]$ のものをそのまま用いた。照度に対して i の標準偏差をプロットしたものを図 6 に示す。ただし、縦軸は図 5 と同様に規格化されている。4.2 節で述べた傾向とほぼ一致した結果が得られていることがわかる。

5.2 実際の適用例

4 節で提案したアルゴリズムで生成したスケジュールを

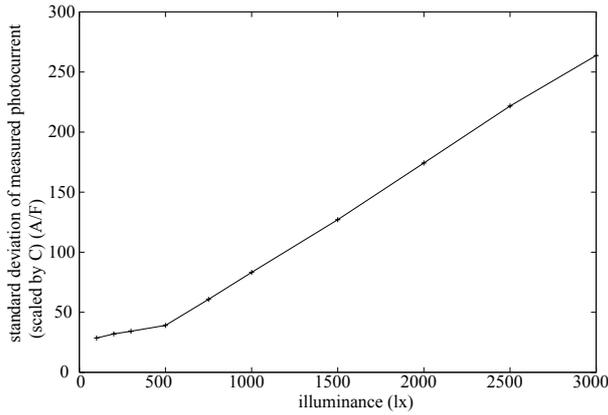


図 6 露光時間を最大化した場合の残留ノイズ量
Measured residual noises with maximized exposure time.

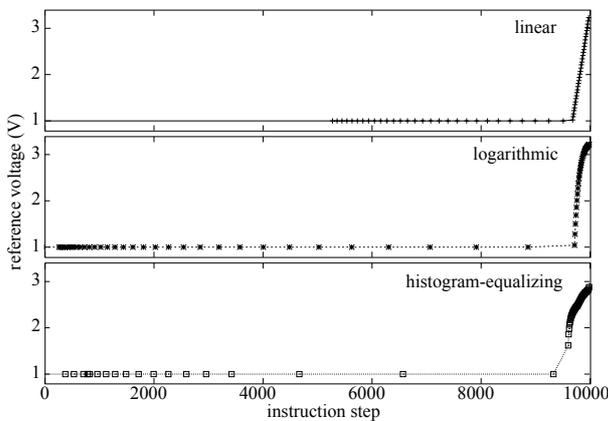


図 7 それぞれの撮像特性を実現するスケジュール
A-D conversion schedules for several characteristics.

用いて撮像実験を行った．入力仕様として，以下のように変換後のデジタル値が光電流量に比例するものを与えた．

$$i_k^{\text{linear}} = 0.03I_0 \times (64 - k) \quad (k = 1, \dots, 63) \quad (2)$$

ただし， $V_{\text{ref}} = V_{\text{min}}$ で最大露光時間だけ露光したときに，PD 出力がちょうど反転する光電流量を I_0 とし，仕様をこれで規格化して与えている．各パラメータは， $V_{\text{max}} = 3.3[\text{V}]$ ， $V_{\text{min}} = 1.0[\text{V}]$ ， $\Delta V = 0.01[\text{V}]$ ， Δt を最大露光時間の $1/10000$ とした．これは，現在のビジョンチップコントローラの実装が，実時間性を保証できる時間粒度である¹¹⁾． P_k は，ビジョンチップの各画素で行う加算にかかる時間と，コントローラのプログラム制御， V_{ref} 供給にかかる時間を考慮して $P_k = ([\log_2 k] + 4)\Delta t$ とした．

生成されたスケジュールと，これにより実現される撮像特性をプロットしたものをそれぞれ図 7 と図 8 (linear) に示す．なお，これらの図には後述する他の A-D 変換特性に関するもの (logarithmic, histogram-equalizing) もまとめて示してある．

このスケジュールを用いて撮像を行った結果を図 9 に示す．透過型グレースケールチャート ($\gamma = 1$) の一部を

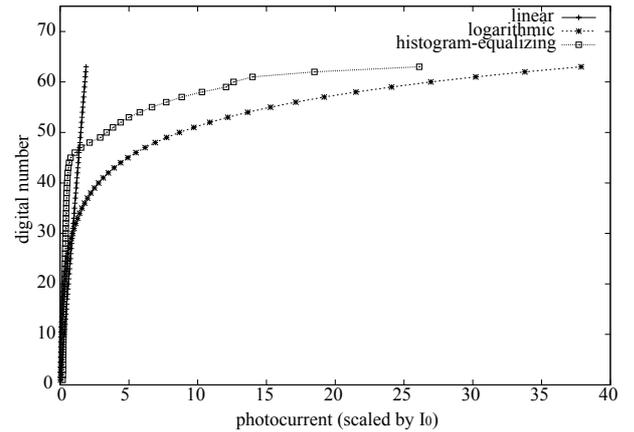


図 8 生成されたスケジュールで実現される A-D 変換特性
Realized A-D conversion characteristics.

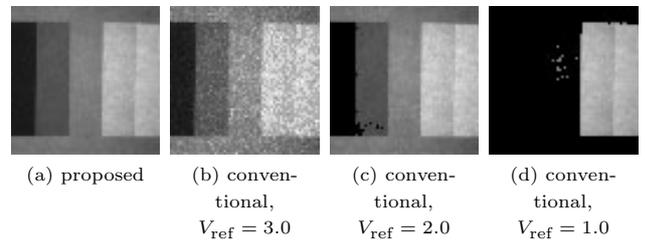


図 9 グレースケールチャート撮像結果
Images of a grayscale chart with linear characteristics.

レンズ系を通して撮像した．最大露光時間は 8ms とした． V_{ref} をリアルタイムに供給する機能は未実装のため，本実験では，ある V_{ref} について露光時間を変えながら PD 出力を記録し，それを複数の V_{ref} について繰り返したものを後で合成するという方法を用いて撮像を行った．

(a) に提案手法による撮像結果を示す．比較のため， V_{ref} の制御を行わず 3.0V ， 2.0V および 1.0V に固定して，(a) と同様のスケールで撮像したものをそれぞれ (b) ~ (d) に示す． V_{ref} が高い場合はノイズの影響が大きく出ていることがわかる．一方， V_{ref} が低い場合はノイズの影響は小さいものの，検出下限が大きく，暗部が撮像できていないことがわかる．提案手法 (a) では双方の弱点がカバーできている．

次に，異なる A-D 変換特性を与えるスケジュールに基づく撮像結果を図 10 に示す．点灯した白熱球デスクライトと，犬のぬいぐるみが被写体として収まっている．(a) に式 (2) のリニア特性で撮像したものを，(b) に以下のように光電流量に対して対数圧縮される特性で撮像したものを示す．

$$i_k^{\text{log}} = 0.03I_0 \times 1.12^{(64-k)} \quad (k = 1, \dots, 63) \quad (3)$$

また，ヒストグラムが均等となるような特性で撮像したものを (c) に示す．ただしこの特性は，照度分布を既知のものとして算出した．それぞれのスケジュールおよび特性は図 7 および図 8 に合わせて示してある．(b) および (c) の撮像結果からわかるように，適切な A-D 変換特性を与

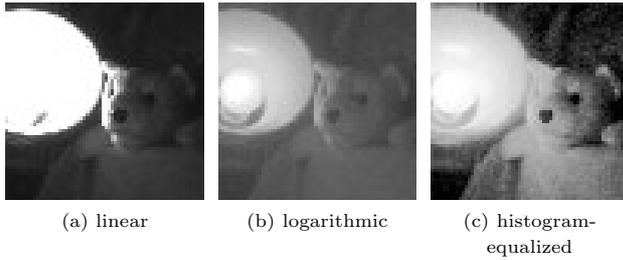


図 10 異なる A-D 変換特性での撮像結果
Images obtained with different characteristics.

えることによって広いダイナミックレンジに渡る撮像を実現することが可能となっている。

6. むすび

本論文では、画素レベル A-D 変換の動作をソフトウェアで制御することにより、ノイズの影響を最小化する条件のもとで、任意の量子化間隔で入力光の A-D 変換を行う手法を提案した。現在、本手法で必要となる PD の参照電位を動的に供給する機能を実装したビジョンチップコントローラの開発を進めており、それにより、本論文で述べたような柔軟な撮像をリアルタイムに実行することが可能となる。今後、ソフトウェアによる制御が可能であるという本手法の利点を生かして、シーンへの動的な適応や画像処理との組合せなどを含む、能動的な視覚センシング手法の開発を行っていく予定である。

【文 献】

- 1) T. M. Bernard, Y. Zavidovique and F. J. Devos: "A programmable artificial retina", IEEE J. Solid-state Circuits, **28**, 7, pp. 789-798 (1993)
- 2) R. Forchheimer and A. Åström: "Near-sensor image processing: A new paradigm", IEEE Trans. Image Processing, **3**, 6, pp. 736-746 (1994)
- 3) M. Ishikawa, K. Ogawa, T. Komuro and I. Ishii: "A CMOS vision chip with SIMD processing element array for 1ms image processing", Dig. Tech. Papers of 1999 ISSCC, pp. 206-207 (1999)
- 4) A. El Gamal, D. Yang and B. Fowler: "Pixel level processing - why, what, and how?", Proc. SPIE Electronic Imaging '99 Conference (1999)
- 5) D. X. D. Yang, A. El Gamal, B. Fowler and H. Tian: "A 640 × 512 CMOS image sensor with ultrawide dynamic range floating-point pixel-level ADC", IEEE J. Solid-state Circuits, **34**, 12, pp. 1821-1834 (1999)
- 6) S. Yoshimura, T. Sugiyama, K. Yonemoto and K. Ueda: "A 48kframe/s CMOS image sensor for real-time 3-D sensing and motion detection", Dig. Tech. Papers of 2001 ISSCC, pp. 94-95 (2001)
- 7) 浜本, 相澤: "適応蓄積時間イメージセンサの設計と試作", 映像学誌, **55**, 2, pp. 271-278 (2001)
- 8) 後藤, 渡部, 大竹, 丸山, 江上, 阿部, 谷岡: "パルス出力型広ダイナミックレンジ CMOS イメージセンサの検討", 映像学技報, IPU2002-24, pp. 1-4 (2002)
- 9) T. Komuro, S. Kagami and M. Ishikawa: "A new architecture of programmable digital vision chip", Dig. Tech. Papers of 2002 Symposium on VLSI Circuits, pp. 266-269 (2002)
- 10) A. Åström, R. Forchheimer and P.-E. Danielsson: "Intensity mappings within the context of near-sensor image processing", IEEE Trans. Image Processing, **7**, 12, pp. 1736-1741 (1998)
- 11) 鏡, 小室, 石井, 石川: "実時間視覚処理のためのビジョンチップシステムの開発", 信学論, **J84-D-II**, 6, pp. 976-984 (2001)
- 12) H.-S. P. Wong and A. El Gamal: "Single-chip CMOS imaging systems (imagers)", 1999 ISSCC Tutorial (1999)

付 録

A. ノイズの影響の露光時間による変化

参照電位 V_{ref} のもとで、リセットから時間 t 経過した瞬間に PD 出力が論理値 0 から論理値 1 に反転したことが観測されたとするとき、CMOS センサにおける支配的なノイズ源を考慮すると、各値は以下の関係を満たす。

$$(\bar{i} + \bar{i}_d)t + Q_s = C \{V_{DD} - (V_{ref} + v_n)\} \quad (\text{付}\cdot 1)$$

ただし \bar{i} は光電流量の期待値、 Q_s はショットノイズの電荷量を表す確率変数、 v_n はリセットノイズや固定パターンノイズなど、光電流量に依存しないノイズ成分による電圧変化分を表す確率変数とし、 Q_s と v_n は独立でそれぞれの平均を 0 とする。

測定式 (1) にこの関係を代入することで、測定によって得られる光電流値 i は以下のように表される。

$$i = \bar{i} + \frac{Cv_n}{t} + \frac{Q_s}{t} \quad (\text{付}\cdot 2)$$

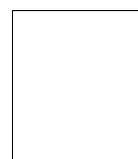
このとき i の分散は、ショットノイズの分散を $V[Q_s] = e(\bar{i} + \bar{i}_d)t$ とし¹²⁾、 $V[v_n] = \sigma_v^2$ と表すことで、以下のように入らされる。

$$V[i] = \left(\frac{C}{t}\right)^2 \sigma_v^2 + \left(\frac{1}{t}\right)^2 e(\bar{i} + \bar{i}_d)t \quad (\text{付}\cdot 3)$$

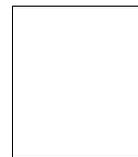
$$= \frac{C^2 \sigma_v^2}{t^2} + \frac{e(\bar{i} + \bar{i}_d)}{t} \quad (\text{付}\cdot 4)$$

ただし、 e は素電荷とする。

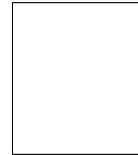
式 (付・4) より、 i の分散を小さく抑えるには t を大きく取ればよいことがわかる。測定すべき光電流量をある値に固定して考えたとき、 t を大きくすることは V_{ref} を下げることに対応する。



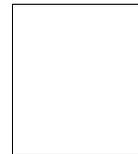
かがみ しんご
鏡 慎吾 2000 年、東京大学大学院工学系研究科計数工学専攻修士課程修了。現在、同博士課程在学中。日本学術振興会特別研究員。ビジョンチップの制御アーキテクチャ、実時間センサ情報処理の研究に従事。学生会員。



こむろ たかし
小室 孝 2001 年、東京大学大学院工学系研究科計数工学専攻博士課程修了。現在、東京大学大学院情報理工学系研究科システム情報学専攻助手。ビジョンチップのアーキテクチャ、デバイスの研究に従事。博士(工学)。正会員。



つむら ひでり
藤村 英範 2002 年、東京大学大学院工学系研究科計数工学専攻修士課程修了。現在、国土交通省国土地理院に勤務。在学中、ビジョンチップのアーキテクチャ、アルゴリズムの研究に従事。



いしかわ まさとし
石川 正俊 1979 年、東京大学大学院工学系研究科計数工学専攻修士課程修了。同年、工業技術院製品科学研究所入所。現在、東京大学大学院情報理工学系研究科システム情報学専攻教授。超並列・超高速ビジョン、光コンピューティング、センサフュージョンの研究に従事。工学博士。