

ステレオ視方式三次元距離センサーLSIの高性能化に関する研究

著者	川野 正智
発行年	2015
学位授与年度	平成26年度
学位授与番号	17104甲情工第302号
URL	http://hdl.handle.net/10228/5451

ステレオ視方式三次元距離センサーLSI
の高性能化に関する研究

川野 正智

目次

第1章 序論	1
1.1 序	1
1.2 本研究の背景	2
1.3 本研究の目的	4
1.4 本論文の構成	5
参考文献	9
第2章 三次元センサーによる距離検知技術	10
2.1 序	10
2.2 アクティブセンシング方式による距離検知技術	11
2.2.1 パターン光投影法による距離検知	11
2.2.2 光飛行時間計測法による距離検知	13
2.2.3 ミリ波レーダーによる距離検知	19
2.2.4 光切断法による距離検知	23
2.3 パッシブセンシング方式による距離検知技術	26
2.3.1 ステレオ視法の原理	26
2.3.2 ステレオ視法による距離検知	28
2.4 ステレオ視方式三次元距離センサーLSI	32
参考文献	34
第3章 三次元距離センサーLSIの高集積化	35
3.1 序	35
3.2 三次元距離センサーLSIの機能回路構成と処理概要	35
3.3 三次元距離センサーLSIの回路構成	43
3.3.1 イメージセンサー部の回路構成	43
3.3.1.1 画素回路	44
3.3.1.2 I/V変換回路	47
3.3.1.3 出力画素ライン選択デコーダ	49

3.3.2	信号処理部の回路構成	50
3.3.2.1	電圧/パルス幅変換回路	51
3.3.2.2	ランプ信号発生回路	53
3.3.2.3	微分回路	56
3.3.2.4	無効相関除去回路	58
3.3.3	相関演算部の回路構成	60
3.3.3.1	相関回路	60
3.3.4	出力処理部の回路構成	63
3.3.4.1	相関出力回路	64
3.3.4.2	縦方向シフトレジスタ	66
3.3.4.3	横方向シフトレジスタ	67
3.3.4.4	7bitカウンター	68
3.3.4.5	マッチングディテクタ	69
3.3.4.6	クロック生成回路	72
3.4	三次元距離センサーLSIの距離検知アルゴリズム	74
3.4.1	距離検知手法	74
3.4.2	距離検知アルゴリズム	77
3.5	まとめ	80
	参考文献	81

第4章 相関信号鮮明化機能搭載三次元距離センサーLSI 82

4.1	序	82
4.2	相関信号鮮明化機能搭載三次元距離センサーLSIの構成	83
4.3	相関信号鮮明化機能	86
4.3.1	空間特徴量変調による相関信号鮮明化	86
4.3.2	微分信号変調回路	90
4.3.3	評価結果	93
4.3.3.1	微分信号変調回路の特性評価	93
4.3.3.2	相関S/Nの改善	94
4.3.3.3	三次元距離検知実験	96
4.4	相関座標出力機能	98
4.4.1	相関座標出力による出力高速化	98
4.4.2	相関座標出力回路	99
4.4.2.1	I/V変換付き相関出力回路	100
4.4.2.2	コンパレータ	102

4.4.2.3	縦方向スキャナー	103
4.4.2.4	7bitエンコーダ	105
4.4.3	評価結果	107
4.4.3.1	相関座標出力機能	107
4.4.3.2	三次元距離検知実験	108
4.5	まとめ	110
	参考文献	111

第5章 広ダイナミックレンジイメージセンサー搭載

	三次元距離センサーLSI	112
5.1	序	112
5.2	イメージセンサーの広ダイナミックレンジ化技術	113
5.2.1	多重露光方式	113
5.2.2	蓄積容量変調方式	115
5.2.3	対数変換方式	116
5.2.4	感度可変方式	117
5.3	広ダイナミックレンジイメージセンサー搭載三次元距離センサーLSIの構成	119
5.4	イメージセンサーの広ダイナミックレンジ化	121
5.4.1	広ダイナミックレンジイメージセンサー部の回路構成	122
5.4.1.1	広ダイナミックレンジ(WDR)画素回路	123
5.4.1.2	マーク信号発生回路	126
5.4.2	広ダイナミックレンジ化の原理	128
5.5	試作したLSIの評価結果	129
5.5.1	WDR画素回路のダイナミックレンジ評価	129
5.5.2	WDR三次元距離検知実験結果	131
5.6	まとめ	132
	参考文献	133

第6章	距離検知精度向上三次元距離センサーLSI	135
6.1	序	135
6.2	距離検知精度向上三次元距離センサーLSIの構成	136
6.3	距離検知精度の向上	139
6.3.1	三次元距離センサーLSIの距離検知精度	139
6.3.2	画素配置工夫による距離検知精度向上	141
6.3.3	検知距離の推定	143
6.4	評価結果	148
6.4.1	距離検知アルゴリズム	148
6.4.2	距離検知実験	151
6.5	まとめ	154
	参考文献	154
第7章	総括	155
	謝辞	160

第1章 序論

1.1 序

近年、自動車事故やドアの挟まれ事故等を未然に防ぐための安全装置やゲーム機器等の入力インターフェースとして三次元距離センサーが利用されている。距離センサーとは、特定の空間内において人や物がどの程度離れた位置にあるのかを計測できるセンサーであり、三次元距離センサーでは人や物の三次元の位置情報、即ち横方向、高さ方向、奥行き方向の位置をリアルタイムに計測できることから、危険な状況を察知するシステムや人の姿勢を認識するシステム等の様々な分野での研究・応用が進んでいる[1-3]。特に自動車産業においてその研究開発が活発である。日本国内でも自動車保有台数は年々増加[4]しており、交通事故発生件数・死傷者数は減少傾向にあるものの今なお発生件数は年間60万件以上、死者4300人以上と決して低いとはいえない状況にある[5]。交通事故発生を抑制するために、運転をサポートする安全機能を搭載する先進安全自動車(ASV: Advanced Safety Vehicle)推進計画[6]が施策されており、その中でも特に三次元距離センサーを用いた安全運転補助システムの開発に期待が持たれている。三次元距離センサーを用いることで、先行車との車間距離もしくは後退走行時の障害物を監視してブレーキ補助を行う衝突防止や進路変更時の巻き込み検知、ドア開閉時の事故防止、車線や信号の識別補助等の様々な安全運転補助システムの実現が可能となる[7,8]。しかし、これらのシステムをすべて実現するには車体の周囲ほぼすべてを監視する必要がある。距離センサーの検知可能な範囲は限られており、これを実現するためには死角を作らないよう車体に幾つもの距離センサーを取り付ける必要があることから、現状では価格や装置サイズの問題で非常に困難である。したがって、これらのシステムに用いる三次元距離センサーにはその高い距離検知精度や高速な検知時間のみならず、低価格かつ小型であることが求められる。



図1.1.1 三次元距離センサーの応用例

また入力インターフェースの分野では、スマートフォンの台頭もありボタンを使った機械的操作型のデバイスからタッチパネルやジャイロセンサーを使って指や傾けて直接操作する直感的操作型のデバイスへと急速に移行しており、今後は非接触型の入力インターフェースを用いたデバイスへと発展すると思われる。非接触操作で最も期待される技術が音声入力[9]と三次元距離センサーを用いた入力インターフェースである[10,11]。この内、三次元距離センサーを用いた入力インターフェースでは手や指の動きや形を認識し操作を行うことができる。このような技術は既にゲーム機器の分野で実用化されており、ハンズフリーな状態で自身の体の動きに連動した操作が可能なゲーム体験が多く提供されている[12]。また、三次元距離センサーで指の位置情報を検知することで卓上や空中に投影した映像を直接操作する技術の研究も行われている[13,14]。これらの技術が発展・普及するためにはその携帯性が重要になる。携帯端末等に三次元距離センサーを搭載するためには、低価格と小型であることに加えて省電力であることが強く求められる。

本研究論文は、三次元距離センサーをシングルチップ上に集積する研究を行い、実際に試作したシングルチップ三次元距離センサーLSIの性能評価を行った[15-17]、一連の研究をまとめたものである。シングルチップ上に三次元距離センサー機能を集積することは、三次元距離センサーに求められる、低コスト、省サイズ、低消費電力の条件をいずれも満たすことを可能とする。また、集積する三次元距離センサーの回路構成とその距離検知アルゴリズムによって高い距離検知性能と高速処理を実現する。

本章では、続く第1.2節において本研究の背景を述べ、第1.3節で本研究の目的を明らかにする。そして最後に第1.4節で本論文の構成について述べる。

1.2 本研究の背景

距離センシング技術の研究の歴史は古く、半導体技術の進化とともに飛躍的に発展してきた。1914年には、アメリカのフェッセンデンによって水中アクティブソナーの原型となる装置が開発され、海中の冰山探知に成功した[18]。この装置は、1000Hz程度の音波を放ちその反響波を受信することで距離の検知を行う、まさに現在のソナーの原型となるもので、その後軍事兵器としてソナー技術は発展することとなった。しかし、音波は空中では水中に比べて伝搬率が低下することから、この技術を陸上で使用することは困難であった。1953年には、スウェーデンのAktiebolaget Gasaccumulator (AGA)社が測地距離測定目的の電子光学装置を開発した[19]。この装置は、カーセルによって光の強度を10MHzの高周波電圧で変調して送信し、受信した反射光と変調波との位相差から距離を計測する。また、2種類の変調周波数を切り替えることで距離検知精度を高めており、3km程度まで検知することができた。

1972年には、電子科学研究所の白井によって人工知能ロボット(ETLロボット)の視覚用距離センサーが開発された[20]。この距離センサーは細いスリット状の光を照射し、スリット光が投影されている部分の距離を計測するものである。スリット光を走査しながら距離計測を繰り返すことで対象物の三次元位置を検知することができる。この距離検知アルゴリズムは光切断法と呼ばれ、現在に至るまで距離計測の代表的な手法として実用化・商用化されてきたが、この手法はスリット光の走査が完了するまで時間を要するためにリアルタイムな三次元距離検出が困難である。1975年には、富士通テンがダンプトラック向けに60GHzミリ波レーダーを世界で初めて実用化した[21]。このレーダーはミリ波と呼ばれる電磁波を進行方向へ送信し、対象物で反射した受信波の位相から対象物までの距離を計測することができる。ミリ波は指向性の高い電磁波であることから、ミリ波レーダーは遠くの距離まで高精度に検知することができ、外光量や天候に影響を受けにくい特徴がある。また、ミリ波レーダーの距離計測アルゴリズムでは対象物の距離だけでなくその相対速度も計測することが可能であり、車載用センサーとしてその普及が期待されていた[22]。当時は送信機、受信機、信号処理回路を必要とするが故にコストが高く、装置サイズも大きかったために普及には至らなかったが、近年の半導体集積回路(LSI)技術の発展と化合物半導体の登場によって飛躍的に低コスト化と小型化が進み普及の兆しを見せている[23]。

ここまで紹介した方式では対象物に対して音波や光、電磁波等の信号を照射しその反応によって距離を計測するもの即ちアクティブセンシング方式であったが、一方でそのような信号照射を必要とせずカメラ画像から距離を計測する手法即ちパッシブセンシング方式も研究されてきた[24-26]。この方式では、視点もしくは撮影タイミングの異なる複数の画像から距離を推定する。異なった視点の画像を用いる手法をステレオカメラ、撮影タイミングの異なる画像を用いる手法をモーシヨンステレオ[27]と呼ぶ。モーシヨンステレオは、カメラを動かして連続撮影した異なる時間の画像間における対象物の位置の違いから距離を計測するがカメラ自体が動くため移動体の検出が困難である。したがって、ステレオカメラを用いた距離検出手法が主流となっている。ステレオカメラの基本原理は、1838年にイギリスのチャールズが発明したステレオスコープ[28]と変わっていない。異なる2つの視点から撮影した時、それぞれの画像における対象物の映る位置がその距離に応じて変化し、2つの画像を比較した時に画像がズレて見える。このズレを計測することで対象物の距離を推定することが可能である。両画像間のズレを計測するためには、両画像のどの座標同士が同じ位置を映しているかの対応点を見つけなければならない。この対応点検索処理は非常に演算量が多く、半導体集積回路(LSI)の演算性能が向上した近年になってその研究が進展している。ステレオカメラの基本的機能構成は2台のカメラと対応点検索処理用の演算装置からなる。そのため、装置コストやサイズが大きくなる傾向にあったが、LSI技術の進展により低コストかつ小型で高速な処理速度を実現できるようになってきた。

前述したように、これらの距離計測手法はアクティブセンシング方式とパッシブセンシング方式に分類することができる。それぞれの方式に一長一短の特徴があり、それぞれに有効な利用分野がある。アクティブセンシング方式では、送信信号と受信信号の位相差から距離を計測することから非常に高い精度での距離検知が可能である。そのため物体形状認識等の細かな精度が要求される分野に有用である。また、ミリ波レーダーにおいては対象物との相対速度を検出できる大きな利点があり、車載用の特に進行方向に対するセンサーとして有効である。しかし、この方式は距離が遠くなるにつれ受信信号の減衰が避けられず、手法毎にそれぞれ物理的な距離検知限界が存在する。また、信号の送受信と距離演算装置が必要でパッシブセンシング方式に比べて高コストの傾向にある。一方、パッシブセンシング方式では、画像処理によって距離を計測することから使用環境のインフラを気にする必要がない。また、ステレオカメラの両眼間隔を大きくすることで遠くの距離まで計測できる。実際には装置サイズの制約から検知距離が制限されるが、数mの距離検知であれば数cmの両眼間隔があれば十分である。ステレオカメラの原理上、距離検知精度は距離が遠くなるほど荒くなるため数cmから数十m程度での距離検知に適している。ただし、距離検知には対応点検索のためにある程度のコントラスト(特徴パターン)の存在が必要で、照明のない夜間や、同色で影のない特殊な環境条件での使用は不可能である。しかし、そのような場合でも別途近赤外照明等を用いてコントラストを強化する利用法がある。

1.3 本研究の目的

先に述べたように、安全装置や携帯デバイスの入力インターフェースに三次元距離センサーを応用する場合、検知精度と検知処理時間が重要であるのは当然としてその他に低コスト、省サイズ、低消費電力の3つの要素が極めて重要になる。現在商品化されている三次元距離センサーを用いた自動車安全システムはステレオカメラ、ミリ波レーダー、近赤外線レーザー(TOF)の何れかもしくは併用で実現されている。そして、そのほとんどが前方の障害物検知システムに限定されており、巻き込み防止、ドア開閉時の事故防止、後退走行補助等の機能はまだ普及していない状況にある。このような状況にある最大の要因はやはりコスト問題によるものと考えられる。小型かつ低コストの三次元距離センサーが開発されることで死角を埋めるようにセンサーを多数配置し、車体周囲の安全性を飛躍的に向上することができる。アクティブセンシング方式の距離センサーを用いてこれを実現する場合、隣接するセンサーの信号同士が干渉し合い誤検知が発生する恐れがある。一方、パッシブセンシング方式では干渉の心配がなく非常に有用であると考えられる。ただし、夜間での使用では近赤外光を照らす等の措置が必要となる(CMOSイメージセンサーは近赤外光で撮影が可能)。

また、屋内外の防犯監視装置や危険警報装置においても三次元距離センサーを用いることで高度な自動監視が可能となり、モニターを人間が常時監視する必要がなくなり運用コストを大幅に抑えることができる。その結果、設置箇所の拡大や家庭への普及が見込まれる。特に家庭では設置場所が限られるため小型で低コストであることが重要になる。アクティブセンシングは近赤外光の反射・吸収率の変化に弱いという特徴があり、不特定の物を常に安定検知し監視するこれらの装置への応用にはあまり向いていないといえる。携帯デバイス等に三次元距離センサーを実装する場合の最大の問題はバッテリー駆動である点である。アクティブセンシングのように近赤外光の照射が必要となる場合には消費電力が跳ね上がってしまいバッテリーによる長時間使用が困難であるため、パッシブセンシング方式に優位性がある。このようにステレオカメラ方式の三次元距離センサーは今後、様々な分野での活用が期待されている。

そこで我々は、ステレオカメラ方式の三次元距離センサーのシングルチップ上への集積を目的とした研究を行い、実際にシングルチップのステレオ視方式三次元距離センサーLSIを試作した。この距離センサーLSIは2つのイメージセンサーと距離情報を演算するための高速処理回路を集積している。この距離センサーLSIはシングルチップ上に距離検知に必要なすべての機能を集積することでセンサーの低コスト化、省サイズ化、低消費電力化を実現するものである。また、高速な距離検知アルゴリズムを用いることで高い距離検知性能と高速距離検知、そして高度な出力圧縮も同時に実現させた。

1.4 本論文の構成

本論文の構成と研究の流れを図1.4.1に示す。本論文では、まず第2章において代表的な三次元距離センサーの従来技術に関して各手法の原理と特徴について述べ、第3章では我々が開発したステレオ視方式のシングルチップ三次元距離センサーLSIの基本的な機能回路構成とその距離検知アルゴリズムについて述べている。そして第4章から第6章では、実際に試作した3種類の三次元距離センサーLSIについてその構成と評価結果をそれぞれ述べている。

第2章では、まず三次元距離検知を実現するセンシング方式をアクティブセンシング方式とパッシブセンシング方式に分類し、それぞれの距離検知手法に関して従来の研究事例を示しながらその基本原理と回路構成、特性や問題点等について述べる。そして、我々が開発した三次元距離センサーLSIの基本構成と動作原理を解説し、その優位性を明らかにする。

第3章では、開発したステレオ視方式の三次元距離センサーLSIの構成と各回路構成、そしてその制御フローについて詳細に述べる。まず、全体のおおまかな機能構成と簡単な処理フローについて述べた後、三次元距離センサーLSIを構成する各回路の回路構成とその機能について述べる。

そして、三次元距離センサーLSIの距離検知アルゴリズムについて述べ、高い距離検知性能と高速処理を実現できることを示す。

第4章では、対象物の検知性能を向上させることを目的として試作した相関機能を強化した三次元距離センサーLSIと高速出力機能を実装した三次元距離センサーLSIについて、その回路構成と評価結果を述べ、検知性能の向上と高速出力を実現できたことを示す。

第5章では、大きな照度差のある環境でも距離検知を可能にする目的で試作した広ダイナミックレンジ画素回路を搭載する三次元距離センサーLSIについて、その回路構成と評価結果を述べ、ダイナミックレンジを106dBに拡大し、逆光環境下での距離検知を実現できたことを示す。

第6章では、距離検知精度を向上させる目的で試作した距離検知精度向上アルゴリズムを実装した三次元距離センサーLSIについて、その回路構成と距離検知精度向上アルゴリズムについて述べる。そしてそのアルゴリズムに基づいた評価結果を述べ、チップの集積度を変えることなく距離検知精度を従来の4倍に向上できたことを示す。

最後に、第7章で本研究によって得られた一連の結果について総括する。

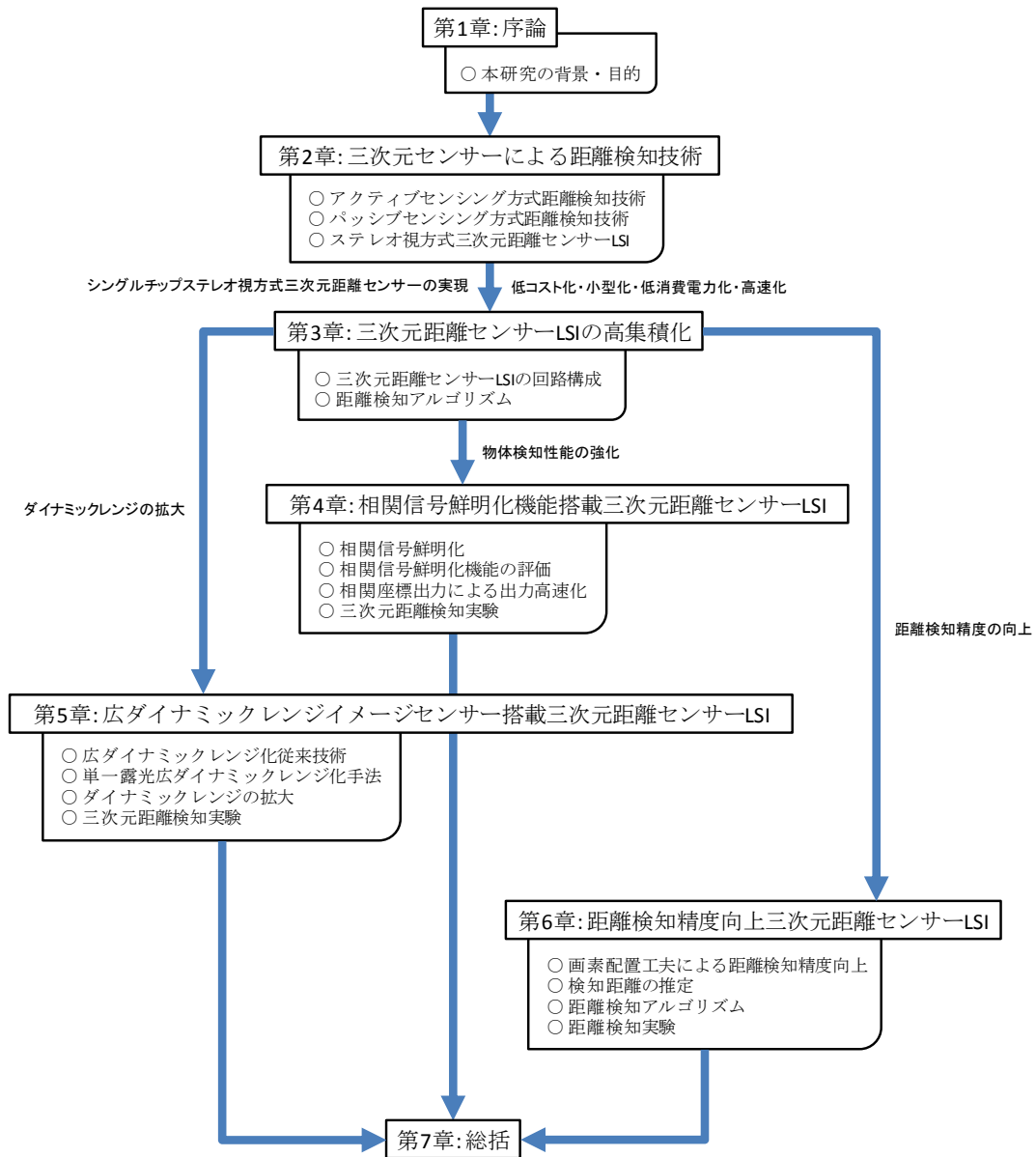


図1.4.1 研究論文の構成と流れ

参考文献

- [1] H. Kunssoo, “A stereo vision-based obstacle detection system in vehicles,”
Optics and Laser in Engineering, Vol.46, pp.168-170, 2008.
- [2] M. Heddebaut, F. Elbahhar, C. Loyez, N. Obeid, N. Rolland, A. Rivenq, and
J.M. Rouvaen, “Millimeter-wave communicating-radars for enhanced vehicle-to-vehicle
communications,” Transportation Research Part C, Vol.18, pp.440-456, 2010.
- [3] S. Gasparrini, E. Cippitelli, S. Spinsante, and E. Gambi, “A Depth-Based Fall Detection System
Using a Kinect^{reg} Sensor,” Sensors, Vol.14, No.2, pp.2756-2775, 2014.
- [4] 一般社団法人自動車検査登録情報協会, 保有台数統計データ,
“<http://www.airia.or.jp/number/index.html>”.
- [5] 警察庁交通局, “平成25年中の交通事故の発生状況,” 2014,
“<https://www.npa.go.jp/toukei/koutuu48/toukei.htm>”.
- [6] 国土交通省, 先進安全自動車, “<http://www.mlit.go.jp/jidosha/anzen/01asv/>”.
- [7] 野村, 酒井, 横山, “安全システムの競争力強化に貢献するセンサ技術の動向,”
デンスーテクニカルレビュー, Vol.17, 2012.
- [8] 高野, 近藤, 門司, 大塚, “安全走行支援システムを支える環境認識技術,”
日立評論, 2004.
- [9] 河原, “音声対話システムの進化と淘汰 –歴史と最近の技術動向–,”
人工知能学会誌, Vol.28, No.1, 2013.
- [10] K. Liu, and N. Kehtarnavaz, “Real-time robust vision-based hand gesture recognition using
stereo images,” Journal of Real-Time Image Processing, 2013.
- [11] M.B. Holte, T.B. Moeslund, and O. Fihl, “View-invariant gesture recognition using 3D optical
flow and harmonic motion context,” Computer Vision and Image Understanding, Vol.114,
pp.1353-1361, 2010.
- [12] Kinect - Microsoft, “www.xbox.com/ja-JP/kinect”.
- [13] 富士通研究所, “指で直感的に操作可能な次世代ユーザーインターフェースを開発,”
プレスリリース, 2013, “<http://pr.fujitsu.com/jp/news/2013/04/3.html>”.
- [14] 独立行政法人情報通信研究機構, “空中映像を操作できるフローティングタッチディス
プレイを開発,” プレスリリース, 2009, “<http://www.nict.go.jp/press/2009/04/15-3.html>”.
- [15] M. Kawano, N. Kawaguchi, and Y. Arima, “Three-Dimensional Binocular Range Sensor LSI
with Enhanced Correlation Signal,” Jpn. J. Appl. Phys. Vol.49, No.4, p.04DE05, 2010.

- [16] M. Kawano, Y. Hirata, and Y. Arima, "A Three-Dimensional Binocular Range Sensor LSI with a 106 dB Wide Dynamic Range Pixel," 2010 IEEE Region 10 Conference (TENCON2010), pp.2469-2473, 2010.
- [17] M. Kawano, and Y. Arima, "Binocular range-sensor LSI with improved distance detection precision by coordinated pixel placement," IEICE Electronics Express, Vol.11, No.19, p.20140747, 2014.
- [18] 菊池, "超音波応用の歴史と展望," 電子通信学会誌, Vol.52, No.9, pp.1076-1086, 1969.
- [19] 測地学会誌 解説, "Geodimeter," Vol.3, No.3-4, pp.102-108, 1957.
- [20] Y. Shirai, and M. Suva, "RECOGNITION OF POLYHEDRONS WITH A RANGE FINDER," Proc. Of 2nd Int. Join Conf. on Artificial Intelligence, pp.80-87, 1971.
- [21] 富士通テン, "<http://www.fujitsu-ten.co.jp/corevalue/intelligent/mwr02/index.html>".
- [22] 岸上, 中川, "次世代インフラ協調型安全運転支援システムに向けたミリ波センシング技術," Panasonic Technical Journal, Vol.57, No.3, pp.68-70, 2011.
- [23] 古川, "高出力ミリ波デバイスとその応用," 電子情報通信学会誌, Vol.93, No.2, 2010.
- [24] S.J. Huang, and F.R. Ying, "Stereo vision system for moving object detecting and locating based on CMOS image sensor and DSP chip," Pattern Analysis and Applications, Vol.15, No.2, pp.189-202, 2012.
- [25] 山下, 丸, "CMOS撮像素子とDSPを用いた組み込み用途向けのローコストな高速ステレオビジョンシステムの開発," 日本機械学会論文集, Vol.77, No.773, pp.158-165, 2011.
- [26] N. Suganuma, and N. Fujiwara, "An Obstacle Extraction Method Using Virtual Disparity Image," IEEE Intelligent Vehicles Symposium, pp.456-461, 2007.
- [27] 倉貫, 若山, 吉田, 藤吉, "移動物体の影響を低減した単眼モーションステレオによる距離推定," 第19回画像センシングシンポジウム, p.IS2-04, 2013.
- [28] 堀井, 小田, 佐藤, 西村, "立体撮影デジタルカメラの商品開発," 日本写真学会誌, Vol.73, No.2, pp.81-84, 2010.

第2章

三次元センサーによる距離検知技術

2.1 序

三次元センサーを用いた非接触距離検知の実現手法は、アクティブセンシング方式(能動型)とパッシブセンシング方式(受動型)の2つに大別することができる。アクティブセンシング方式では、センシングを行う空間に向けてレーザーや電波、近赤外光(LED等)を照射し、照射光のパターンマッチングや反射光の受信時間を解析することで対象物までの距離や相対速度を検知する。一方、パッシブセンシング方式では二眼カメラを用いたステレオ視法による距離検知が一般的である[1-3]。

本章では、アクティブセンシング方式、パッシブセンシング方式それぞれの距離検知技術の例をいくつか示し、それらの原理と性能、そして問題点について言及する。その上で、我々が開発するステレオ視方式のシングルチップ三次元距離センサーLSI(以下、三次元距離センサーLSI)の特徴とその優位性を示す。三次元距離センサーLSIの詳細な構成と実用上での課題の改善手法については次章以降で述べる。

まず、第2.2節では、アクティブセンシング方式による距離検知技術についていくつか例を挙げてその性能と問題点を述べる。アクティブセンシング技術をさらに細かく分別すると、空間的に構造化されたパターン光を照射し、対象物に投影されたパターンをマッチングして距離を検知するパターン光投影法(Structured Light Imaging)や、照射した近赤外光が対象物で反射して返ってくる到達時間を計測して距離を検知する光飛行時間計測法(TOF: Time-Of-Flight)が主に屋内で用いられている。また、ミリ波を発信し、対象物による反射波を受信して対象物までの距離や相対速度を検知するミリ波レーダーや、カメラで撮影した2次元画像とライン状のレーザー光による走査によって距離を検知する光切断法等は屋外で用いられている。これら4つの方式の具体例を挙げ、それぞれの特徴と課題について述べる。

第2.3節では、パッシブセンシング方式による距離検知技術について述べる。パッシブセンシング方式では、視点の異なる2つのカメラ(イメージセンサー)で撮影した画像をマッチングすることで対象物までの距離を計測する。2つの画像を比べた時、対象物の距離に応じて見え方にズレが生じる。この見え方のズレを視差といい、視差から対象物までの距離を算出する手法をステレオ視法という。この節ではまず、ステレオ視法の原理について述べ、その後いくつか具体例を挙げ、その性能と問題点について述べる。

そして、第2.4節では、我々が開発した三次元距離センサーLSIの特徴と性能、そして優位性を示す。

2.2 アクティブセンシング方式による距離検知技術

前節で述べたように、アクティブセンシング方式では近赤外光や電波、レーザー等を照射し、対象物に投影されたパターンのマッチングや反射光、反射波を検出することで距離を計測する。アクティブセンシング方式の特徴としては、反射光の到達時間や反射波の位相差から距離を検知するため、パッシブセンシング方式に比べて距離検知精度を確保しやすく、夜間でも問題なく使用できるという優位点がある。その反面、光や電波を照射する必要があることから装置サイズ、コストが大きくなる問題がある。また、光や電波の減衰が避けられず長距離の検知が難しく、さらに外光や周囲のインフラとの干渉により距離検知精度や範囲に制限を受ける。

2.2.1 パターン光投影法(Structured Light Imaging)による距離検知

パターン光投影法[4-11]では、図2.1.1.1に示すように空間的に構造化されたパターン光(近赤外光等)を照射し、対象物に投影されたパターンを撮影、そしてそのパターンマッチングにより反射光の角度を検知し三角測量法を用いて距離を計測する。パターン光投影法の原理を図2.2.1.2に示す。パターン光の照射位置とイメージセンサー設置位置にはある程度の間隔が必要となる。照射位置と撮影位置が異なることで、図2.2.1.2のように対象物の距離によって、投影されたパターンの撮像内における水平位置が変化する。撮像パターンから元のパターンがどの水平位置に現れているかをマッチング手法により検知し、三角測量法を用いて対象物までの距離を算出することができる。

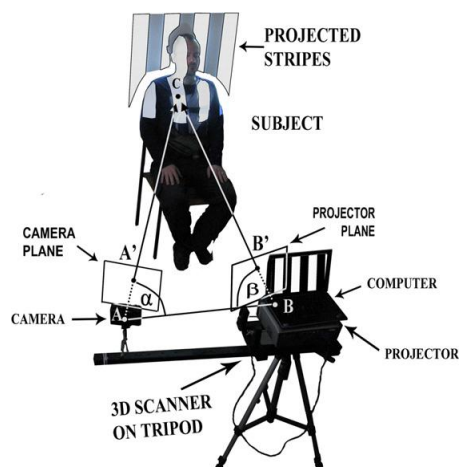


図2.1.1.1 パターン光投影法[4]

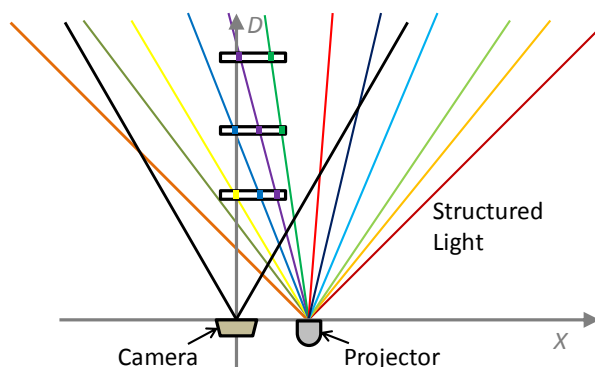


図2.1.1.2 パターン光投影法の原理

パターン光投影法を用いた三次元距離センサーで最近普及しているのはMicrosoft社のKinect[12]で採用されているPrimeSense社が開発した三次元深度センサーである。図2.2.1.3にKinectの外観を示す[13]。本体中央付近に赤外線カメラがあり、その横にはRGBカメラ、さらに間隔を空けて近赤外光プロジェクタが設置されている。Kinectは近赤外光プロジェクタからランダムドットパターン光を照射する。図2.2.1.4にKinectのランダムドットパターン光の例を示す[14]。このドットパターンは近赤外光の照射口にマイクロレンズアレイを挿入することで生成されていると思われる。約300,000個のドットパターンの中には大きさや輝度の異なるドットが複数存在し、マッチングを簡単化する工夫が施されている[15,16]。前述したように、対象物の距離に応じてドットパターンの間隔や水平位置が変化し、これらの情報から距離を算出しているものと思われる。

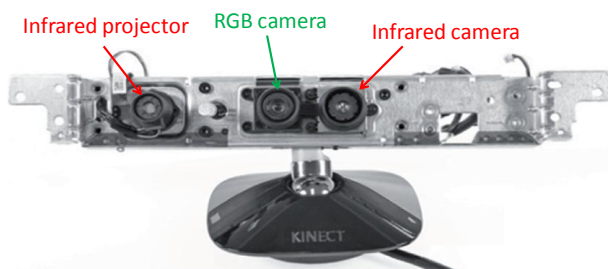


図2.2.1.3 Kinet(XBOX360)[13]

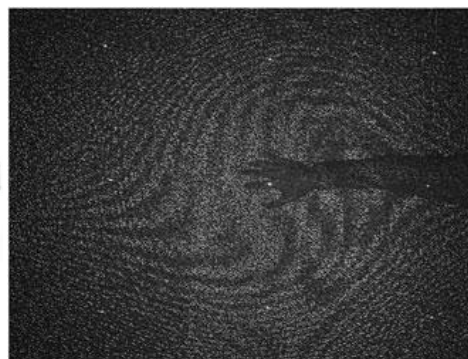


図2.2.1.4 Kinectランダムドットパターン例[14]

Kinectは、コンシューマゲーム機XBOX360[12]の入力デバイスとして発売されたが、その汎用性から、デバイス自体の性能評価やKinectを入力デバイスとする応用システムの研究が盛んに行われている[10,11,13-15,17-21]。ミズーリ大学のZhang(2012)が示したKinectによる距離検知結果(デプス画像)の例を図2.2.1.5に示す[13]。対象物までの距離はグレースケールで表されており、明度が上がるほど遠距離となる。黒い領域はドットパターンが検出されず距離検知できていない部分を表している。デプス画像の解像度は320x240で、水平視野角57度、垂直視野角は43度である。屋内において0.8-4.0mの範囲で距離検知が可能であり、フレームレートは最大で30fpsである。

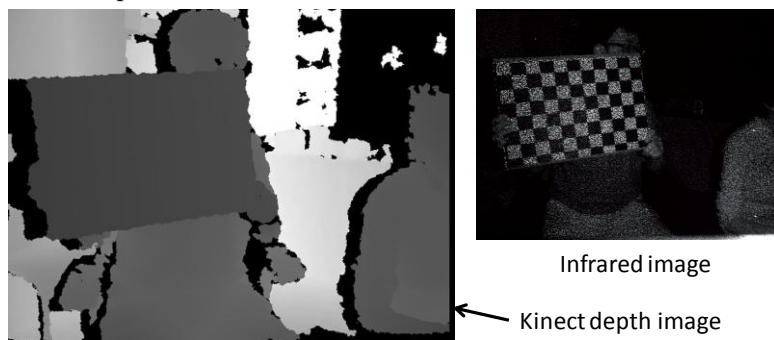


図2.2.1.5 Kinectによる距離検知結果(デプス画像)[13]

Kinectの最大の問題点は外光の干渉に弱いことである。ランダムドットパターンは近赤外光で照射されているため、日光が当たるとドットパターンを判別することが困難となる。同様に複数台を同時に使う場合、それぞれのドットパターンが干渉しないように配置に注意する必要があり、使用できる場所が制限される。図2.2.1.5から分かるように、ドットパターンが当たらない場所を検知することができない。ドットパターンは放射状に照射されるため近距離に障害物があるとドットパターンが遮蔽され、後方で検知できない領域が拡大してしまう。また、頭髮部分を検知できていないように対象物の光反射率や光吸収率に影響を受けやすい。さらに、距離計測を三角測量法で行うため対象物までの距離が遠ざかるほど距離検知精度が低下する。これは、遠距離ほどイメージセンサー1画素あたりの水平距離が広がることに起因する問題である。そして、装置サイズがセンサー部分だけでも $27.5 \times 6 \times 3 \text{cm}^3$ と大きく設置場所が制限されてしまう。また、価格が現在でも1万円程度でありややコスト高な問題もある。

2.2.2 光飛行時間計測法(TOF: Time-Of-Flight)による距離検知

光飛行時間計測法(TOF)[22-40]では、パルスや正弦波を成す近赤外光を照射し対象物で反射して返ってきた光をイメージセンサーで捉え、その到達時間 T_{TOF} を計測・推定することで距離を算出する。TOF法の原理を図2.2.2.1に示す。TOF法を細かく分類すると、パルス到達時間計測方式[22-24]と位相差計測方式[25-40]の2つの方式に分類することができ、さらに位相差計測方式は、正弦波変調方式[30-35]とパルス変調方式[36-40]に分類することができる。

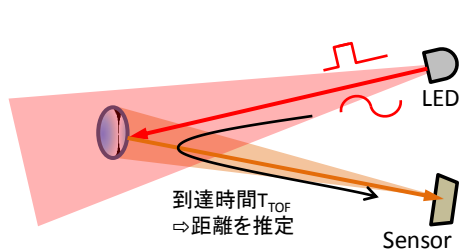


図2.2.2.1 Time-Of-Flight法

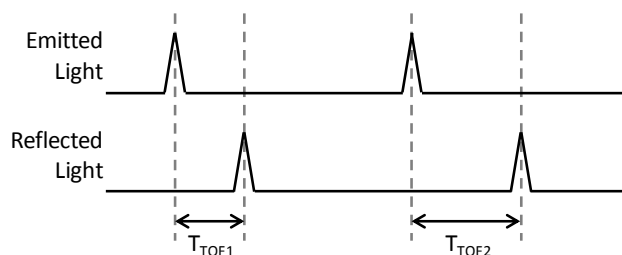


図2.2.2.2 パルス到達時間計測方式

パルス到達時間計測方式[22-24]の原理を図2.2.2.2に示す。パルス到達時間計測方式では、近赤外光をパルス信号として照射してから、その反射パルスを受信するまでの時間を計測し距離を算出する。受信時間を t 、光の速さを c とするならば、対象物までの距離は $tc/2$ となる。この方式は、反射光のON/OFFを見るだけなので位相差計測方式と比べると、外光量の干渉と反射光減衰に比較的強く、長距離検知に適している。その反面、光の速さに対してサンプリング可能な時間分解能が低いいため距離検知精度を上げることが困難である。また同様の理由から近距離での距離検知性能が悪い。

位相差計測方式[25-40]では、近赤外光を正弦波もしくはパルス信号として継続的に照射し、位相の遅延を検知できる特殊なイメージセンサーで反射波を受信し、元の信号と受信信号の位相差から対象物までの距離を計測する。正弦波変調方式[30-35]では、近赤外光の発光強度を変化させ正弦波を作り照射する。正弦波変調方式の原理を図2.2.2.3に示す。

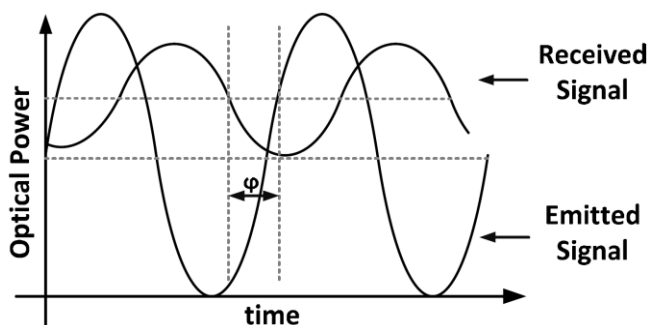


図2.2.2.3 正弦波変調方式[29]

正弦波の周波数を上げるほど1周期あたりの距離が短くなる。即ち、検知可能な位相差分解能あたりの距離が細くなり、距離検知精度が向上する。ただし、位相差が360度以上となる距離は検知することができないので周波数を上げると検知可能距離が短くなってしまふ。検知可能な最大距離は(正弦波の周期×光の速さ)/2である。例えば、10MHzの正弦波であれば最大検知可能距離は約15mとなる。また、一般的に外光による飽和と反射光減衰に弱い。そのため、照射光の強度を大きくする必要があり消費電力の問題もある。

パナソニックの橋本(2011)らは、反射光の受信と復調を同一箇所で行うことでイメージセンサーの画素開口率を上げ、小さな照射光強度でも距離検知が可能なセンサーを開発した[34]。図2.2.2.4に面積復調方式による高感度距離画像センサーの画素構造を示す。画素はCCDで形成されており、その表面には12個のPoly-Siゲートが形成されている。その内P1-8を除くゲートは遮光されている。また、飽和による隣接画素への光電子流出を防ぐための拡散層OFDと周囲光の影響を除去する機能を果たす拡散層FDとRDが集積されている。

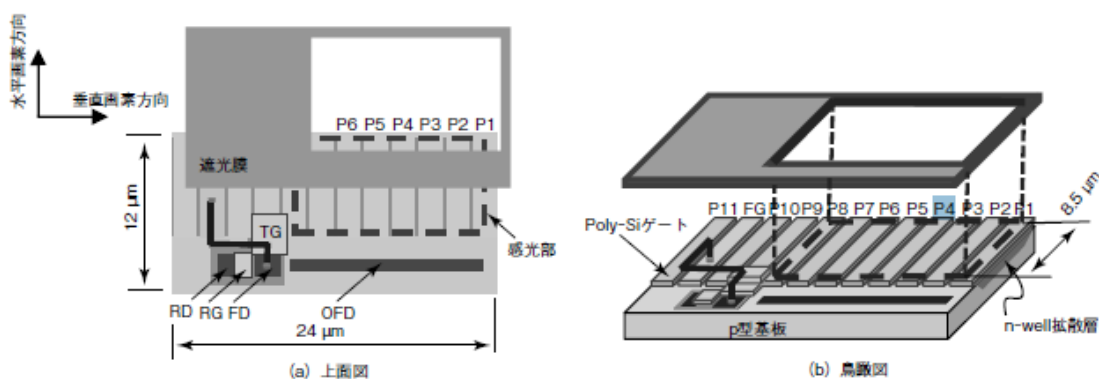


図2.2.2.4 面積復調方式を持つ画素回路[34]

図2.2.2.5に面積復調方式の原理を示す。このセンサーでは、信号光を照射する前に周囲光電荷のみを蓄積する。次に信号光を照射し、信号光電荷と周囲光電荷を同時に蓄積し、最初に蓄積した周囲光電荷量を差し引くことで周囲光の影響を除去することができる。また、信号光を受信する際、ONゲートの数を変化させることで A_0 の受光領域の面積を受光信号と同期させる。したがって、受光と復調を同時に且つ同一箇所で行うことで画素面積を有効に使用し、開口率45%と高い受光感度を実現した。図2.2.2.6にこの距離画像センサーの検知結果を示す。距離画像では、距離が近いほど黒く表示されている。照明光発光用LEDの消費電力は0.4Wと抑えられているが、10mの距離まで検知できていることから高感度であることが確認できる。このセンサーの解像度は160x120で水平視野角60度、垂直視野角44度である。変調周波数は10MHzであることから、検知可能限界距離は約15mであると思われる。また、フレームレートは20fpsと比較的遅い。また電源電圧18V、平均消費電流0.4Aであることから、センサー全体の消費電力は約7.6Wとなり、非常に大きい。一般にCCDはCMOSに比べてノイズが少なく、即ち距離センサーの検知精度を確保しやすい。しかし、消費電力の問題やドライバ回路が必要などのデメリットが多く、CMOSを使ったTOFセンサーの優位性が高まっている。

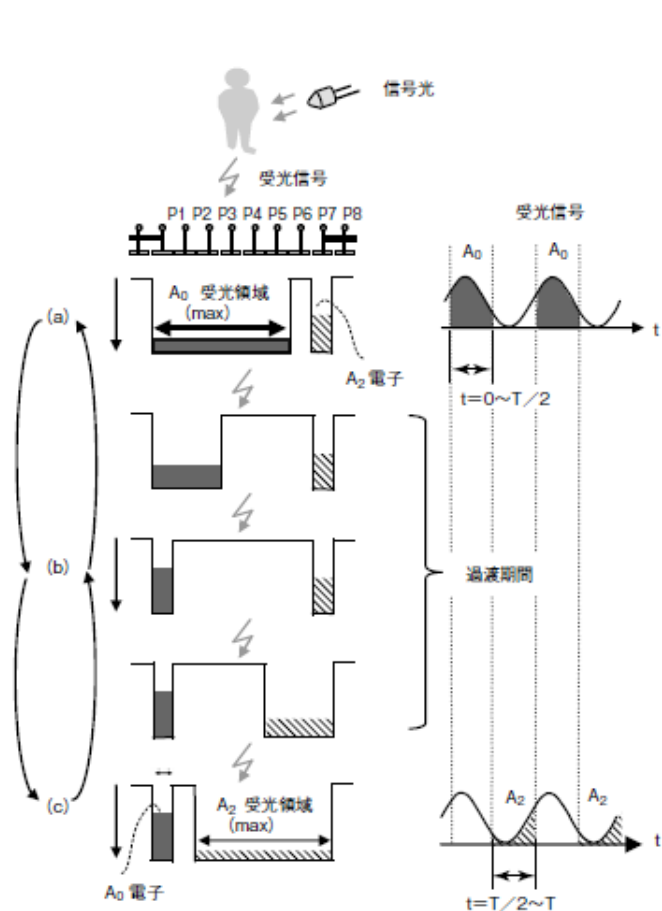


図2.2.2.5 面積復調方式の原理[34]

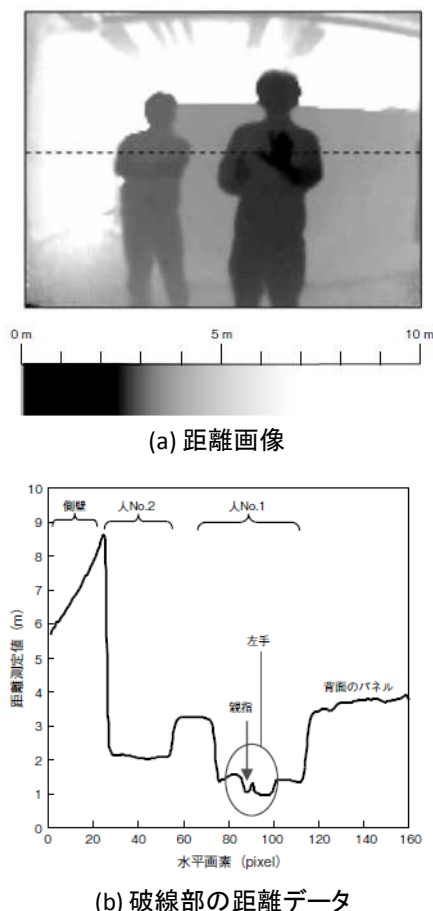


図2.2.2.6 距離検知結果[34]

ブルーノ・ケスラー財団のStoppa(2011)らは、0.18 μm 、1-Poly、4-Metal、CMOSプロセスで作成した距離画像センサーを開発した[35]。この距離画像センサーのチップ写真を図2.2.2.7に示す。また、その画素回路の構成を図2.2.2.8に示す。

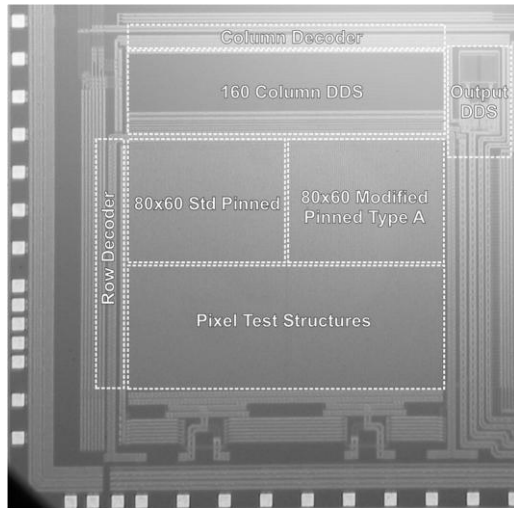


図2.2.2.7 距離画像センサーチップ写真[35]

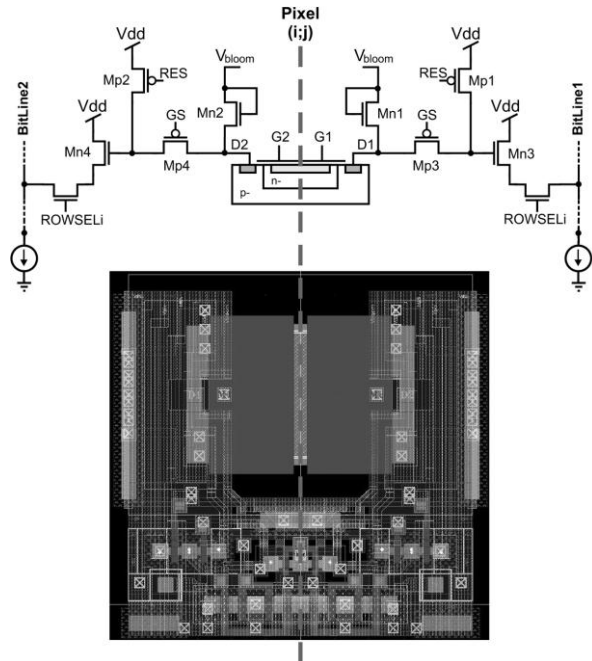


図2.2.2.8 画素回路の構成[35]

このセンサーの画素回路では、2つのゲートに繋がれた埋め込みフォトダイオードが使われている。このフォトダイオード構造は、電荷の転送方向に一定の電解を発生させ、ドリフトによる高速電荷転送を行う。しかし、フォトダイオードのサイズが大きくなるにつれて、横方向の電界低下と残余電位壁の存在によって移動時間の低下が発生する。このセンサーでは、フォトダイオードの2つのPoly-Siゲートをフォトダイオード中心部まで覆うようにレイアウトし、また、フォトダイオード表面のp型層のドーピングを減らすことによってゲート下の電界強化を図っている。その結果、高速なキャリア移動時間と高周波数での変調を可能にした。

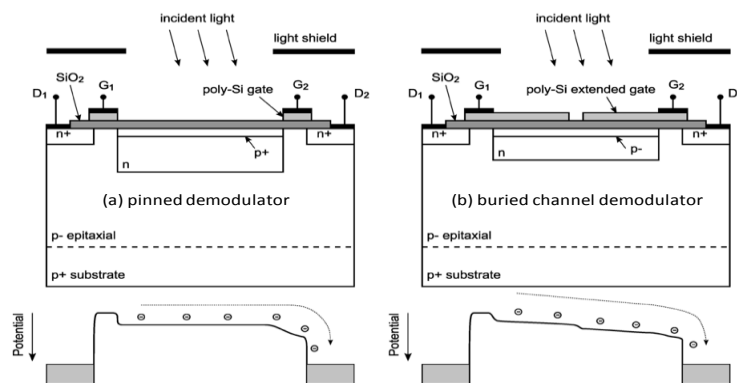


図2.2.2.9 画素構造と電界強度[35]

この距離画像センサーの距離検知結果を図2.2.2.10に示す。得られる距離画像の解像度は80x60で、画素のダイナミックレンジは51dBである。周囲光100lxで100フレーム平均(50ms)を取るとき、1cm以下の精度で距離検知することができる。また、消費電力は変調周波数20MHzのとき18mWと非常に少ない。動作可能な最大変調周波数は50MHzとされている。距離検知精度は対象物までの距離が長いほど低下し、一定の精度を保つためには長距離ほど多フレームで平均を取る必要がある。そのため、距離検知誤差を0.7%未満に抑える場合には、3mの範囲で20fps、6mの範囲で5fpsまでフレームレートが低下するという問題がある。

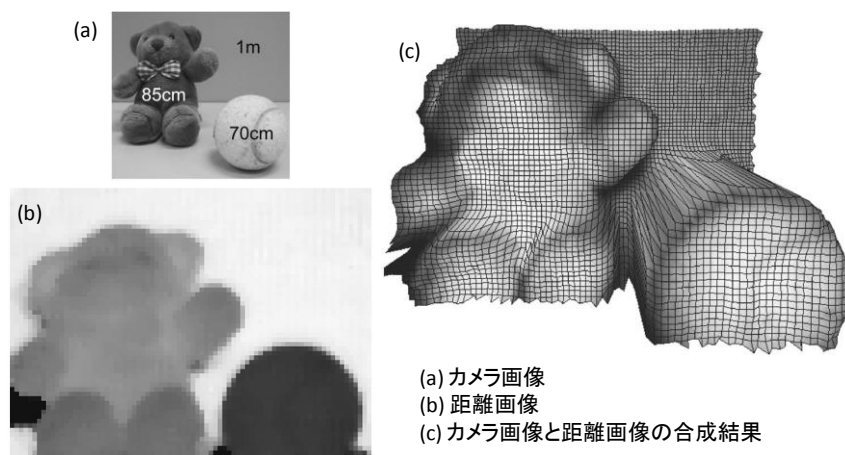


図2.2.2.10 距離画像センサーの距離検知結果[35]

パルス変調方式[36-40]では、近赤外光をパルス信号として照射し、照射したパルス信号と受信したパルス信号の位相差から対象物までの距離を計測する。パルス変調方式の原理を図2.2.2.11に示す。パルス変調方式では、正弦波を生成するような機構が要らずLEDのON/OFFだけで制御できるため制御回路を簡単にできる。距離検知精度は位相差のサンプリング手法を工夫することで向上させることができる。例えば、照射光のパルス幅を短くして精度を上げる手法やサンプリング回数を増やして精度を上げる手法等が考えられる。ただし、これらの手法はサンプリング周波数が増えることを意味するため、イメージセンサーの読み出し時間やA/D変換に要する時間がボトルネックとなり、検知性能が制限される可能性がある。

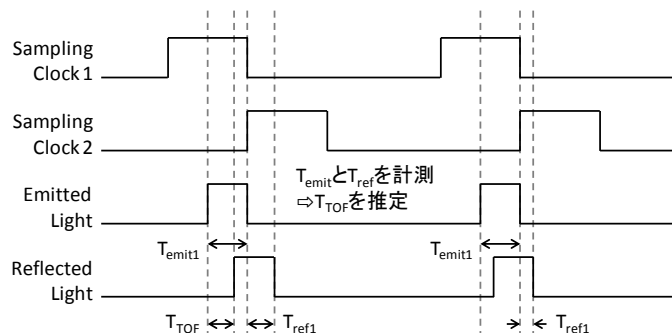


図2.2.2.11 パルス変調方式の原理

ブルーノ・ケスラー財団のPerenzoni(2011)らが開発した距離カメラは、相関2重サンプリング機能を備えた画素によるリセットノイズ除去と固定パターンノイズ除去機能を備えている[40]。この距離カメラのチップ写真と画素回路をそれぞれ図2.2.2.12と図2.2.2.13に示す。作成プロセスは0.18 μm 、1-Poly、4-Metal、CMOSプロセスで、チップサイズは4.65x3.49mm²、画素数は160x120である。この画素回路は2段階処理構成になっている。1段目はカレントインテグレータになっており、2段目はスイッチ容量型蓄電池となっている。

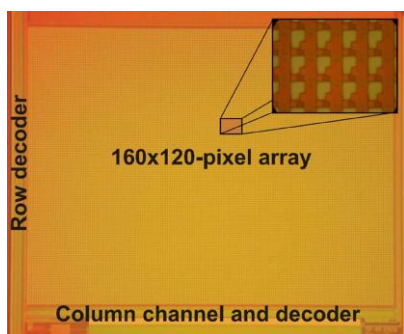


図2.2.2.12 距離カメラのチップ写真[40]

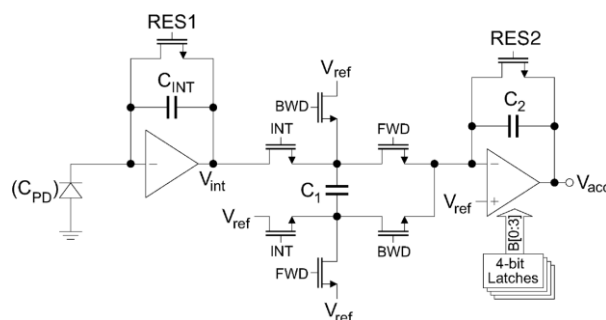


図2.2.2.13 画素回路[40]

まず、キャパシタ C_1 にインテグレータの出力を蓄積する(サンプリング1)。次に、BWDゲートをONにしてキャパシタ C_1 に蓄積した電荷をキャパシタ C_2 へ移す。再びキャパシタ C_1 にインテグレータの出力を蓄積(サンプリング2)し、次はFWDゲートをONにしてキャパシタ C_2 へ電荷を移す。その結果、サンプリング2とサンプリング1の差を得ることができ、ノイズを除去することができる。この距離カメラの撮像結果を図2.2.2.14に示す。また、三次元距離計測結果を図2.2.2.15に示す。このノイズ除去機能によってノイズは10分の1まで低減できたと報告されている。検知可能な距離は最大で4.5m、フレームレートは最大80fpsである。ただし、パルス信号の蓄積回数を増やすことで距離検知精度を高めることができ、その場合にはフレームレートは大きく低下する。図2.2.2.15に示した三次元距離計測結果は500回平均の結果でフレームレートが0.14fpsと非常に遅い。また距離検知精度は、蓄積回数32回、55fpsのとき距離1m地点で10cmと非常に大きな誤差がある。

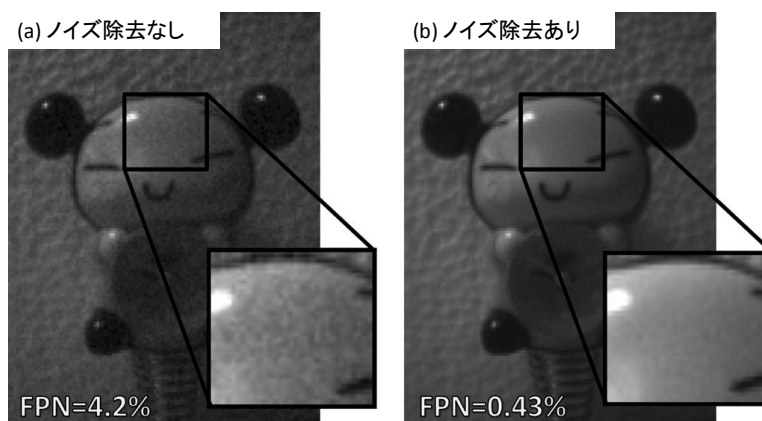


図2.2.2.14 ノイズ除去機能の有無による撮像結果の違い[40]

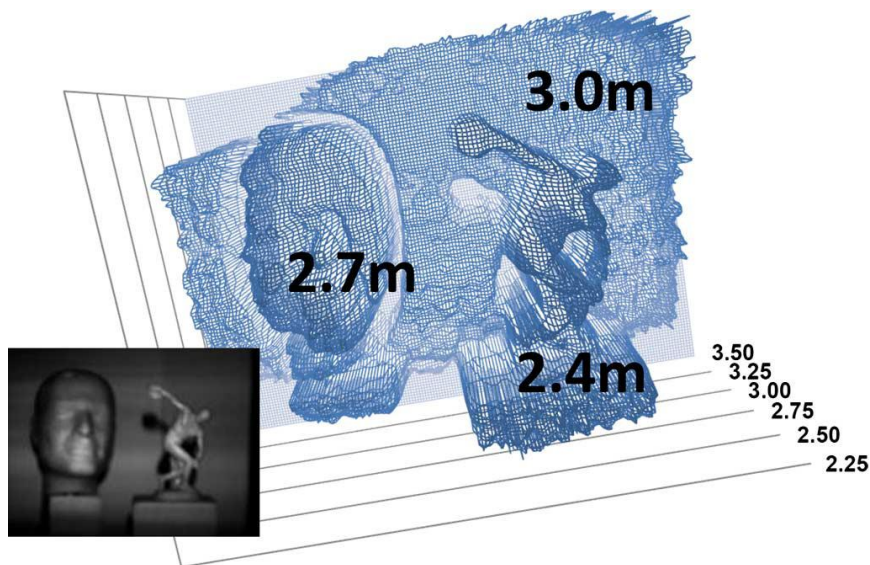


図2.2.2.15 距離カメラの距離検知結果[40]

2.2.3 ミリ波レーダーによる距離検知

ミリ波レーダーは、ミリ波(EXF: Extremely High Frequency)と呼ばれる電磁波を用いた距離検知技術である。ミリ波とは、波長1-10mm、周波数30-300GHzの電磁波を指す。電磁波であることから各地域によって、使用可能な帯域が法で定められている[41,42]。日本で60GHz帯(60-61GHz)、76GHz帯(76-77GHz)、そして79GHz帯(79-81GHz)が使用可能であるが、欧米では60GHz帯を使用できないため、76GHz帯と79GHz帯が主流になると思われる。ミリ波レーダーによる距離検知[43-55]の原理は、ミリ波を発信し対象物で反射して返ってきた反射波の到達時間から距離を計測するという、TOF法と同様の原理である。ミリ波レーダーは距離検知技術の1つとして確立された技術であるので、ここでも独立して扱うこととする。ミリ波レーダーの特徴としては、外光量や天候、また逆光ライトや対象物の色等の影響を受けにくいことが挙げられる。また指向性が高く、100m程度の長距離を検知できると同時に対象物との相対速度を計測することも可能である。これらの点で、近赤外光を扱うTOF法に対し優位性があり、車載センサーへの利用に適している。ただし、検知角が狭いことから死角を生みやすく、装置コストはTOF法やパターン光投影法と比べて高い傾向にある。また、ミリ波の照射方向の距離しか検知が出来ず、イメージセンサー方式の距離センサーと比較して空間分解能を確保しづらく、高い空間分解能を得るために複数の受信器や高い走査技術が必要となる問題がある。一般にミリ波レーダーといっても距離検知の手法は様々であり、代表的な方式としてパルス方式[43,44]、FMCW(Frequency Modulated Continuous Wave)方式[44-50]、2周波CW(Continuous Wave)方式[44,48-50]、スペクトラム拡散方式(SS方式)[51,52]等が挙げられる。

パルス方式[43,44]では、ミリ波パルスを一定周期で定期的に発信し、受信パルスの到達時間から対象物までの距離を計測する。また、受信パルスの位相の変化からドップラー周波数を求め対象物の速度を計測する。パルス方式は、パルス到達時間で距離を計測するため、対象物の分離が容易である。ただし、受信パルスが重なると分離することができなくなるため、(信号パルス幅×光の速さ)/2以下の精度で距離検知する事はできない。信号のパルス幅を短くすることで距離検知精度の向上を図ることができるが、その分だけ高速にサンプリングを行う必要があり装置コストが増大してしまう。

FMCW(Frequency Modulated Continuous Wave)方式[44-50]の構成と信号モデルをそれぞれ図2.2.3.1と図2.2.3.2に示す。この方式では、周波数が線形に増加するように周波数変調したup-sweep信号と周波数が線形に減少するように周波数変調したdown-sweep信号を交互に送信する。受信信号と送信信号をミキシングし信号の遅延時間からup-sweepとdown-sweepにおけるビート信号をそれぞれ生成する。ビート信号は距離と速度で変化する、up-sweepとdown-sweepのビート信号に高速フーリエ変換を行うことで対象物までの距離と相対速度を求めることができる。この方式はパルス方式と比較して低速な処理速度で距離検知精度を得ることができるが、複数の対象物からの反射信号を同時に受信した場合、それぞれの信号を分離するために複雑な信号処理を必要とする。また、近距離の対象物からの反射信号強度が強いと遠方の対象物からの反射信号の検知が困難となる問題がある。

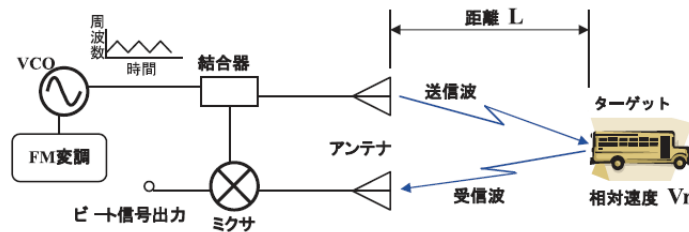


図2.2.3.1 FMCW方式の構成[50]

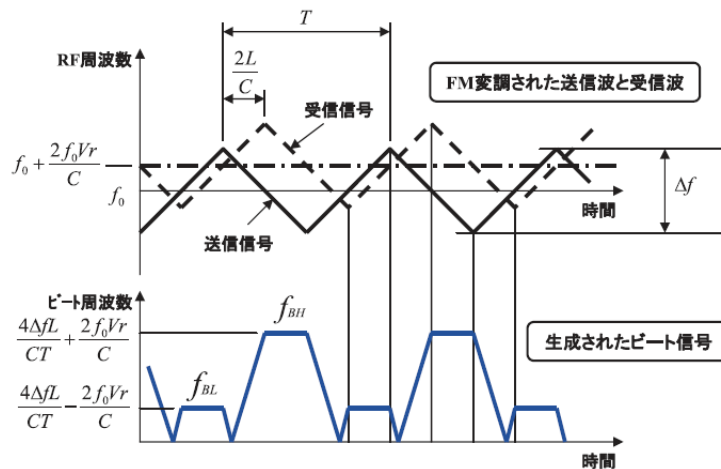


図2.2.3.2 FMCW方式の信号モデル[50]

2周波CW(Continuous Wave)方式[44,48-50]の構成と信号モデルをそれぞれ図2.2.3.3と図2.2.3.4に示す。この方式では、周波数の異なる2つの連続波信号を交互に送信する。対象物に反射して返ってきた受信信号と送信信号をミキシングし、それぞれのビート信号を生成する。ビート信号を高速フーリエ変換することでビート周波数を算出し、そのビート周波数から対象物までの距離と相対速度を求めることができる。この方式は、数百kHzの極めて狭い周波数帯幅で距離検知を行うことができる。ただし、同じ速度の複数の対象物からの反射信号を同時に受信した場合、距離の計測が不可能である。また、自身との相対速度が0である対象物も検知することができない。そして、FMCW方式同様に、近距離の対象物から強い反射信号を受信した場合に、遠方の対象物を検知することが困難となる。

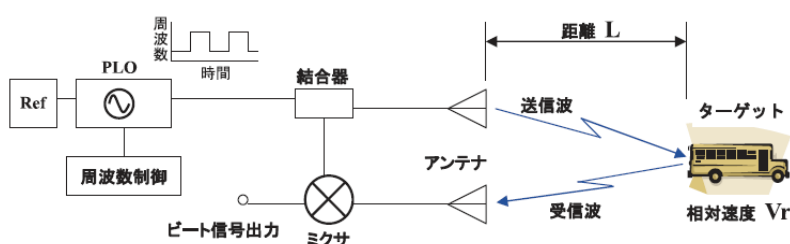


図2.2.3.3 2周波CW方式の構成[50]

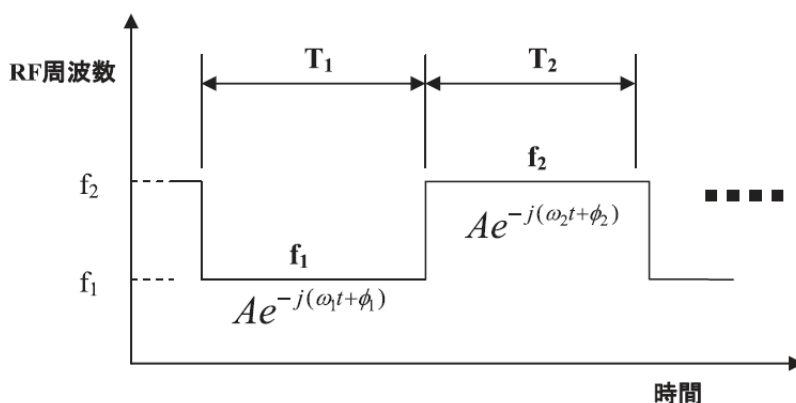


図2.2.3.4 2周波CW方式の信号モデル[50]

スペクトラム拡散方式[51,52]では、送信信号を擬似雑音(PN: Pseudo Noise)符号で拡散変調して送信する。スペクトラム拡散方式の構成を図2.2.3.5に示す。対象物に反射して返ってきた受信信号と送信信号の相関処理を行い、信号の遅延時間を測定する。この方式は、電波障害や干渉に強い耐性を持ち、対象物までの距離と相対速度を同時に検知することができる。距離検知精度は相関処理の距離分解能に依存する。即ち、送信信号のPN符号の1チップ長に依存する。また、検知可能な最大距離はPN符号の長さで決まる。ただし、PN符号の拡散率を上げると相関処理に要する時間が増大する。そのため、細かい精度で距離検知を行うためには相関処理を高速に行える演算装置が必要となる。また、拡散率に比例して広い周波数帯幅を占有してしまう。

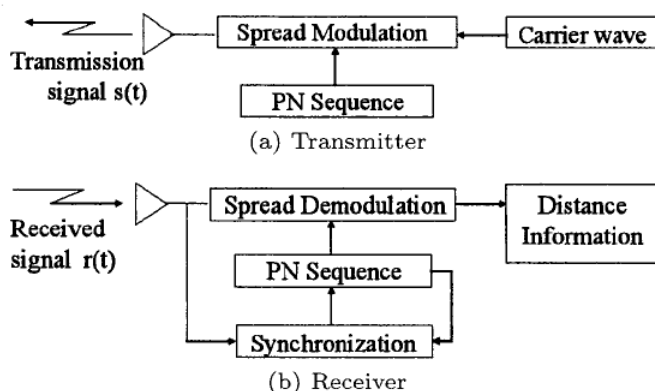


図2.2.3.5 スペクトラム拡散方式の構成[52]

電気通信大学の渡辺(2012)らは、多周波ステップCPC(Complementary Phase Code)方式を採用したミリ波レーダーを開発した[53-55]。多周波ステップCPC方式の計測信号モデルを図2.2.3.6に示す。このレーダーは送信周波数を切り替えながらCode1とCode2によって変調された2つのCPCパルスを送信し、受信したCPCパルスをミキシングし各周波数ステップ、符号毎にパルス圧縮を行う。その後、フーリエ変換を施すことでドップラー周波数を推定し、対象物までの距離と相対速度を求める。CPCパルスとは、互いに相補状態にあるパルスのことを指す。送信周波数切り替えNステップを1セットとし、これをM回繰り返すことで速度分解能の低下を抑えることができるとしている。また、一定時間を挟んで2つのCPCパルスを送信することで少ない符号数でサイドローブを抑制している。サイドローブとは、目的の放射方向以外へ広がる放射のことを指し、サイドローブを抑えることで信号の指向性が向上し、長距離検知性能が上がる。ミリ波の周波数帯域は60GHz帯を使用している。

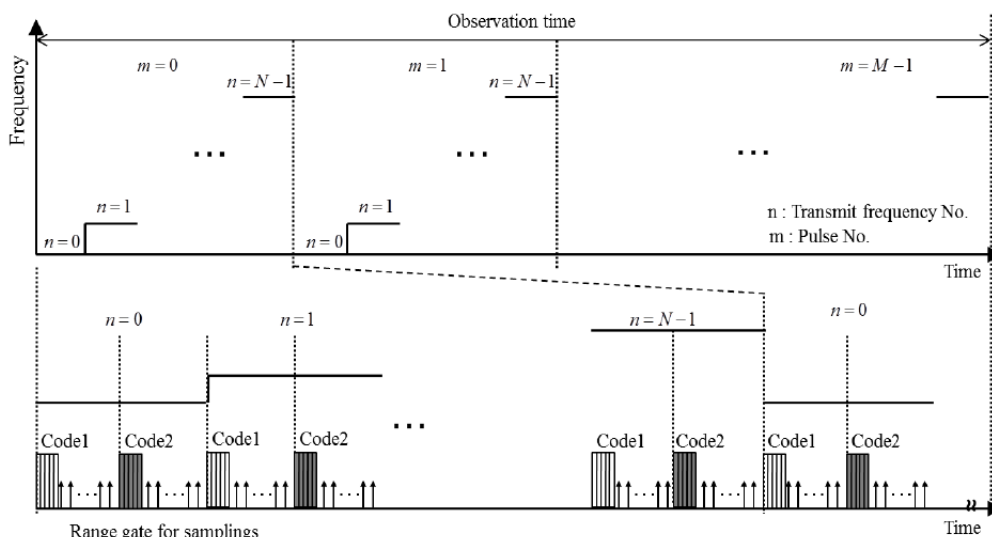


図2.2.3.6 多周波ステップCPC方式の計測信号モデル[55]

このミリ波レーダーを用いた距離検知実験結果を図2.2.3.7に示す。この実験は、レーダーを取り付けた車の前を別の車で移動し、それを検知するというものである。移動する車の最高時速は30km/hである。1回の計測時間は29msであることからフレームレートは約30fpsであると思われる。また、この時の距離検知分解能は0.3m、速度分解能は0.3km/hである。この方式は、送信周波数を何度も繰り返し実施しているためフレームレートの低下を招いている。また、水平検知角20度程度と狭く、死角を作りやすい。周波数をステップで切り替える等、処理や構成が複雑であることからシステムコストが高くなるものと思われる。

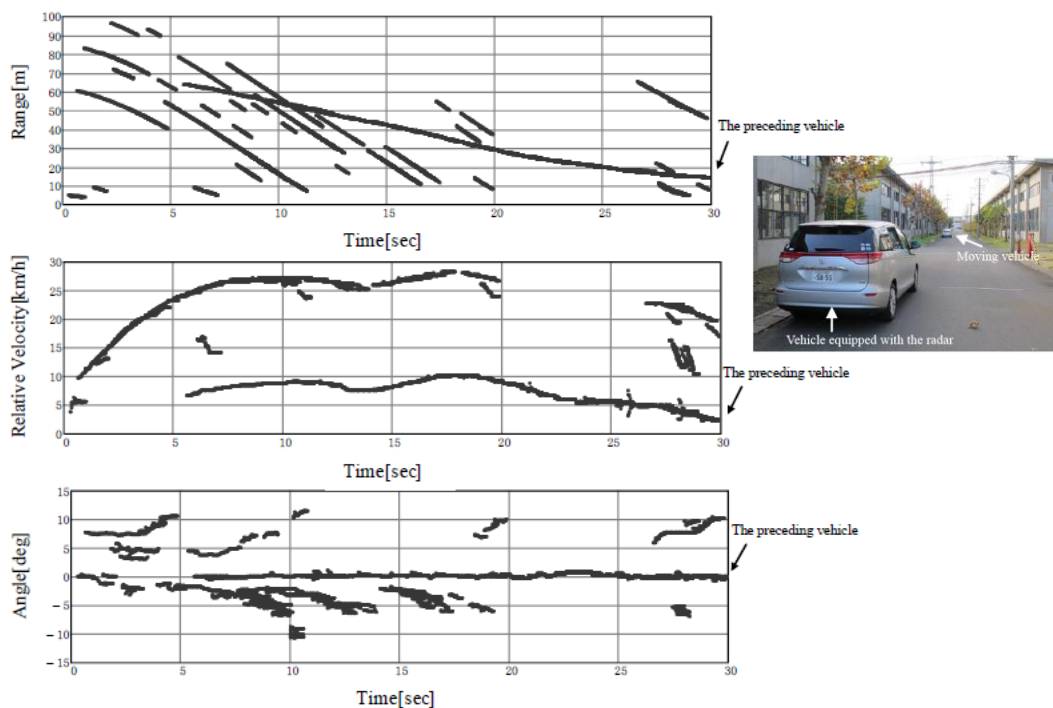


図2.2.3.7 多周波ステップCPC方式ミリ波レーダーによる距離検知結果[55]

2.2.4 光切断法による距離検知

光切断法は、対象物にスリットレーザーを照射し、その反射光をイメージセンサーで撮影し距離検知を行う[56-58]。一度に検知できる距離はレーザーが照射されている部分のみであり、三次元情報を得るためにはレーザーを走査する必要がある。そのため、距離検知に長い時間を必要とし、一般に動く対象物を検知することが困難である。東京大学の池田(2005)らが開発した三次元距離検知画像センサーは、画素の並列サーチアーキテクチャとマルチサンプリングを用いて高速処理を実現した[58]。この距離画像センサーのチップ写真を図2.2.4.1に示す。この距離画像センサーは0.18 μ m、1-Poly、5-Metal、CMOSプロセスで作成され、画素数は375x365である。この距離画像センサーは、対象物で反射したレーザーがイメージセンサーに入射した場所を並列に探索することで、処理速度を向上させている。

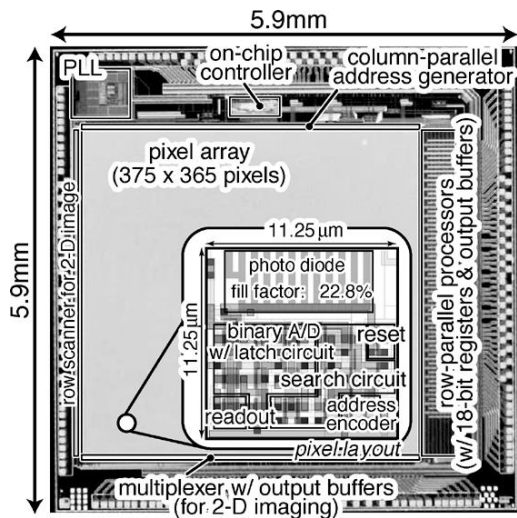


図2.2.4.1 画像センサーのチップ写真[58]

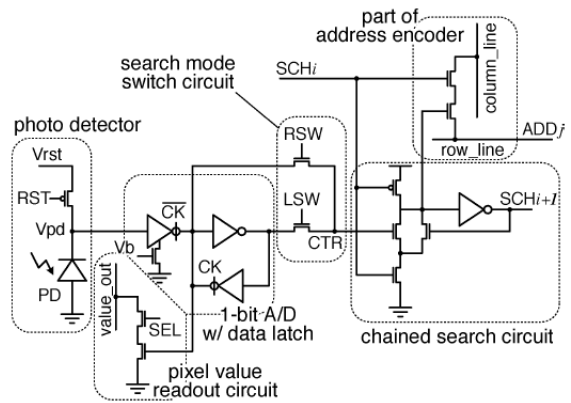


図2.2.4.2 画素回路の構成[58]

この画像センサーの画素回路の構成を図2.2.4.2、処理高速化手法と処理フローを図2.2.4.3にそれぞれ示す。このイメージセンサーは1画素ずつ情報を取得するのではなく、図2.2.4.3(c)のように全ての列で並列に左から探索していき、画素の電圧レベルがしきい値を超えた場所のアドレス情報を取得し、取得した列はそこで探索を終了する。この手法によって、多くの場合で処理時間を節約することが可能になる。また、しきい値を変えてサンプリングを繰り返すことで距離検知精度を向上させることができる。

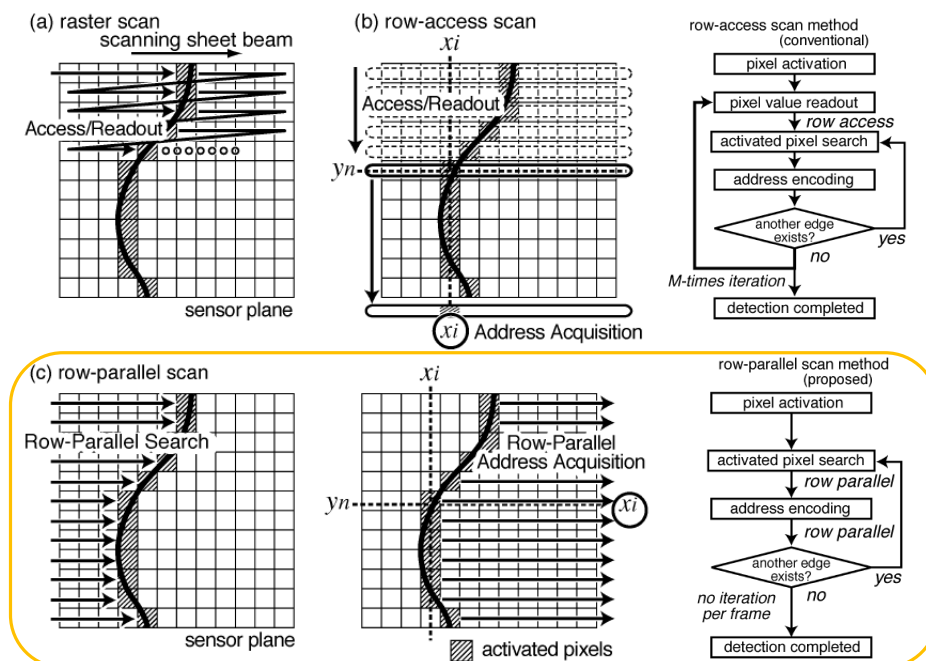


図2.2.4.3 画素読み出しの高速化手法と処理フロー[58]

そのマルチサンプリングによる距離検知精度向上の例を図2.2.4.4に示す。単一サンプリングではしきい値を超える一番左の画素のアドレスのみが取得される。しきい値を変えて複数回サンプリングすると、より詳細なアドレスを取得することができる。そのため、1画素以下の精度で距離を推定することができる。例えば、サンプリング回数が4回であれば0.2画素以下の精度で距離を推定できると報告されている。

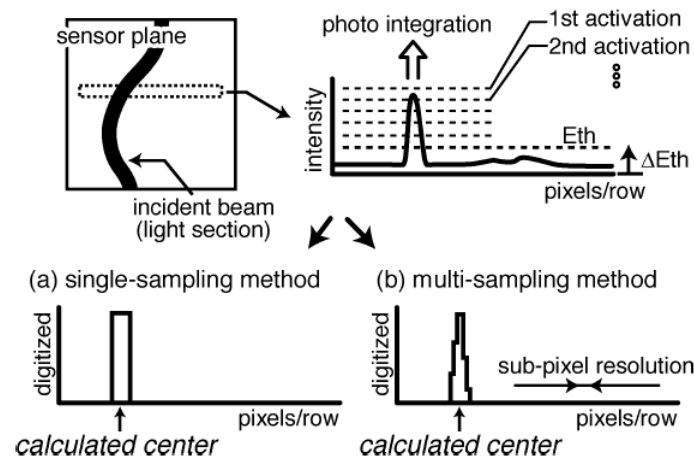


図2.2.4.4 マルチサンプリングによる検知精度の向上[58]

この距離画像センサーの三次元距離検知実験結果を図2.2.4.5に示す。この距離画像センサーは、動作周波数432MHz、サンプリング回数4回で1052rps(range map per second)の高速処理を実現した。また、距離検知精度は60cmの距離で最大1.10mm(0.2画素以下)と高精度である。ただし、消費電力は1065mWと非常に大きい。また、検知可能距離がレーザーの照射範囲と強度に依存するため長距離での距離検知が困難であり、三角測量法で距離を計測していることも併せて対象物が遠くなるほど検知精度が落ちる。また、ターゲット写真と見比べると、ターゲットの黒い部分の距離情報が取得できていないことが分かる。これは、近赤外光の反射率の差の影響によるものと考えられる。

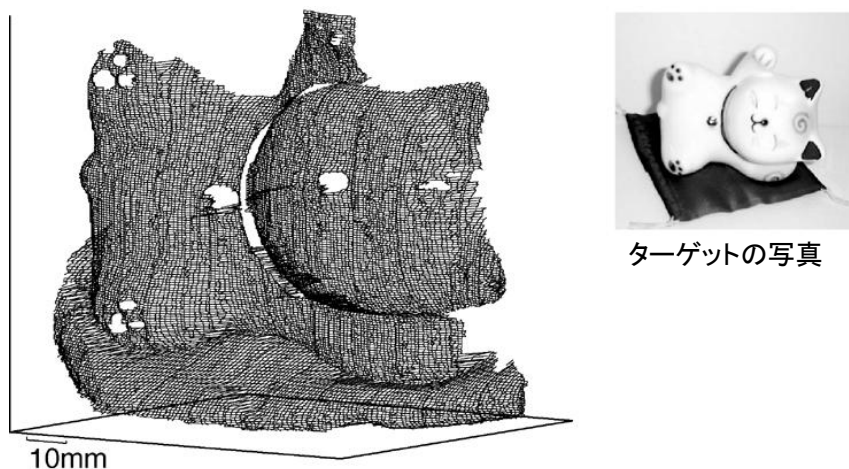


図2.2.4.5 三次元距離画像センサーによる距離検知結果[58]

2.3 パッシブセンシング方式による距離検知技術

パッシブセンシング方式では、近赤外光やレーザー等の発光器は使用せず、自然光もしくはセンサーとは無関係の照明(以下これらを自然光と呼ぶ)による画像情報のみで対象物までの距離を計測する。視点の異なる2つのカメラ(イメージセンサー)で撮影した画像をマッチングすることで、対象物までの距離を計測するステレオ視法による距離検知手法が一般的である。パッシブセンシング方式は、自然光を利用するためインフラ環境や法規制の制限を受けない利点がある。また、アクティブセンシング方式に比べて低コスト化、省サイズ化、低消費電力化が容易である。しかし、照明灯がない夜間などでは使用できない制限や、距離検知にはある程度のコントラスト(パターン特徴)が必要で、対象物の形状やパターン特徴のない特殊な環境では対象物を検知できない等の問題点もある。

2.3.1 ステレオ視法の原理

ステレオ視法の原理[59-60]は、人間がものを見てその距離を判断する原理と同じである。ステレオ視法では、人間の眼のように左右同じ高さに2つのカメラ(イメージセンサー)を設置し、左右のカメラそれぞれで撮影する。ステレオ視法の原理を図2.3.1.1に示す。左右のカメラで視点が異なることから、対象物を見る時の左右の視線角度に違いが出る。この違いによって左右のカメラではものの見え方が異なる。このとき、左右のカメラと対象物の成す角度(輻輳角)は対象物までの距離によって変化する。この輻輳角を両眼視差(Binocular Parallax)と呼び、対象物がカメラに近い距離にあるほど両眼視差は大きくなる。また、対象物の距離を変えた時の左右の見え方の相対関係を両眼像差(Binocular Disparity)と呼ぶ。

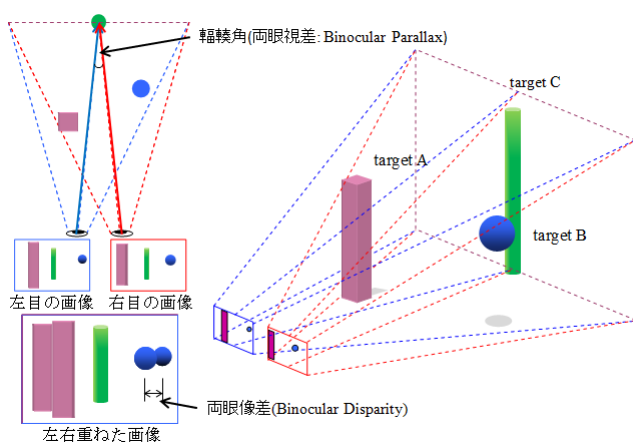


図2.3.1.1 ステレオ視法の原理

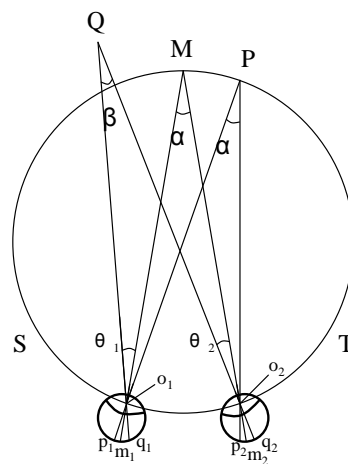


図2.3.1.2 フィート・ミュラーの円[60]

両眼像差は、左右の中央視線の交差点(と同じ距離)を基準として、よりカメラに近づくほど大きくなる。なお、この大きさを問わず単に左右の見え方のズレという意味で言及する場合、日本では両眼像差を指して両眼視差、もしくは単に視差と呼ぶことが多い。したがって、中央視線の輻輳角や画角等の光学条件とその両眼像差の大きさがわかれば、対象物の位置を計測することができる。これがステレオ視法の原理である。

ステレオ視の距離検知精度について考える[59-60]。フィート・ミュラーの円と呼ばれるモデルを図2.3.1.2に示す。このモデルのように、人間がものを見る時は必ずどこか1点を両眼で注視しており、その注視点からの光は両眼網膜の中心に結像される。両眼が点Mを注視するとき、点Mからの光は両眼球の結節点 O_1 、 O_2 を通り、両眼網膜の中心 m_1 、 m_2 に結像される。このとき、点Mの輻輳角 α は、式(2.3.1)で与えられる。

$$\alpha \approx B/D [\text{rad}] = 57.3 B/D [\text{deg}] \quad (2.3.1)$$

次に、網膜上に2点 p_1 、 p_2 を考える。この2点が、

$$\angle p_1 O_1 m_1 = \angle p_2 O_2 m_2 \quad (2.3.2)$$

を満たすとき、 p_1 、 p_2 から結ばれる点Pの輻輳角は点M同様に α となり、点Pは円周 $O_1 M O_2$ 上に現れる。即ち、両眼視差が等しい状態となる。この円周は、ホロプター(holopter)と呼ばれ、人間が立体感を得るときの基準となる。円周の内側にある点は近く、外側にある点は遠くに感じられる。イメージセンサーの場合、受光部分が平面であるのでこのモデルとは少し異なるが、これに関しては次章で述べる。輻輳角の異なる点Qを考えると、 θ_1 、 θ_2 間に違いが生まれ、この違いが両眼像差を表す。したがって、注視点の両眼像差は0である。この両眼像差を δ とすると、式(2.3.3)で表される。

$$\delta = \theta_1 - \theta_2 = \alpha - \beta \approx \frac{B}{D} - \frac{B}{D + \Delta D} = \frac{B \times \Delta D}{D(D + \Delta D)} \quad (2.3.3)$$

距離Dにおける距離分解能を ΔD_{min} 、その時の両眼像差を δ_{min} とおくと、 ΔD_{min} は式(2.3.4)で与えられる。

$$\Delta D_{min} = \frac{\delta_{min} \times D^2}{B - \delta_{min} \times D} \approx \frac{\delta_{min} \times D^2}{B} \quad (2.3.4)$$

したがって、距離分解能は両眼間隔に比例し、対象物までの距離の2乗に反比例する。ただし、対象物までの距離があまりに大きくなりすぎた場合、分母の第2項が無視できなくなり更に分解能が低下する。距離が2倍遠くなると視差は約1/4に減少するが、人間の場合には経験的な補正によって実際に感じる奥行きはほぼ一定に保たれる(知覚の恒常性)。イメージセンサーで遠距離を高分解能で得るためには何らかの工夫が必要になる。

2.3.2 ステレオ視法による距離検知

ステレオ視法による距離検知[61-70]では、左右の画像の視差を抽出する必要がある。即ち、対象物が左右の画像それぞれのどの位置に現れているかの対応付けを行う必要がある。この対応点検索処理が最も処理時間を要するステレオ視法の肝であり、センサーの性能を決定する一番の要因となる。したがって、この対応点検索処理に各センサーの工夫の多くが見られる。

山武(現アズビル)の加藤(2002)らはサイクリックパイプライン型A/D変換器(ADC)をチップ内に集積することで高速化を測った二眼CMOSイメージセンサーを開発した[66,67]。このイメージセンサーは、距離画像計測用プロセッサASICと組み合わせることで16x16の距離画像を取得することができる。図2.3.2.1に二眼CMOSイメージセンサーのチップ写真を示す。また、図2.3.2.2にイメージセンサーのブロック図を示す。このイメージセンサーは、0.6 μ m、2-Poly、3-Metal、CMOSプロセスで作成された。チップサイズは11.5x4.3mm²で、左右の撮影時の解像度は256x256である。

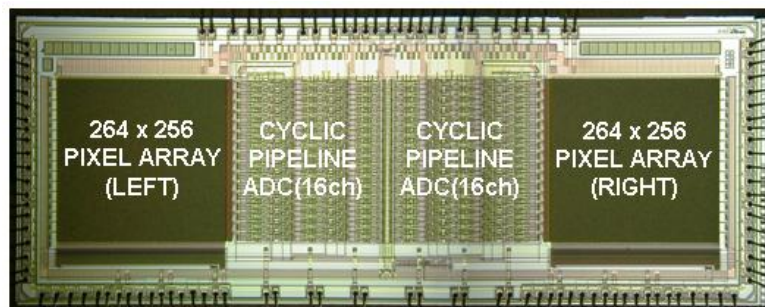


図2.3.2.1 二眼CMOSイメージセンサーのチップ写真[68]

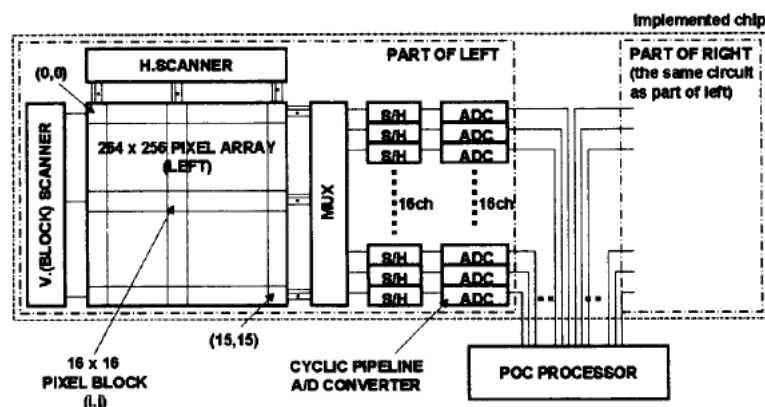


図2.3.2.1 二眼CMOSイメージセンサーのブロック図[66]

このイメージセンサーは、16x16画素を1ブロックとする16x16ブロックに分割し、ブロック単位で視差量の計算を行う。ブロックごとの視差量を求める手法には、位相限定相関法(POC: Phase-Only Correlation)を用いている。POC法とは、振幅成分を一定にして変換を行うフーリエ変換を用いた相関アルゴリズムで、通常の相関に比べて相関係数のピークが鋭く、視差量示すピーク位置をより正確に求めることができる。各ブロックの16並列信号は固定パターンノイズを除去するサンプルホールド回路に読み出された後、16個のサイクリックパイプライン型ADCでデジタル変換される。デジタル変換された信号は、専用ASICのPOCプロセッサでフーリエ変換され距離画像を得る。このイメージセンサーの距離検知結果を図2.3.2.3に示す。

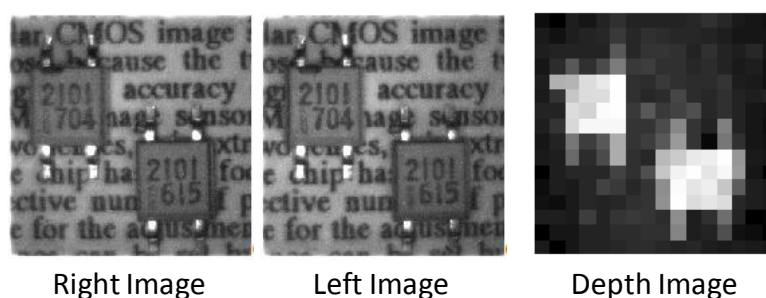


図2.3.2.3 二眼CMOSイメージセンサーの出力結果[68]

このイメージセンサーは、プリント基板上の電子部品の位置検出を目的としたもの故に検知可能距離は0-4.9mmまでであるが、実際に部品の位置を検出することに成功している。2つのイメージセンサーがワンチップに集積されていることから、2台のカメラ(イメージセンサー)の位置合わせの正確性が担保されている。また、動作周波数10MHzで距離画像を300fpsで取得することが可能である。ただし、この速度は16x16という低解像度であるところによるものが大きく、高解像度にすると処理速度は低下する。検知領域が14.3x14.3mm²と極端に狭い領域しか一度に検知ができないため、プリント基板上を何度も撮影する必要がある。また、対応点検索処理を専用ASICで処理しているため、その分コストが増大する。

ジョンズ・ホプキンス大学のPhilipp(2006)らは、2つのイメージセンサーと距離情報を算出する演算回路をワンチップに内蔵したシングルチップステレオイメージャーを開発した[69,70]。このステレオイメージャーのチップ写真を図2.3.2.4に示す。また、このステレオイメージャーの構成を図2.3.2.5に示す。このステレオイメージャーは、0.35 μ m、2-Poly、4-Metal、3.3V、CMOSプロセスで作成された。チップサイズは3.5x3.3mm²で、左右の撮影時の解像度は128x128である。左眼128画素に対し右眼15画素でSAD(Sum of Absolute Difference)マトリックスを用いたマッチングすることで距離計算が行われる。この処理を繰り返すことで114x125の距離画像を得ることができる。このセンサーが出力する距離情報はデジタルデータであり、外部のA/D変換やアンプ処理が不要である。

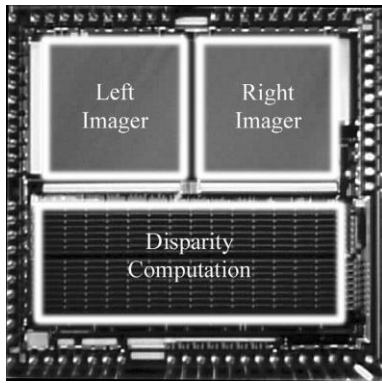


図2.3.2.4 イメージャーチップ写真[70]

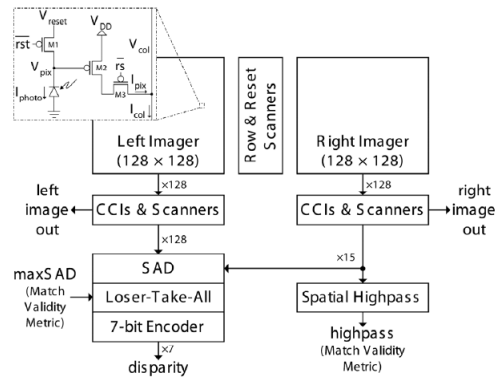


図2.3.2.5 イメージャーの構成[70]

左右のイメージセンサーには反射鏡とプリズムを介して視点の異なる画像がそれぞれ投影される。左右のイメージセンサーは128列で並列に電流を出力する。SADマトリクスにおいては、左眼の128列の電流と右眼の15列の電流に対し全並列でSAD演算が行われる。SADマトリクスを図2.3.2.6に示す。SAD演算後、マトリクス1行毎に加算電流が出力される。Loser-Take-All(LTA)回路では、SADマトリクスの出力電流114個の中から最も低い電流を検知し、その最も低い電流値を持つ行をアクティブにする。そして、7ビットエンコーダによってその視差情報を出力する。また、同時に右眼の画像に対して空間ハイパスと測定有効判定(MVM: Match Validity Metric)処理を行っている。この処理は、選択中の右眼15画素にSAD演算を行うために十分なコントラストがあるかどうかを判定する。図2.3.2.7に、このステレオイメージャーの距離検知結果を示す。箱の上に三角錐のコーンが置かれている。箱の表面は77cmの距離にあり、そこでの距離分解能は1.67cmであるが、コーンの距離での分解能は10.5cmまで低下している。動作周波数430kHzでフレームレート30fpsを達成している。また、この時の消費電力は33.2mWと非常に省電力である。左眼128画素に対し右眼15画素ごとの時分割で演算を行っていることから、並列度が低くフレームレートが小さくなっている。また得られる距離画像も124x125と高くはない解像度である。

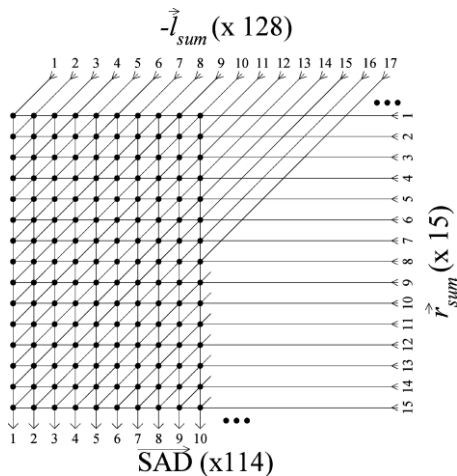


図2.3.2.6 SADマトリクス[69]

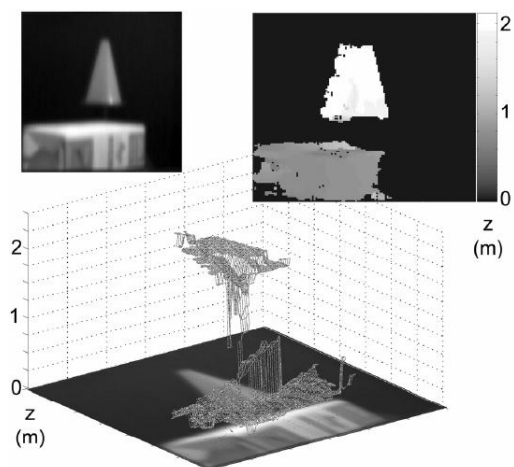


図2.3.2.7 三次元距離マップ[70]

中央大学の柴田(2013)らは、差分ステレオを用いたステレオカメラを開発した[71]。図2.3.2.8にこのステレオカメラの構成、図2.3.2.9に処理フローを示す。差分ステレオとは、予め背景のみを撮影したステレオ画像から撮影環境の視差情報を記憶しておき、実際の撮影時にその背景情報との差分(背景差分)を取るマッチング手法である[72]。この手法によって、前景領域だけでステレオマッチングを行うことができ、計算コストや誤検知を低減することができる。また、差分ステレオでは前景領域を移動体として検出することができ、2004年にはこのシステムとパーティクルフィルタを用いた人物追跡を実践している[73]。このステレオカメラの距離検知実験結果を図2.3.2.10に示す。距離画像の解像度は640x480で、フレームレートは30fpsである。このシステムは、撮像と演算を異なるユニットで行っているためコストや装置サイズが大きい。また、予め撮影した背景情報を常に記憶しておく必要があり、そのためのメモリが必要になる。また、時間経過等による日照条件や風など環境の変化によって、背景差分ができなくなり演算量が増大する。この問題の解決のためには、定期的に背景情報を取得し直す必要がある。

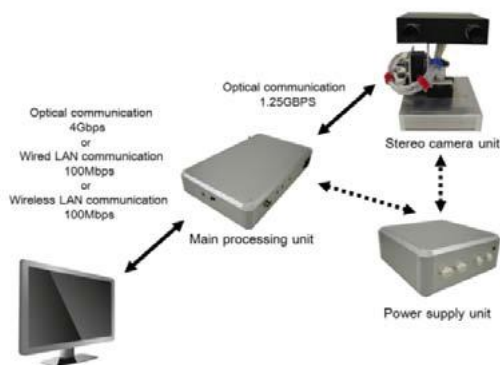


図2.3.2.8 ステレオカメラの構成[71]

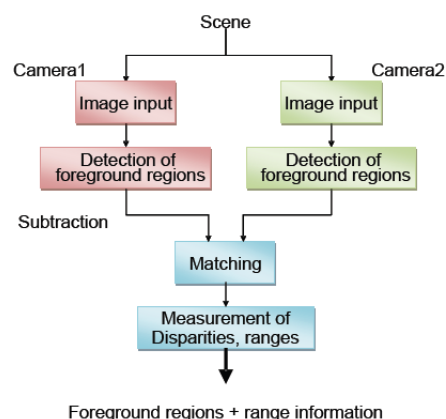


図2.3.2.9 ステレオカメラの処理フロー[71]

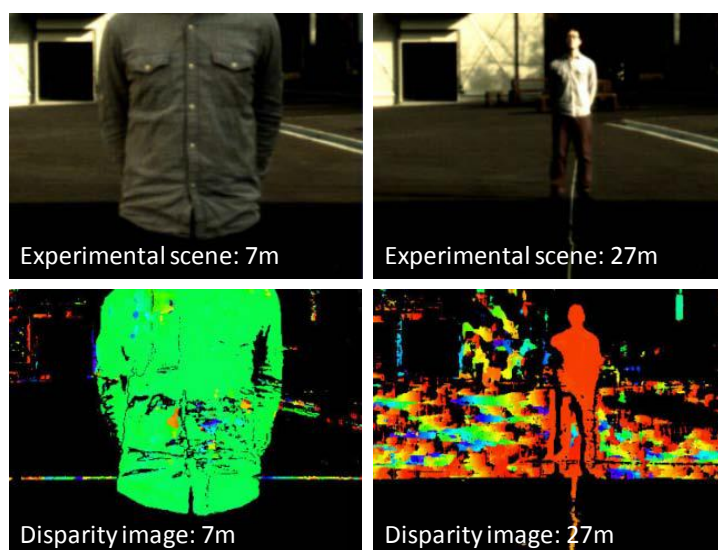


図2.2.3.10 差分ステレオを用いた距離検知実験結果[71]

2.4 ステレオ視方式三次元距離センサーLSI

我々が開発する三次元距離センサーLSIは、ステレオ視法を用いたパッシブセンシング方式の三次元距離センサーである。三次元距離センサーLSIは、シングルチップ内に2つのイメージセンサーと距離情報取得のための演算回路が集積されている。図2.4.1に三次元距離センサーLSIのチップ写真と構成の例を示す。ステレオ視法では、左右のカメラ性能の統一や位置合わせが問題となるが、距離検知に必要な回路をすべて集積しているため、この問題はクリアされている。また、シングルチップゆえにコスト面やサイズ面に優れている。

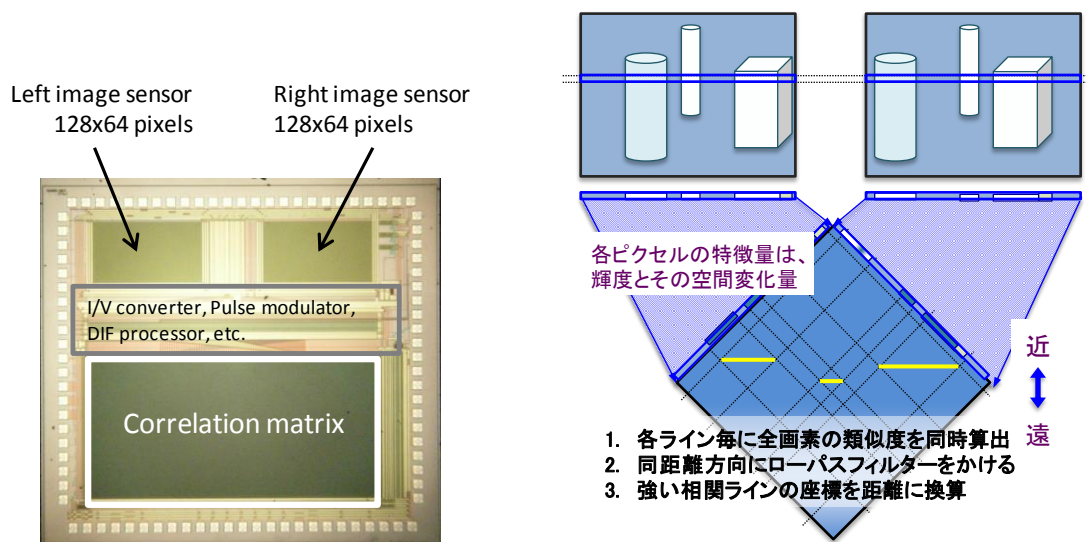


図2.4.1 三次元距離センサーLSIの例[77] 図2.4.2 三次元距離センサー相関アルゴリズム

三次元距離センサーLSIの処理アルゴリズムについて簡単に述べる。左右のイメージセンサーでステレオ画像を取得する。左右のイメージセンサーの横1列の画素全てにおいて、照度情報をアナログ電圧に同時に変換して出力する。これらのアナログ電圧を、パルス幅に変調した後、隣接するパルス同士で微分処理を行うことで、各画素の特徴量をパルス信号で扱うことができる。この時、パルス信号の位相は輝度情報を表し、そのパルス幅は輝度の空間変化量を示す。ここで得られたパルス信号は、相関回路マトリックスにおいて左右の画素全ての組み合わせで相関演算される。ここまでの処理はすべて完全並列で行われる。この結果、このセンサーLSIでは一般的には膨大な処理時間を要する対応点検索をイメージセンサー1ラインあたり100nsから1 μ sの時間オーダーで完了することができる。また、相関マトリックスの座標そのものがリアル空間の奥行き位置、水平位置と一意的に対応している。よって、相関マトリックスの横方向にローパスフィルターをかけることで、より強く相関反応を得ることができる。

得られた相関反応はデジタルエンコードされ、2次元のアドレスデータとして出力される。したがって、これらの処理をイメージセンサーのすべての列で行うことで、三次元の位置情報を取得できる。このセンサーLSIは、ブロック単位ではなくピクセル単位の並列相関によって位置情報を得るため、対象物のエッジ部分や小さいサイズの対象物に対しても距離検知精度を維持することができる。また、上で述べた省コスト、省サイズに加えて対象物の座標データのみを出力という高速かつ省データサイズも実現している。そのため、様々なシステムへの導入・応用が容易である。

イメージセンサーの画素数や細かい機能は世代によって異なる。表2.4に三次元距離センサーLSIの各世代における簡単な特徴を示す。尚、本論文では表2.4の②-⑦のセンサーについて扱う。

表2.4 各世代の三次元距離センサーLSIの特徴

世代	主な機能	画像解像度	距離分解能(階調)	消費電力
①	2次元距離センサーLSI[74]	64	127	-
②	三次元距離センサーLSI	128x16	255(有効値127)	-
③	相関機能の強化[75]	128x16	255(有効値127)	280mW
④	出力の高速化[76]	128x16	255(有効値127)	405mW
⑤	順次リセット機能の追加[77]	128x64	255(有効値127)	~200mW
⑥	画素の高ダイナミックレンジ化[78]	128x16	255(有効値127)	375mW
⑦	距離検知精度の向上[79]	128x24	1020(有効値508)	140mW
⑧	相関積分機能、動き検知機能の追加	192x140	383(有効値125)	~200mW
⑨	Siインターポーザを用いた高解像度化	320x240	639(有効値127)	~200mW

参考文献

- [1] “Computer Vision - ECCV 2012. Proceedings of Workshops and Demonstrations,” Computer Vision - ECCV 2012. Workshops and Demonstrations, 2012.
- [2] D.S. Pankaj, R.R. Nidamanuri, and P.B. Prasad, “3-D Imaging Techniques and Review of Products,” Proceedings of International Conference on Innovations in Computer Science and Engineering (ICICSE), 2013.
- [3] B. König, “Optimized Distance Measurement with 3D-CMOS Image Sensor and Real-Time Processing of the 3D Data for Applications in Automotive and Safety Engineering,” 2008.
- [4] I. Stančić, J. Musić, and V. Zanchi, “Improved structured light 3D scanner with application to anthropometric parameter estimation,” Measurement, Vol.46, pp.716-726, 2013.
- [5] R. Sagawa, K. Sakashita, N. Kasuya, H. Kawasaki, R. Furukawa, and Y. Yagi, “Grid-based Active Stereo with Single-colored Wave Pattern for Dense One-shot 3D Scan,” 2012 Second Joint 3DIM/3DPVT Conference: 3D Imaging, Modeling, Processing, Visualization & Transmission (3DIMPVT2012), 2012.
- [6] J. Salvi, S. Fernandez, T. Pribanic, and X. Llado, “A state of the art in structured light patterns for surface profilometry,” Pattern Recognition, Vol.43, pp.2666-2680, 2010.
- [7] J.I. Laughner, S. Zhang, H. Li, C.C. Shao, and I.R. Efimov, “Mapping cardiac surface mechanics with structured light imaging,” American Journal of Physiology - Heart and Circulatory Physiology, Vol.303, No.6, pp.712-720, 2012.
- [8] 糟谷, 坂下, 佐川, 古川, 川崎, “単色波線グリッドパターンを用いたプロジェクタ・カメラ能動ステレオ,” 映像情報メディア学会技術報告, Vol.36, No.43, pp.13-16, 2012.
- [9] 小浦, 藤垣, 村田, “高速度カメラによるライン状LEDと光源切替位相シフト法を用いた三次元形状計測,” 映像情報メディア学会技術報告, Vol.36, No.43, pp.17-20, 2012.
- [10] T. Stoyanov, R. Mojtahedadeh, H. Andreasson, and A.J. Lilienthal, “Comparative evaluation of range sensor accuracy for indoor mobile robotics and automated logistics applications,” Robotics and Autonomous Systems, Vol.61, pp.1094-1105, 2012.
- [11] S. Gasparrini, E. Cippitelli, S. Spinsante, and E. Gambi, “A Depth-Based Fall Detection System Using a Kinect^{reg} Sensor,” Sensors, Vol.14, No.2, pp.2756-2775, 2014.
- [12] Kinect - Microsoft, “www.xbox.com/ja-JP/kinect”.
- [13] Z. Zhang, “Microsoft Kinect Sensor and Its Effect,” IEEE MultiMedia, Vol.19, No.2, pp.4-10, 2012.
- [14] K.D. Mankoff, and T.A. Russo, “The Kinect: a low-cost, high-resolution, short-range 3D camera,” Earth Surface Processes and Landforms, Vol.38, No.9, pp.926-936, 2013.

- [15] K. Khoshelham, "ACCURACY ANALYSIS OF KINECT DEPTH DATA," International Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences (ISPRS) Workshop Laser Scanning 2011, pp.133-138, 2011.
- [16] HelloWORLD サポートサイト,
"http://blog.livedoor.jp/helloworld_since2003/archives/65341279.html".
- [17] A. Maimone, J. Bidwell, K. Peng, and H. Fuchs, "Enhanced personal autostereoscopic telepresence system using commodity depth cameras," Computers & Graphics, Vol.36, pp.791-807, 2012.
- [18] K. Khoshelham, and S.O. Elberink, "Accuracy and Resolution of Kinect Depth Data for Indoor Mapping Applications," Sensors, Vol.12, No.2, pp.1437-1454, 2012.
- [19] J.C.K. Chow, K.D. ang, D.D. Lichti, and W.F. Teskey, "PERFORMANCE ANALYSIS OF A LOW-COST TRIANGULATION-BASED 3D CAMERA MICROSOFT KINECT SYSTEM," ISPRS Congress, Technical Commission V, pp.175-180, 2012.
- [20] L. Chen, H. Wei, and J. Ferryman, "A survey of human motion analysis using depth imagery," Pattern Recognition Letters, Vol.34, pp.1995-2006, 2013.
- [21] D. Viejo, J. Garcia-Rodriguez, and M. Gazorla, "A study of a soft computing based method for 3D scenario reconstruction," Applied Soft Computing, Vol.12, pp.3158-3164, 2012.
- [22] C. Niclass, M. Soga, H. Matsubara, S. Kato, and M. Kagami, "A 100-m Range 10-Frame per sec 340x96-Pixel Time-of-Flight Depth Sensor in 0.18- μ m CMOS," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.48, No.2, pp.559-572, 2013.
- [23] I.A. Halin, A. Din, I.B. Aris, M.M. Isa, S. Shafie, and S. Kawahito, "Selection of amplifier for optimized charge transfer in active pixel CMOS time of flight (TOF) image sensors," IEEE Electronics Express, Vol.8, No.22, pp.1913-1919, 2011.
- [24] 竹下, 澤田, 飯田, 安富, 川人, "埋め込み型高速電荷転送フォトダイオードを用いた TOF距離画像センサーの試作," 電子情報通信学会技術研究報告 ICD, Vol.109, No.214, pp.23-28, 2009.
- [25] G. Zach, M. Davidovic, and H. Zimmermann, "A 16x16 Pixel Distance Sensor With In-Pixel Circuitry That Tolerates 150 klx of Ambient Light," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.45, No.7, pp.1345-1353, 2010.
- [26] M. Perenzoni, and D. Stoppa, "Figures of Merit for Indirect Time-of-Flight 3D Cameras: Definition and Experimental Evaluation," Remote Sensing, Vol.3, No.11, pp.2461-2472, 2011.
- [27] F. Mufti, R. Mahony, and J. Heinzmann, "Robust estimation of planar surfaces using spatio-temporal RANSAC for applications in autonomous vehicle navigation," Robotics and Autonomous System, Vol.60, pp.16-28, 2012.
- [28] P. Kostov, M. Davidovic, M. Hofbauer, J. Seiter, W. Gaberl, and H. Zimmermann, "Time-of-Flight Range Finding Sensor Using a PNP Bipolar Phototransistor in a 0.35 μ m CMOS

- Process With High Immunity Against Background Light,” IEEE, 2013.
- [29] P. Kumar, “Time-of-Flight 3D Imaging based on a SPAD-TDC Pixel Array in Standard 65 nm CMOS Technology,” 2011.
- [30] S. May, D. Droschel, D. Holz, S. Fuchs, E. Malis, A. Nuchter, and J. Herzberg, “Three-Dimensional Mapping with Time-of-Flight Cameras,” *Journal of Field Robotics*, Vol.26, No.11-12, pp.934-965, 2009.
- [31] F. Chiabrando, R. Chiabrando, D. Piatti, and F. Rinaudo, “Sensors for 3D Imaging Metric Evaluation and Calibration of a CCD/CMOS Time-of-Flight Camera,” *Sensors*, Vol.9, No.12, pp.10080-10096, 2009.
- [32] G.F. Dalla Betta, S. Donati, Q.D. Hossain, G. Martini, L. Pancheri, D. Stoppa, G. Verzellesi, “TOF-Range Image Sensor in 0.18 μ m CMOS technology based on Current Assisted Photonic Demodulators,” *CLEO: Science and Innovations, Conference Paper*, 2011.
- [33] 橋本, 今井, 常定, 村上, 岸田, 谷口, “周囲光電荷消去型距離画像CCD,” *映像情報メディア学会誌*, Vol.63, No.9, pp.1286-1293, 2009.
- [34] 橋本, 今井, 栗原, 常定, 村上, 原野, “面積復調方式による高感度距離画像センサ,” *パナソニック電工技報*, Vol.59, No.3, pp.45-50, 2011.
- [35] D. Stoppa, N. Massari, L. Pancheri, M. Malfatti, M. Perenzoni, and L. Gonzo, “A Range Image Sensor Based on 10- μ m Lock-In Pixels in 0.18- μ m CMOS Imaging Technology,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol.46, No.1, pp.248-258, 2011.
- [36] T. Sawada, S. Kawahito, M. Nakayama, K. Ito, I.A. halin, M. Homma, T. Ushinaga, and Y. Maeda, “A TOF range image sensor with an ambient light charge drain and small duty-cycle light pulse,” *International Image Sensor Workshop*, pp.254-257, 2007.
- [37] 澤田, 伊藤, 中山, 川人, “Time-of-Flight距離画像センサの距離分解能の改善,” *映像情報メディア学会誌*, Vol.32, No.44, pp.21-24, 2008.
- [38] O. Sgrott, D. Mosconi, M. Perenzoni, G. Pedretti, L. Gonzo, and D. Stoppa, “A 134-Pixel CMOS Sensor for Combined Time-of-Flight and Optical Triangulation 3-D Imaging,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol.45, No.7, pp.1354-1364, 2010.
- [39] S.J. Kim, S.W. Han, B. Kang, K. Lee, J.D.K. Kin, and C.Y. Kim, “A Three-Dimensional Time-of-Flight CMOS Image Sensor With Pinned-Photodiode Pixel Structure,” *IEEE Electron Device Letters*, Vol.31, No.11, pp.1272-1274, 2010.
- [40] M. Perenzoni, N. Massari, D. Stoppa, L. Pancheri, M. Malfatti, and L. Gonzo, “A 160x120-Pixels Range Camera With In-Pixel Correlated Double Sampling and Fixed-Pattern Noise Correction,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol.46, No.7, pp.1672-1681, 2011.
- [41] 総務省-電波利用ホームページ, “<http://www.tele.soumu.go.jp/>”.
- [42] 一般社団法人 電波産業会, “<http://www.arib.or.jp/>”.

- [43] C. Blanc, R. Aufrère, L. Malaterre, J. Gallice, and J. Alizon, "OBSTACLE DETECTION AND TRACKING BY MILLIMETER WAVE RADAR," IAV 2004, 2004.
- [44] 桐本, "自動車レーダの基礎," MWE2007, 基礎講座8 Digest, p.493, 2007.
- [45] 三友, 星野, "CMOS技術で実現したミリ波レーダ用ワンチップ送受信IC," 東芝レビュー, Vol.66, No.8, pp.44-47, 2010.
- [46] T. Mitomo, N. Ono, H. Hoshino, Y. Yoshihara, O. Watanabe, and I. Seto, "A 77 GHz 90 nm CMOS Transceiver for FMCW Radar Applications," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.45, No.4, pp.928-937, 2010.
- [47] L. Bin, and Y. Xiaodan, "Research on FMCW Radar Signals Processing," International Conference on Remote Sensing, Environment and Transportation Engineering (RSETE 2013), 2013.
- [48] 稲葉, 桐本, "車載用ミリ波レーダ," 自動車技術, Vol.64, No.2, pp.74-79, 2010.
- [49] 近藤, 永石, 篠田, 栗田, 永作, 高野, "ITS用ミリ波車載レーダセンサ," 電子情報通信学会論文誌C, Vol.J88-C, No.8, pp.613-620, 2005.
- [50] 四分一, 江馬, 槇, "拡大するミリ波技術の応用," 島田理化技報, No.21, 2011.
- [51] 島津, 水井, "スペクトル拡散方式を用いたミリ波車両間通信・測距統合システムの信号伝搬シミュレーション," 電子情報通信学会技術研究報告. IT, 情報理論, Vol.100, No.689, pp.181-186, 2001.
- [52] 和田, 岡田, "スペクトル拡散レーダにおける処理速度向上のための可変拡散系列長方式," 電子情報通信学会論文誌B, Vol.J89-B, No.12, pp.2253-2258, 2006.
- [53] 稲葉, 渡辺, "車載用ミリ波レーダの開発と実験的評価," 自動車技術会春季学術講演会, 2012.
- [54] M. Watanabe, and T. Inaba, "Evaluation of Millimeter wave Radar using Stepped Multiple Frequency Complementary Phase Code modulation," ICSANE2012, 2012.
- [55] M. Watanabe, M. Akita, and T. Inaba, "Millimeter Wave Radar using Stepped Multiple Frequency Complementary Phase Code Modulation," ITS World Congress Tokyo 2013, 2013.
- [56] 熊谷, "光等位相面切断法によるロボット用3次元計測システムの開発," ロボティクス・メカトロニクス公演会議講演概要集, 2004.
- [57] Y. Oike, M. Ikeda, and K. Asada, "Design and Implementation of Real-Time 3-D Image Sensor With 640 x 480 Pixel Resolution," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.39, No.4, pp.622-628, 2004.
- [58] Y. Oike, M. Ikeda, and K. Asada, "A 375 x 365 High-Speed 3-D Range-Finding Image Sensor Using Row-Parallel Search Architecture and Multisampling Technique," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.40, No.2, pp.444-453, 2005.
- [59] 屋島博 監修, 元木紀雄, 矢野澄男 共編, "3次元画像と人間の科学," オーム社, 2000.
- [60] 大越孝敬, "三次元画像光学," 朝倉書店, 1991.

- [61] 川口徳仁, “三次元距離センサーLSIに関する研究,” 九州工業大学大学院修士論文, 2010.
- [62] L. Chen, Y. Jia, “A Parallel Reconfigurable Architecture for Real-Time Stereo Vision,” 2009 International Conference on Embedded Software and System, pp.32-39, 2009.
- [63] J. Díaz, E. Ros, S.P. Sabatini, F. Solari, and S. Mota, “A phase-based stereo vision system-on-a-chip,” *BioSystems*, Vol.87, pp.314-321, 2007.
- [64] S. Nedeveschi, R. Danescu, T. Marita, F. Oniga, C. Pocol, S. Bota, and C. Vancea, “A Sensor for Urban Driving Assistance Systems Based on Dense Stereovision,” *Stereo Vision*, pp.235-58, 2008.
- [65] H. Kunsoo, “A stereo vision-based obstacle detection system in vehicles,” *Optics and Laser in Engineering*, Vol.46, pp.168-170, 2008.
- [66] 加藤, 川人, 小林, 佐々木, 浴, 久永, “サイクリックパイプラインA/D変換器を用いた2眼CMOSイメージセンサによる高速距離画像計測,” 映像情報メディア学会技術報告, Vol.26, No.63, pp.65-69, 2002.
- [67] 加藤, 川人, 久永, 佐々木, 浴, “3次元計測用2眼CMOSイメージセンサの検討,” 映像情報メディア学会年次大会議講演予稿集(2001), pp.380-381, 2001.
- [68] 川人祥二, “2眼式3次元イメージセンサ,” 静岡大学電子工学研究所, 川人研究室, “<http://www.idl.rie.shizuoka.ac.jp/study/project/bis/index.html>,”.
- [69] R.M. Philipp, and R. Etienne-Cummings, “Single-Chip Stereo Imager,” *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, Vol.39, No.3, pp.237-250, 2004.
- [70] R.M. Philipp, and R. Etienne-Cummings, “A 128x128 33mW 30frames/s Single-Chip Stereo Imager,” *IEEE, ISSCC, Digest of Technical Papers*, pp.506-507,669, 2006.
- [71] 柴田, 脇本, 川下, 梅田, 戸辺, “差分ステレオを実装したステレオカメラの構築,” 精密工学会春季大会学術講演会講演論文集, pp.43-44, 2013.
- [72] 梅田, 寺林, 橋本, 中西, 入江, “差分ステレオ-運動領域に注目したステレオ視-の提案,” 精密工学会誌, Vol.76, No.1, pp.123-128, 2010.
- [73] 川下, 柴田, 増山, 梅田, “差分ステレオとパーティクルフィルタによる複数人物追跡,” 日本機械学会論文集, Vol.80, No.811, 2014.
- [74] T. Yoshida, K. Ono, and Y. Arima, “Binocular Range Image Sensor LSI with Fully Parallel Stereo Correlation Processing,” *Extended abstracts of the Conference on Solid State Devices and Materials (SSDM) 2006*, pp.586-587, 2006.
- [75] M. Kawano, N. Kawaguchi, and Y. Arima, “Three-Dimensional Binocular Range Sensor LSI with Enhanced Correlation Signal,” *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.49, No.4, p.04DE05, 2010.
- [76] N. Kawaguchi, M. Kawano, and Y. Arima, “Three-Dimensional Binocular Range Sensor Large Scale Integration with a 410 μ s/Frame Output Time High-Speed Data Output Method,” *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.49, No.4, p.04DE06, 2010.

- [77] 外間大地, “視差センサLSIにおけるイメージセンサ部の設計,”
九州工業大学卒業論文, 2011.
- [78] M. Kawano, Y. Hirata, and Y. Arima, “A Three-Dimensional Binocular Range Sensor LSI with
a 106 dB Wide Dynamic Range Pixel,” 2010 IEEE Region 10 Conference (TENCON2010),
pp.2469-2473, 2010.
- [79] M. Kawano, and Y. Arima, “Binocular range-sensor LSI with improved distance detection
precision by coordinated pixel placement,” IEICE Electronics Express, Vol.11, No.19, p.20140747,
2014.

第3章

三次元距離センサーLSIの高集積化

3.1 序

第1章では三次元距離センサーの小型化と低コスト化の重要性を示した。そして、第2章では我々の開発する三次元距離センサーLSIがそれらの点において優位性を持つことを述べた。そこで本章では、ステレオ視方式三次元距離センサーをシングルチップ上に高集積に実装するための回路構成と、その距離検知アルゴリズムについて詳述する。

第3.2節では、初めに三次元距離センサーLSIの大まかな回路構成と処理フローについて述べる。続く第3.3節では、三次元距離センサーLSIを構成する各要素の詳細な回路構成とその機能について述べる。そして第3.4節では、三次元距離センサーLSIの距離検知アルゴリズムについて述べる。

3.2 三次元距離センサーLSIの機能回路構成と処理概要

三次元距離センサーLSIは、2つのイメージセンサーと視差演算のための処理回路を集積するステレオ視方式のシングルチップ三次元距離センサーである。三次元距離センサーLSIのチップ写真とその基本構成を図3.2.1と図3.2.2にそれぞれ示す。

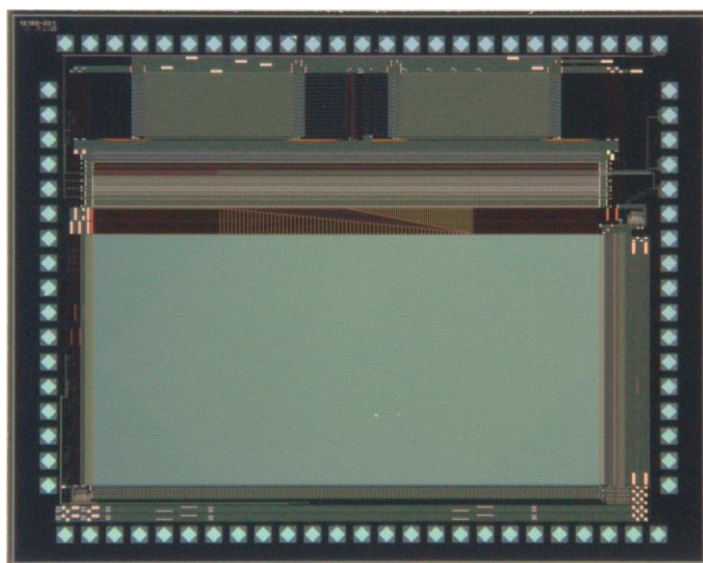


図3.2.1 三次元距離センサーLSI

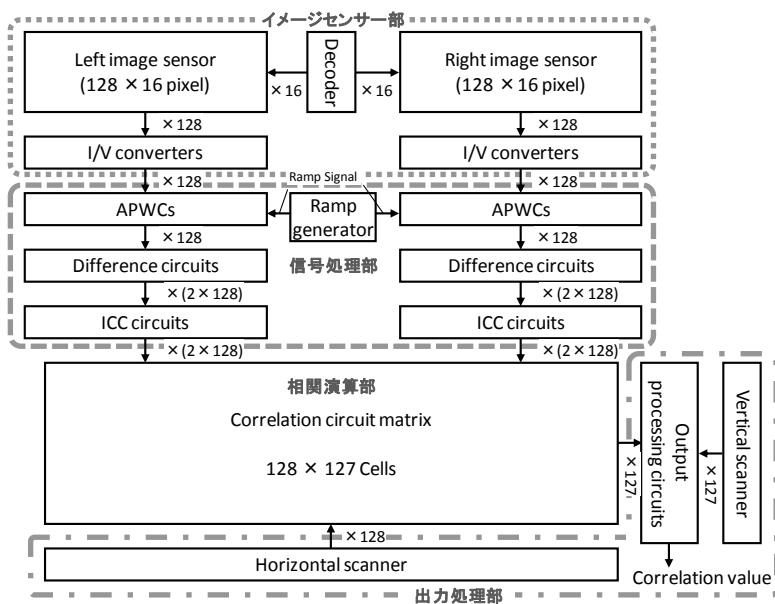


図3.2.2 三次元距離センサーLSIの基本構成

三次元距離センサーLSIは、イメージセンサー部、信号処理部、相関演算部、出力処理部の4つの機能ブロックで構成される。イメージセンサー部は、解像度128×16のイメージセンサー2つ、出力画素ライン選択デコーダ、128アレイ×2個の電流/電圧変換回路(I/V converter)で構成されており、視差がある2枚の画像を撮影しライン毎に画素信号をアナログ電圧で出力する。信号処理部は、128アレイ×2個の電圧/パルス幅変換回路(APWC: Analog voltage to Pulse Width Converter)、128×2個の微分回路(Difference circuit)、ランプ信号発生回路(Ramp generator)、128×2個の無効相関除去回路(ICC circuit: Invalid Correlation Canceling circuit)で構成される。それぞれの回路はすべて並列で動作し、左右の画像の対応点検索処理のためのパルス信号化、特徴量抽出等の前処理を行っている。相関演算部は、128×127個(ダミー回路含む)の相関回路(Correlation circuit)で構成されており、左右の画像の対応点検索処理を行う。出力処理部は、127個の相関出力回路、縦方向スキャナー、横方向スキャナーで構成され、取得した視差情報をチップ外部へ出力する。

次に、三次元距離センサーLSIの基本的な処理フローについて述べる。図3.2.3に三次元距離センサーLSIの処理フロー図を示す。三次元距離センサーLSIに集積されている左右のイメージセンサーは、それぞれ128個の画素回路からなるラインセンサーを16列有しており、初めにこの左右のイメージセンサーで2次元のステレオ画像を撮影する。撮影後、出力画素ライン選択デコーダによって読み出すラインセンサーの選択を行い、選択されたラインセンサーからの出力(輝度情報)をそれぞれI/V変換回路にて電圧値に変換する。この電圧値への変換処理は左右ともに128×2並列で行われる。I/V変換処理によって得られた電圧は、APWCによってパルス信号へと変換される。このとき、電圧値の大小は変換後のパルス信号のパルス幅にて表現される。

即ち、高い電圧値は長いパルス幅、低い電圧値は短いパルス幅へと電圧値相応のパルス幅へと変換される。次の微分回路では、隣接するAPWCが出力するパルス信号の差分を出力(微分処理)する。出力されるパルス信号は、その位相で輝度を表し、パルス幅で輝度の空間変化量を表す。したがって、全ての微分回路の出力信号を見ることで明るさとその変化量の空間的な分布、即ち空間的特徴点を把握することができる。ICC回路では、前段の微分処理によって特徴点が得られなかった領域、即ち空間的に輝度変化がない領域を判別し、無特徴領域と判別された部分に微分結果とは別の固定信号を出力する。この処理によって無特徴領域同士の対応点検索を排除することで、視差情報をより明確にすることができる。これらの処理は左右128×2個の信号に対して、全て並列に実行される。

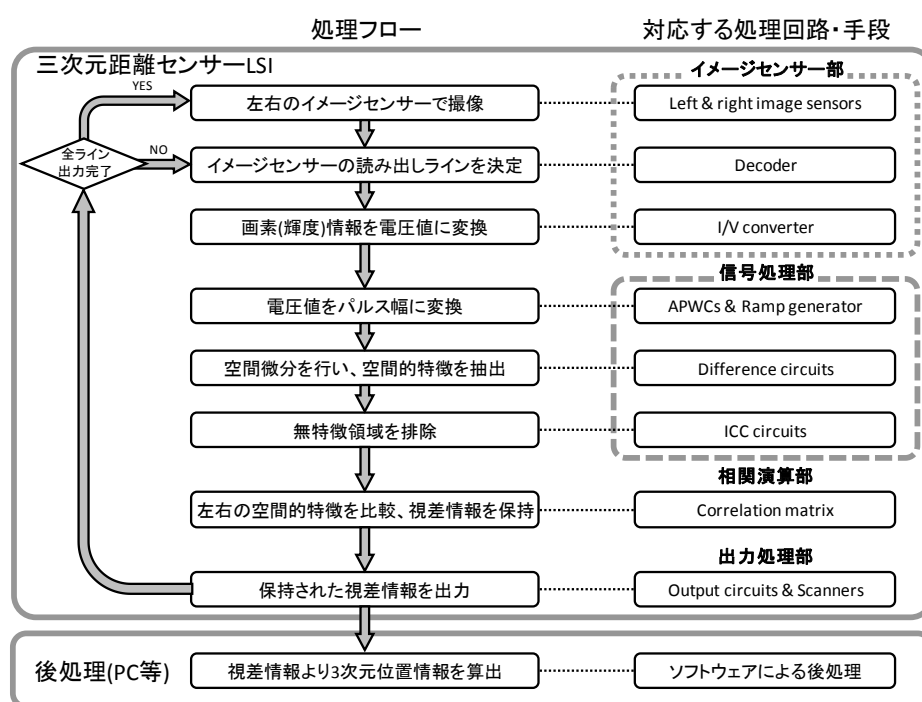


図3.2.3 三次元距離センサーLSIの処理フロー

信号処理部で得られた空間的特徴量を示すパルス信号は、相関演算部にて左右の信号全ての組み合わせで位相及びパルス幅の比較による相関処理が行われる。この相関処理は、左右のパルス信号の位相とパルス幅を比較し、その一致度を電圧値に変換する。左右の信号の一致度が高いほど高い電圧を得ることができ、左右の信号が一致したこと(対応点)を示す電圧値を持つ相関回路の座標から視差情報を得ることができる。相関演算部には相関回路がマトリックス状に配置されており、全ての相関処理を完全並列に数 μsec 以下の時間オーダーで完了することができる。相関処理によって得られた視差情報は、出力処理によってチップから出力されアプリケーションに活用される。出力処理が終わった後、出力画素選択デコーダで読み出すラインセンサーを変えて同様の処理を繰り返すことで、三次元の距離情報を得ることができる。

3.3 三次元距離センサーLSIの回路構成

本節では、三次元距離センサーLSIを構成する各要素回路の回路構成とその機能について述べる。

3.3.1 イメージセンサー部の回路構成

イメージセンサー部は128×16画素のイメージセンサーとI/V変換回路、そして出力画素選択デコーダから構成される。イメージセンサー部の回路構成を図3.3.1.0.1に示す。イメージセンサーは、128個の画素回路からなるラインセンサー16列によって構成されており、16列の画素回路の出力ノードはすべて繋がってI/V変換回路と接続されている。出力画素選択デコーダは、指定された4bitのアドレスに対応するラインセンサー1列の出力パスを開放する。その結果、選択されたラインセンサーの画素回路の出力がI/V変換回路へ入力される。

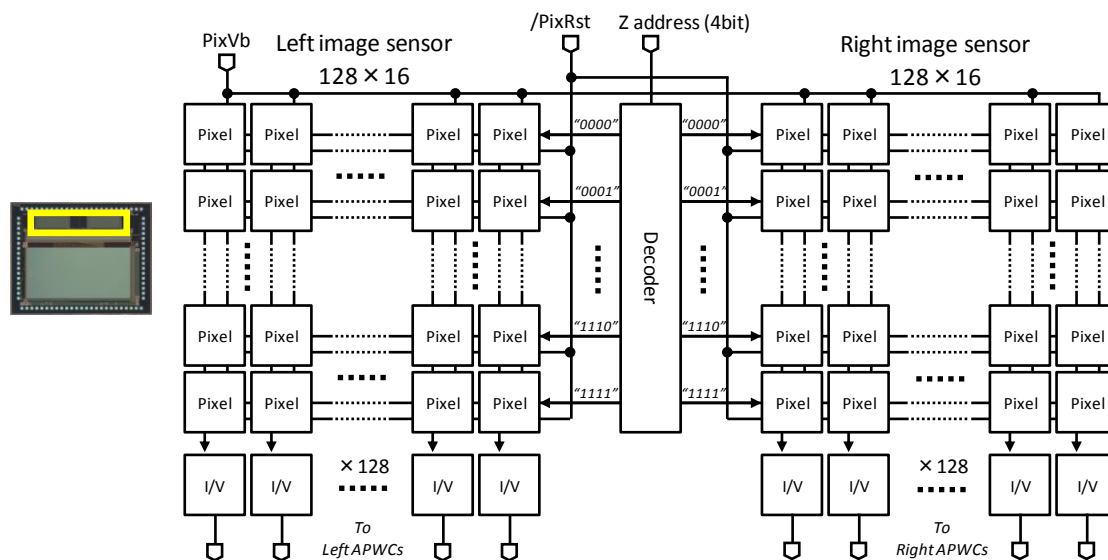


図3.3.1.0.1 イメージセンサー部の回路構成

続いて、イメージセンサー部を構成する要素回路の回路構成とその機能について述べる。第3.3.1.1項では画素回路の回路構成と光電変換機能について述べる。第3.3.1.2項ではI/V変換回路の回路構成と入出力特性について述べる。そして、第3.3.1.3項では出力画素選択デコーダの回路構成について述べる。

3.3.1.1 画素回路 (Pixel)

画素回路は入射した光を電荷に変換する光電変換機能を有しており、受光強度(輝度)を電気信号に変換するための回路である。画素回路の回路図を図3.3.1.1.1、レイアウト図を図3.3.1.1.2にそれぞれ示す。画素回路は、フォトダイオードとリセット用MOSFET(M_R)、増幅用MOSFET(M_A)、出力用MOSFET(M_S)で構成される。フォトダイオードはリセット用MOSFETのドレインと増幅用MOSFETのゲートと接続されており、フォトダイオードの反応によって変化する電圧 V_{pix} によって増幅用MOSFETに流れる電流が決定される。増幅用MOSFETの出力電流は、出力用MOSFETの開放によってI/V変換回路へ出力される。

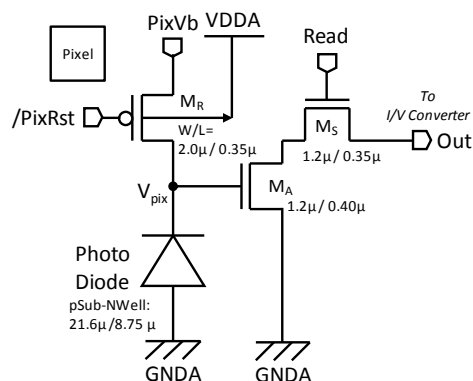


図3.3.1.1.1 画素回路の回路図

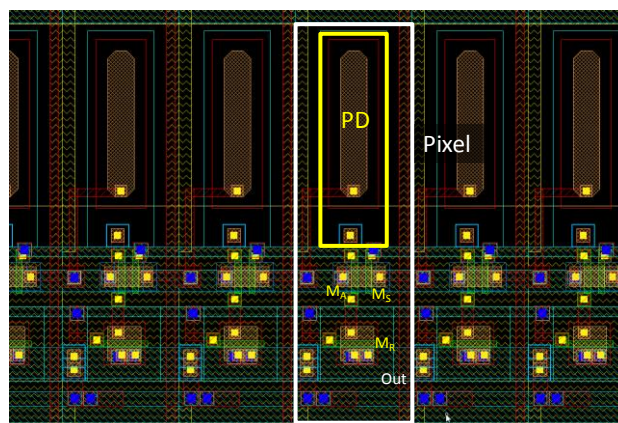


図3.3.1.1.2 画素回路のレイアウト図

画素回路の動作について述べる。 $/\text{PixRst}$ 信号によってリセット用MOSFETが開放されると、リセット用MOSFETのソース電圧 PixVb によってフォトダイオードが逆バイアスされる。逆バイアスされたフォトダイオードにシリコンバンドギャップを超えるエネルギーを持つ光が入射されると、光電効果によってフォトダイオード内で電子正孔対が発生する。それら発生電荷は空乏層内にある電界に応じて、電子はカソード、正孔はアノードへ移動する。その結果、リセット直後にカソード側に蓄積されていた電荷は光によって生成された電子と再結合することによって減少し、フォトダイオードの端子電圧 V_{pix} が低下する。この V_{pix} の低下によって増幅用MOSFETの出力電流も同様に低下する。このとき、入射される光のエネルギーが強い、即ち輝度が高いほど蓄積電荷の減少量は多くなり、輝度が低いほど減少量は抑えられる。したがって増幅用MOSFETの電流量を計測することで、フォトダイオードに入射された光の強度を検出することができる。

次に、フォトダイオードの光電変換機能について述べる。フォトダイオードの断面構造を図3.3.1.1.3に示す。このフォトダイオードは、p型基板とNwell層、そしてp拡散層からなるp+n+p構造を形成している。

フォトダイオードの光電変換機能はp型基板とNwell層によるpn接合のみで果たされるが、p+領域を挿入することで暗電流を抑制することができる。暗電流とは、フォトダイオードに光の入射がない状態においても電荷リーク(電流)が発生する現象を指す。n+p-構造のフォトダイオードではチップ表面の酸化膜層とn+層の境界面に界面準位が形成され、その熱励起によって発生する電子正孔対が原因となり暗電流が発生する。そこでn+p-ダイオードと酸化膜層の間に薄いp+層を挿入してp+n+p-構造を形成し、p+層にp型基板と同電位を与えることで境界面の空乏化を抑制する。その結果、暗電流を低減することができる。この構造を持つフォトダイオードを埋め込みフォトダイオードと呼ぶ。

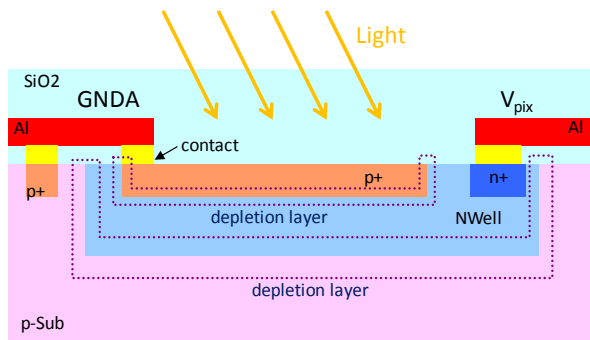


図3.3.1.1.3 フォトダイオードの断面構造

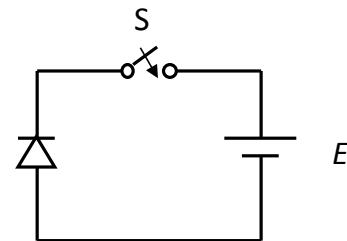


図3.3.1.1.4 pn接合の蓄積動作

図3.3.1.1.4に示す回路において、スイッチが開放される間のフォトダイオードの両端電圧 V_{pix} は、入射光がない状態では式(3.3.1.1.1)で与えられる暗電流密度 J_{gr} による電荷放電にともなって減少する。

$$J_{gr} = \frac{qn_i W}{2\tau_0} \quad (3.3.1.1.1)$$

ここで、 W は空乏層幅、 n_i は真性キャリア濃度、 τ_0 は空乏層でのキャリア実効寿命である。空乏層幅 W が式(3.3.1.1.2)で与えられるとすると、

$$W = K(V_{pix} + \Phi_B)^m \quad (3.3.1.1.2)$$

単位面積当たりの接合容量 $C(V_{pix})$ は式(3.3.1.1.3)で与えられる。

$$C(V_{pix}) = \frac{\epsilon_s \epsilon_0}{W} = K'(V_{pix} + \Phi_B)^{-m} \quad (3.3.1.1.3)$$

ここで、 Φ_B はpn接合の拡散電位、 ϵ_s は比誘電率、 K ならびに m はpn接合の形によって決まる定数である。これらの式からフォトダイオードの両端電圧が低下すると空乏層幅が縮小し、その結果、接合容量が低下することが分かる。pn接合の形状は、その近傍の不純物濃度の分布によって決まる。不純物濃度分布が一様の場合は、図3.3.1.1.5(a)のように階段型接合を形成し、 $m=1/2$ となる。また、不純物濃度分布が線形の場合は、図3.3.1.1.5(b)のように直線斜傾型接合を形成し $m=1/3$ となる。

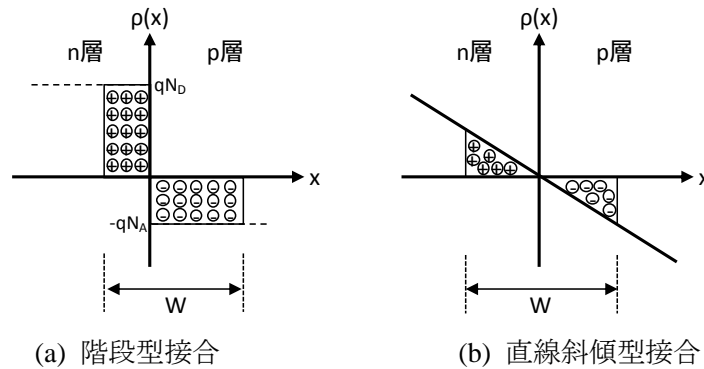


図3.3.1.1.5 pn接合の電荷分布図

pn接合フォトダイオードに光が照射されると暗電流に加えて光電流が発生し、空乏層内の電荷の放電量はより大きくなりフォトダイオードの端子電圧 V_{pix} の減少量は大きくなる。入射光強度に比例する光電流強度 J_p と暗電流強度 J_{gr} は、空乏層容量に並列に接続された電流源と考えることができる。したがって、図3.3.1.1.4に示す回路においてスイッチが開放される間のフォトダイオード両端間の電圧 V_{pix} の変化は、式(3.3.1.1.4)で与えられる。

$$C(V_{pix}) \frac{dV_{pix}}{dt} + J_p + J_{gr} = 0 \quad (3.3.1.1.4)$$

十分光量が多い場合、 $J_p \gg J_{gr}$ であることから t 時間後のフォトダイオードの両端電圧 V_{pix} は、

$$V_{pix} = (V_{pix0} + \phi_B) \left[1 - \frac{J_p(1-m)}{C_0(V_{pix0} + \phi_0)} \right]^{1-m} - \phi_B \quad (3.3.1.1.5)$$

で与えることができる。ここで、 V_{pix0} は $t=0$ の時のフォトダイオードの初期電圧、 C_0 はその時の接合容量である。信号蓄積期間内のフォトダイオードの電圧変化を図3.3.1.1.6に示す。この図より、フォトダイオードの電圧変化は t/T の値が大きくなるにつれて線形性が失われていくことが分かる。また、 m の値が大きくなると非線形が増すことも分かる。

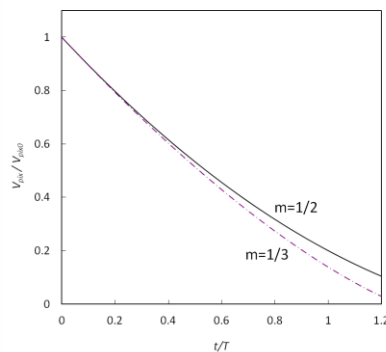


図3.3.1.1.6 信号蓄積期間内のフォトダイオードの電圧変化[7]

$$(T = C_0 (V_0 + \phi_B) / J_p)$$

3.3.1.2 I/V変換回路 (I/V converter)

I/V変換回路は、画素回路から入力された電流値を電圧値に変換して出力する回路である。I/V変換回路の回路図を図3.3.1.2.1、レイアウト図を図3.3.1.2.2にそれぞれ示す。I/V変換回路は、ダイオード接続されたpMOSFET(M₀)、それと対をなすpMOSFET(M₁)、そしてダイオード接続されたnMOSFET(M₂)から構成される。ゲートとドレインを短絡させることをダイオード接続と呼び、ダイオード接続されたMOSFETは小信号の抵抗として動作する。また、2つのpMOSFET対の構成をカレントミラーと呼び、片方のMOSFETに流れる電流をもう一方のMOSFETに複製・増幅することができる。

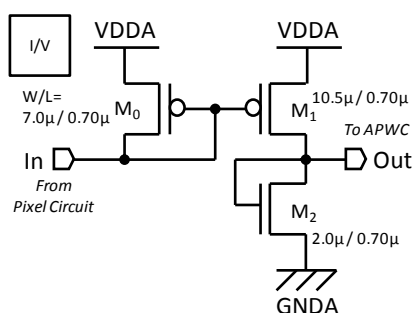


図3.3.1.2.1 I/V変換回路の回路図

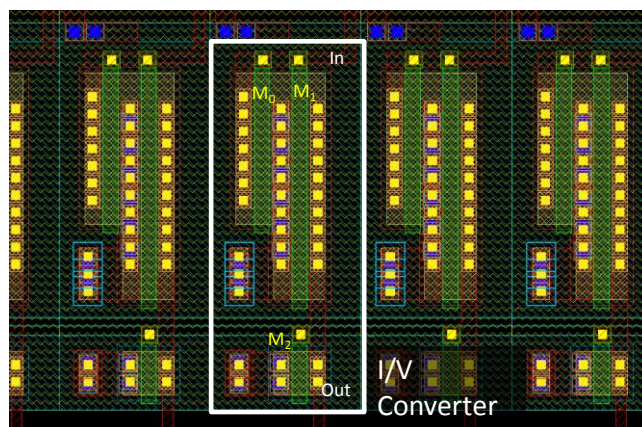


図3.3.1.2.2 I/V変換回路のレイアウト図

M₀はダイオード接続によってゲートとドレインが短絡していることから、飽和領域で動作する($V_{DS} = V_{GS} > V_{GS} - V_{th}$)。よって、M₀を流れる入力電流 I_0 は式(3.3.1.2.1)で与えられる。

$$I_0 = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W_0}{L_0} (V_{GS0} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{GS0}) \quad (3.3.1.2.1)$$

ここで、 μ_p は正孔の移動度、 C_{ox} は単位面積当たりのゲート容量、 λ はチャネル長変調係数である。M₀とM₁のゲート電圧は共通であることから、M₁を流れる電流 I_1 は飽和領域で動作する場合には式(3.3.1.2.2)で与えられる。

$$I_1 = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W_1}{L_1} (V_{GS1} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{DS1}) \quad (3.3.1.2.2)$$

ここで、 λ の項は極めて小さく出来るため式(3.3.1.2.3)のように近似することが出来る。ただし、M₁が線形領域で動作する場合はそのドレイン電圧(V_{Out})が高くなるに従い I_1 は減少する。

$$I_1 \approx \frac{W_1/L_1}{W_0/L_0} I_0 \quad (3.3.1.2.3)$$

したがって、カレントミラーは対をなすMOSFETのアスペクト比(W/L)の比と同じだけ入力電流を増幅することができる。ただし、チャンネル長変調効果の影響を小さくするためにはチャンネル長を長く設計することが望ましい。カレントミラーによって増幅された電流は、ダイオード接続されたM₂によって電圧値に変換後、出力される。I/V変換回路に入力される電流値は、画素回路に入射される光の強度が強いほど小さくなる。したがって、I/V変換回路の出力も同様に光の強度に応じて電圧値が小さくなる。I/V変換回路のタイミングチャートを図3.3.1.2.3に示す。また、I/V変換回路の入出力特性を図3.3.1.2.4に示す。画素回路とI/V変換回路の電源VDDAは他の回路と独立になっており、VDDAの電圧レベルを調整することで入出力特性を改善することができる。図3.3.1.2.5にVDDA=4.2Vの時のI/V変換回路の入出力特性を示す。VDDA=3.0Vの時と比べて線形性が増していることが分かる。

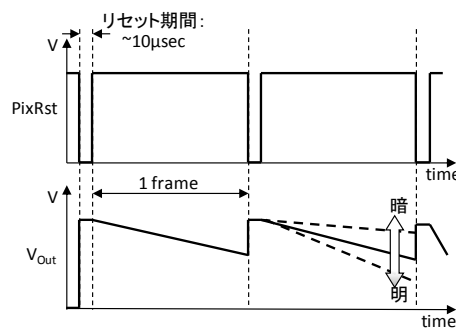


図3.3.1.2.3 I/V変換回路のタイミングチャート

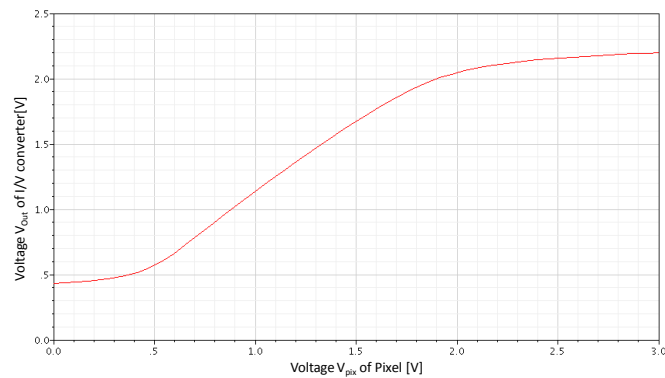


図3.3.1.2.4 I/V変換回路の入出力特性(VDDA=3.0V)

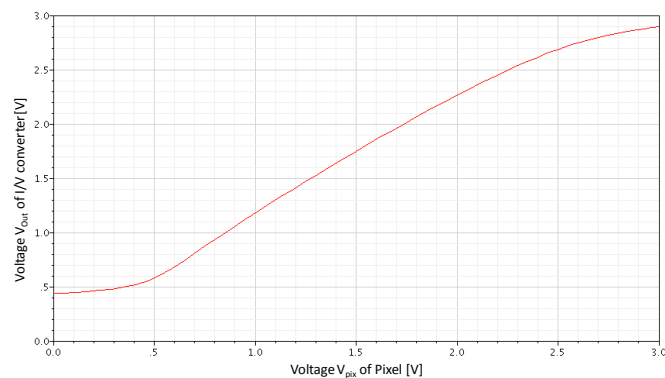


図3.3.1.2.5 I/V変換回路の入出力特性(VDDA=4.2V)

3.3.1.3 出力画素ライン選択デコーダ (Decoder)

出力画素ライン選択デコーダは16列あるラインセンサーのうち1列を選択し、画素回路の持つ輝度情報を電流値としてI/V変換回路へ出力する制御を行う回路である。出力画素選択デコーダの回路図を図3.3.1.3.1、レイアウト図を3.3.1.3.2に示す。この回路は4bitのアドレス信号によって、16本ある出力うちの1つをアクティブにする一般的なデコーダである。

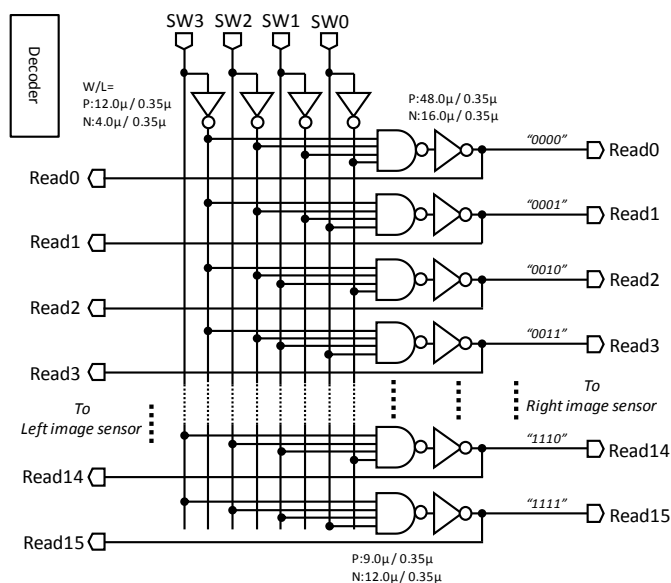


図3.3.1.3.1 出力画素ライン選択デコーダの回路図

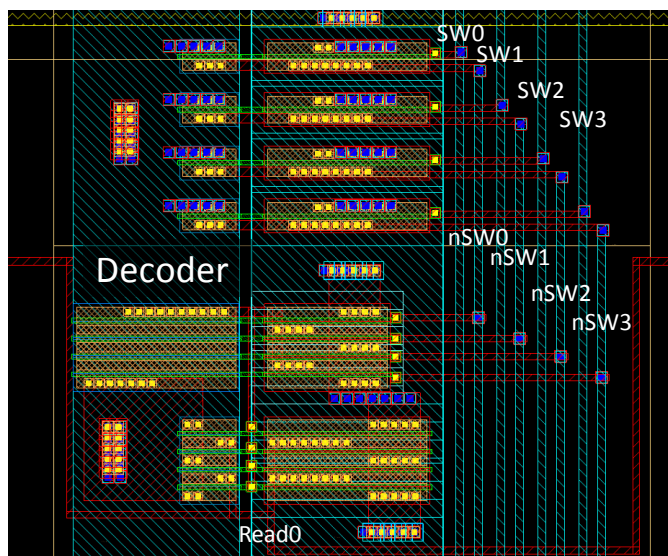


図3.3.1.3.2 出力画素ライン選択デコーダのレイアウト図(一部)

16個の出力ノードは左右のイメージセンサーの16個のラインセンサーにそれぞれ接続されている。4bitの入力アドレスによって指定された列の出力はHighとなり、対応するラインセンサー内の画素回路128×2個の出力用MOSFETが開放される。そして、それらの画素回路の各出力電流がそれぞれのI/V変換回路へと入力される。

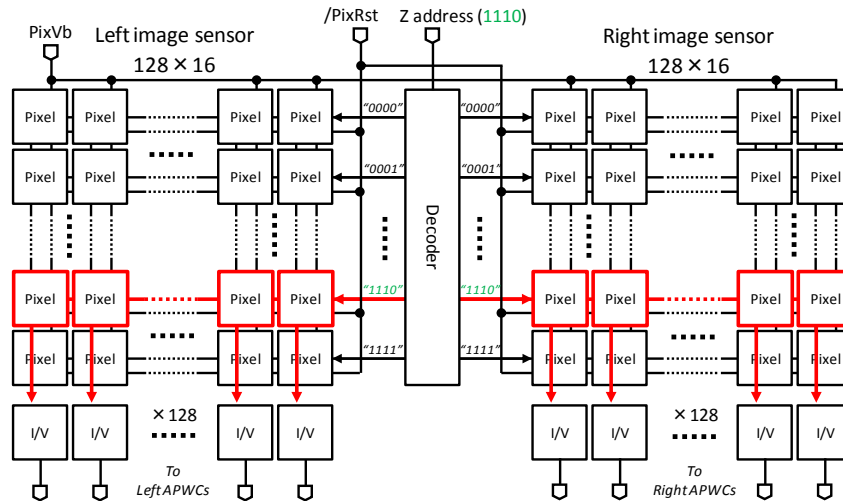


図3.3.1.3.3 出力画素ライン選択の例

3.3.2 信号処理部の回路構成

信号処理部は電圧/パルス幅変換回路(APWC)、ランプ信号発生回路(RampGen)、微分回路(Diff)、そしてICC回路から構成される。信号処理部の回路構成を図3.3.2.0.1に示す。APWC、微分回路、ICC回路はそれぞれ左右に128個ずつ集積されており、その全てが並列で動作する。また、微分回路とICC回路においては左右で一部の制御信号が異なっている。

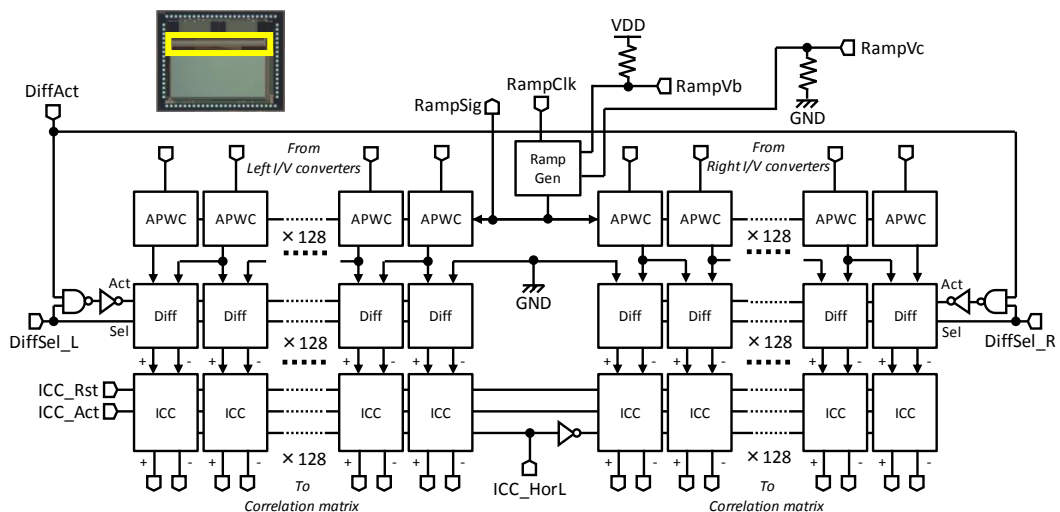


図3.3.2.0.1 信号処理部の回路構成

続いて、信号処理部を構成する要素回路の回路構成とその機能について述べる。第3.3.2.1項ではAPWCの回路構成とその特性そして電圧/パルス幅変換処理の原理について述べる。第3.3.2.2項ではランプ信号発生回路の回路構成とその特性について述べる。第3.3.2.3項では微分回路の回路構成とその機能について述べる。そして、第3.3.2.4項ではICC回路の回路構成とその機能について述べる。

3.3.2.1 電圧/パルス幅変換回路

(APWC: Analog voltage to Pulse Width Converter)

APWCは入力電圧値をパルス信号のパルス幅に変換して出力する回路である。APWCの回路図を図3.3.2.1.1、レイアウト図を図3.3.2.1.2に示す。APWCは、論理しきい値を変調可能なインバータ(VT-INV: Variable Threshold Inverter)と通常のインバータで構成される。

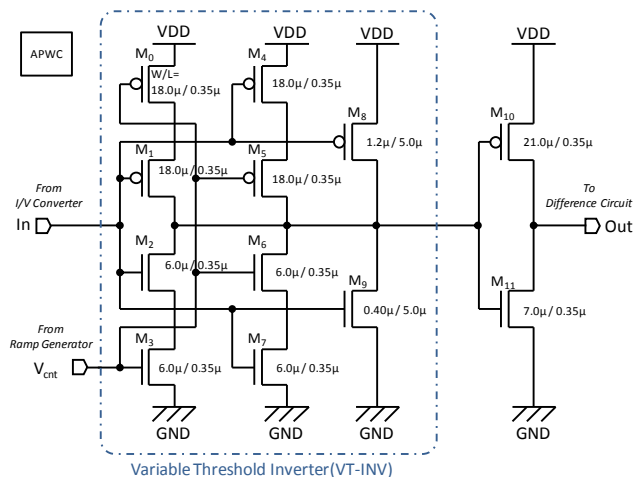


図3.3.2.1.1 APWCの回路図

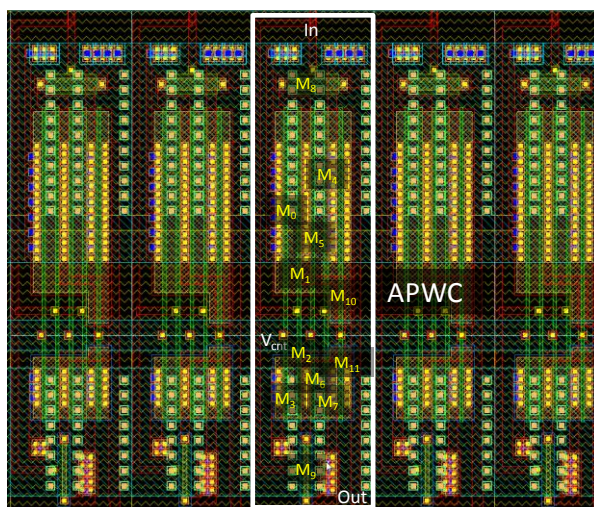


図3.3.2.1.2 APWCのレイアウト図

APWCには、我々がVT-INVと呼んでいる特殊なインバータが使用されている。このVT-INVはソース側に制御用MOSFET(M₀、M₃)を接続したインバータと、ドレイン側に制御用MOSFET(M₅、M₆)を接続したインバータ、そして通常のインバータの3つのインバータを並列に接続した構造を持っている。制御用MOSFETのゲートには共通した制御端子V_{cnt}が接続されており、この制御端子に与えられる制御電圧によって論理しきい値を変調することができる。

インバータの論理しきい値V_{inv}は式(3.3.2.1.1)で与えられる。

$$V_{inv} = \frac{V_{DD} + V_{tp} + V_{tn}\sqrt{\beta_n/\beta_p}}{1 + \sqrt{\beta_n/\beta_p}} \quad (3.3.2.1.1)$$

ここで、V_{DD}は電源電圧、V_tはMOSFETのしきい電圧、βは利得係数を示し、添字のnとpはそれぞれnMOS、pMOSであることを指す。このように、インバータの論理しきい値はnMOSとpMOSの利得係数の比によって決定される。利得係数βをドレイン電流の式から計算すると、線形領域と飽和領域のそれぞれにおいて式(3.3.2.1.2)、式(3.3.2.1.3)のように表される。

$$\beta = \frac{I_D}{[(V_{GS}-V_t) - V_{DS}/2]V_{DS}} \quad (3.3.2.1.2)$$

$$\beta = \frac{2I_D}{(V_{GS} - V_t)^2(1 + \lambda V_{DS})} \quad (3.3.2.1.3)$$

ここで、I_Dはドレイン電流、λはチャネル変調効果係数である。

VT-INVは制御端子V_{cnt}の電圧を調整することによって各MOSFETに流れる電流を制御することができる。V_{GS}やV_{DS}の電圧を変更せずにドレイン電流の値を変調できるということは、式(3.3.2.1.2)、式(3.3.2.1.3)において利得係数βを変調できることと等価である。したがって、VT-INVは制御電圧に応じて論理しきい値を変調することができる。また、制御端子V_{cnt}はnMOS、pMOSの双方に接続されていることから、nMOS側とpMOS側で相補的に電流が変調される。したがって、利得係数の比を幅広く取ることができ、結果として論理しきい値の変調幅も広く取ることができる。VT-INVの入出力特性を図3.3.2.1.3、論理しきい値変調特性を図3.3.2.1.4にそれぞれ示す。

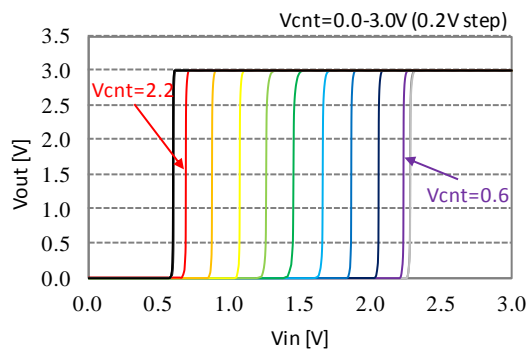


図3.3.2.1.3 APWCの入出力特性

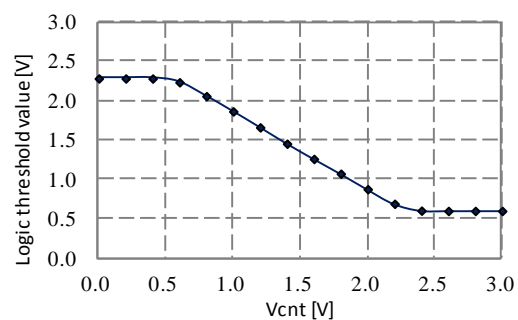


図3.3.2.1.4 APWCの論理しきい値変調特性

APWCは、VT-INVの特性を利用して、入力されたアナログ電圧をその電圧値に応じたパルス幅を持つパルス信号に変換する。その変換特性を示す例を図3.3.2.1.5に示す。VT-INVの制御端子に時間とともに変化する線形的な斜め波形(ランプ信号:RampSig)を入力する。このとき、VT-INVの論理しきい値はランプ信号の変化に従って時間変化する。APWCは、入力電圧がVT-INVの論理しきい値を上回る間はHighを出力し続ける。時間経過に従って論理しきい値が変化し、論理しきい値が入力電圧に達すると出力が反転しパルス信号が形成される。入力電圧の値によって出力が反転するまでの時間に差異が生じることから、入力電圧をパルス幅に変換することが可能である。また、ランプ信号の傾きを調節することで任意のパルス幅に変調することができる。ただし図3.3.2.1.4からわかるように、 V_{cnt} の値がnMOS、またはpMOSのしきい値電圧未満であるときは論理しきい値は変化しない。したがって、APWCのパルス幅変換機能はこの制限によって、入力レンジの下限が約0.6、上限が約2.3Vの範囲に限定される。

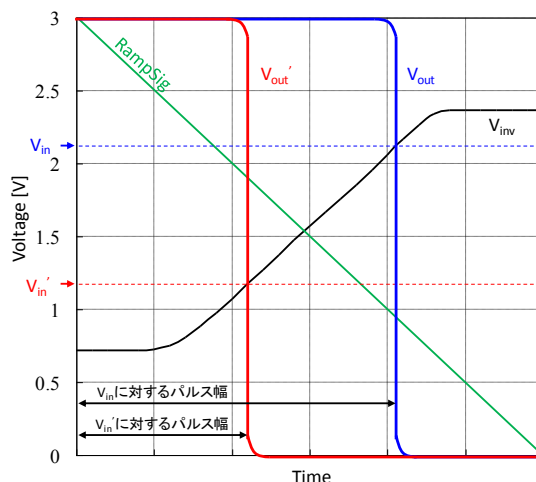


図3.3.2.1.5 APWCの特性例

3.3.2.2 ランプ信号発生回路 (Ramp generator)

ランプ信号発生回路は、APWCの制御端子に入力するランプ信号を生成する回路である。ランプ信号発生回路の回路図を図3.3.2.2.1、レイアウト図を図3.3.2.2.2にそれぞれ示す。ランプ信号発生回路は、VT-INVのpMOS部分(M_0 , M_1 , M_4 , M_5 , M_6)のみを通常のpMOSFET(M_0)に置き換えた特殊なインバータ、MOS容量C、VT-INVから構成される。RampClk端子にLow信号が入力されると、MOS容量Cに電荷の蓄積が行われ、出力信号RampSigの電圧はRampVbの電圧値にセットされる。RampClkがLowからHighに切り替わると、容量Cに蓄積された電荷が徐々に放出されRampSigの電圧が低下していく。このRampSigの電圧降下が線形に行われることでランプ信号が生成される。

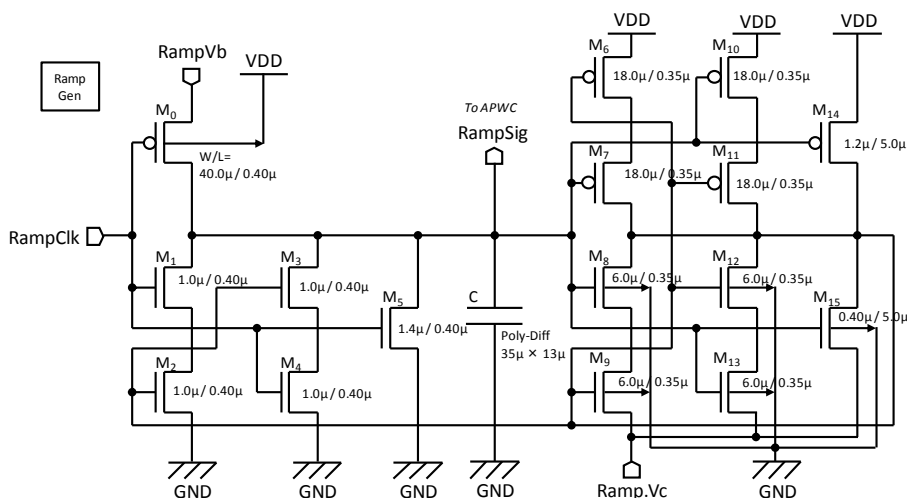


図3.3.2.2.1 ランプ信号発生回路の回路図

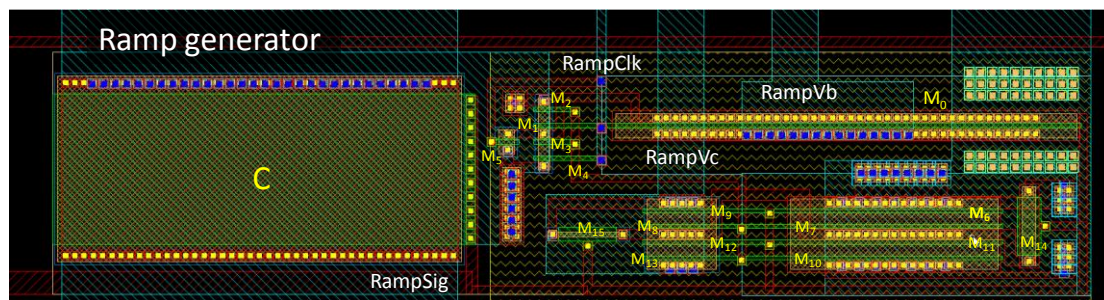


図3.3.2.2.2 ランプ信号発生回路のレイアウト図

ランプ信号発生回路の前段にある特殊インバータと後段にあるVT-INVの制御端子には、後段のVT-INVの出力が接続されている。リセットによって容量Cに電荷が十分に蓄積されているとき、VT-INVの出力電圧はRampVcの電圧値となる。このとき、VT-INVの出力に接続されたpMOS制御ゲートは開放、nMOSゲートは遮断された状態にある。RampClkがHighに変化すると容量Cから電荷の放出が始まるが、開始直後は3つあるリークパス(M_{1,2}のパス、M_{3,4}のパス、M₅のパス)のうちM₅のパス以外の2つのリークパスはVT-INVの出力によって遮断されているため、電荷の放出は緩やかになる。電荷の放出が続くとそれに伴ってVT-INVの入力電圧(ランプ信号)も降下する。電荷の放出が始まった直後は制御端子の電圧がLowであることから、VT-INVの論理しきい値は高いレベルにある。VT-INVの入力電圧が降下し論理しきい値の電圧値に差し掛かるとVT-INVの出力は反転しようとして高くなる。このとき、VT-INVの制御端子の電圧も同様に高くなり制御ゲートが徐々に開閉を始めるため、論理しきい値は徐々に低下していく。このようにVT-INVでは入力電圧が降下するにつれて論理式位置も低下する。したがって、VT-INVの出力電圧は急減に反転することなく緩やかに上昇する。前段の特殊インバータの制御ゲートも同様に徐々に開放され、それに伴って電荷の放出速度も徐々に上昇し、それによってまたVT-INVの入出力電圧も変化していく。

このように、ランプ信号発生回路では容量Cの電荷放出速度をVT-INVの動作によって自動調節することで線形的なランプ信号を生成することができる。また、ランプ信号の出力端子に外付け容量を並列に接続し電荷の蓄積量を増やすことによってランプ信号の傾きをより緩やかにすることが可能である。ランプ信号の容量-出力特性を図3.3.2.2.3に示す。外付け容量の大きさに比例してランプ信号の立ち下がり時間を調節することができる。

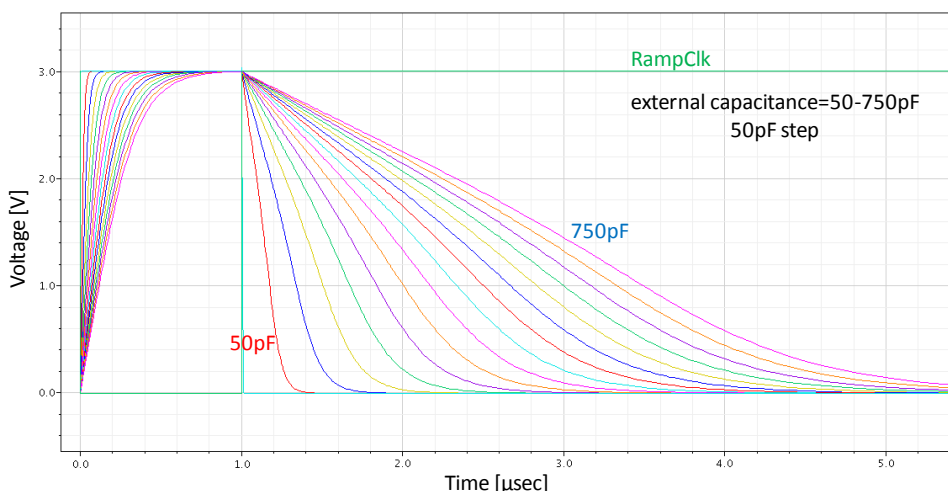


図3.3.2.2.3 ランプ信号の容量-出力特性

APWCとランプ信号発生回路のタイミングチャートを図3.3.2.2.4に示す。画素回路のリセット完了後から露光が始まり、I/V変換回路の出力電圧は受光強度に応じて降下を始める。露光が完了したタイミングでRampClkを反転させ、APWCにランプ信号を入力する。ランプ信号が入力されると、それぞれのAPWCにおいてそれぞれの入力電圧値に応じたパルス幅をもつパルス信号が形成される。

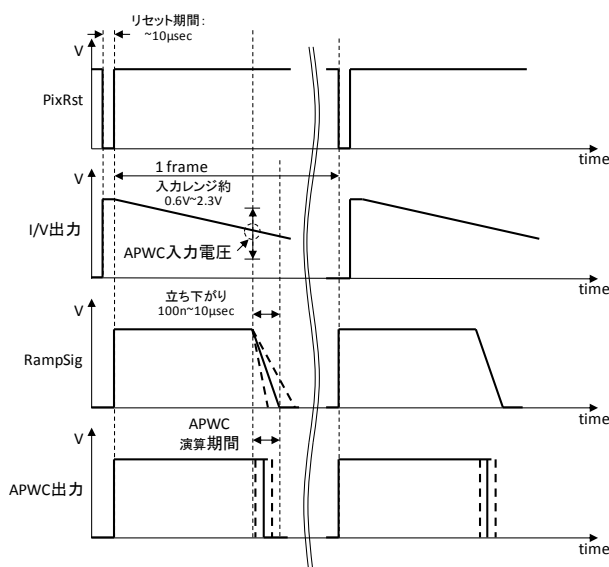


図3.3.2.2.4 APWC-ランプ信号発生回路のタイミングチャート

3.3.2.3 微分回路 (Difference circuit)

微分回路は、隣接する2つのAPWCの出力パルスの位相差分を出力する回路である。APWCの出力パルスは輝度情報を持った信号であるため、その差分を取ることで輝度の空間微分を行うことができる。この空間微分を行うことで、ステレオ画像の特徴点を少ない処理で効果的に抽出することができる。微分回路の回路図を図3.3.2.3.1、レイアウト図を図3.3.2.3.2にそれぞれ示す。微分回路はNANDとインバータから構成されており、2つの入力パルス信号(In0、In1)の位相差分を符号付きパルス信号として出力する。また、2つの制御端子(Act、Sel)に与える信号の組み合わせによって三次元距離センサーLSIの処理モードを制御することができる。

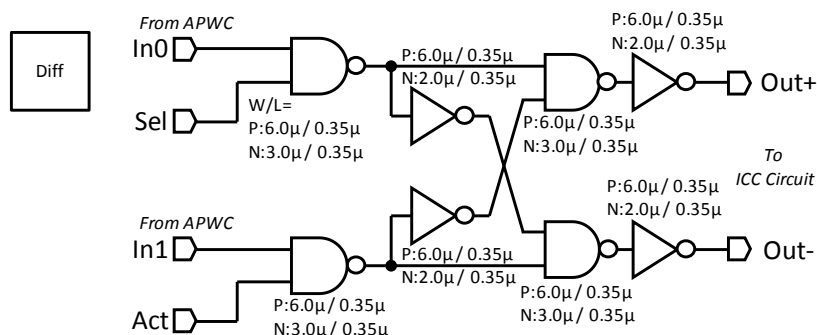


図3.3.2.3.1 微分回路の回路図

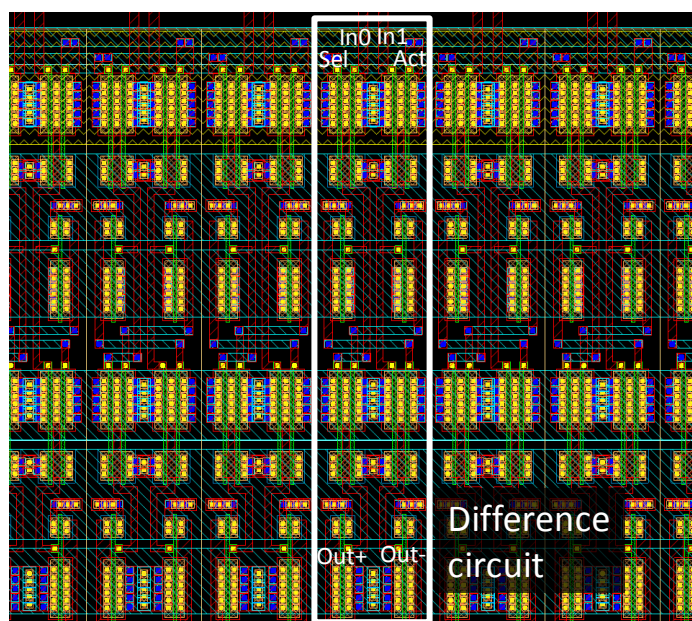


図3.3.2.3.2 微分回路のレイアウト図

微分回路のタイミングチャートを図3.3.2.3.3に示す。微分回路の2つの入力(In0、In1)にパルス信号が入力されると、入力パルスの位相差分が微分値として出力される。このとき、In0=High、In1=LowであればOut+=Low、Out-=Highとなり、In0=Low、In1=HighであればOut+=High、Out-=Lowとなる。In0=In1の場合は両出力ともにLowとなる。微分回路の入力パルス信号は輝度に応じたパルス幅を持っていることから、微分回路の出力パルス信号から輝度の空間的变化がわかる。出力パルス信号の位相は輝度の大きさを表し、そのパルス幅は輝度の変化量を表す。また、出力される端子から輝度変化の正負が分かる。即ち、Out+端子からパルス信号が出力された場合、In0に対してIn1の輝度が大きく、Out-端子からパルス信号が出力された場合はIn0に対してIn1の輝度が小さいことを意味する。

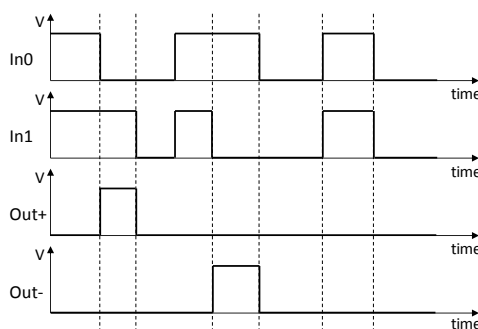


図3.3.2.3.3 微分回路のタイミングチャート

微分回路は、2つの制御端子(Act、Sel)に与える信号で入力信号を遮断し、三次元距離センサーLSIの様々な測定モードを制御することができる。図3.3.2.0.1で示したように、左右の微分回路アレイで制御信号が異なる。DiffAct信号は微分機能のON/OFFを制御しており、DiffAct=Lowの場合は空間微分処理を行わずに輝度情報をそのまま出力する。DiffSel_L信号とDiffSel_R信号はそれぞれ左右の輝度情報を取り扱うか否かを制御する。DiffSel_L(R)がLowの場合、左(右)の微分回路の入力はすべて遮断される。この機能を使うことで、片眼だけの輝度情報や輝度の空間変化を確認することができる。表3.3.2.3.1に三次元距離センサーLSIの測定モード一覧を示す。

表3.3.2.3.1 三次元距離センサーLSIの測定モード

測定モード	DiffAct	DiffSel_L	DiffSel_R	用途
両眼微分値相関	High	High	High	距離検知
両眼輝度値相関	Low	High	High	光学装置位置補正
左眼微分値観測	High	High	Low	テスト
左眼輝度値観測	Low	High	Low	光学装置位置補正
右眼微分値観測	High	Low	High	テスト
右眼輝度値観測	Low	Low	High	光学装置位置補正
ブランク	High/Low	Low	Low	テスト

3.3.2.4 無効相関除去回路

(ICC circuit: Invalid Correlation Canceling circuit)

ICC回路は、微分回路の出力パルス信号(微分信号)の有無を判定し、その判定結果から相関回路への出力を制御する回路である。ICC回路の回路図を図3.3.2.4.1、レイアウト図を図3.3.2.4.2にそれぞれ示す。ICC回路は微分信号の有無を判定するためのラッチ回路と相関回路への出力を選択する出力切替回路で構成される。

ICC回路のラッチは2つの制御信号によって制御される。リセット信号ICC_Rst=Highの時、ラッチ情報はLowにリセットされる。リセット後、ICC_Rst=Lowの期間中にIn+もしくはIn-にパルス信号が入力されるとラッチ回路の出力がHighとなり、以後リセットされるまでHighの状態が保持される。一方、ICC_Act信号はラッチ情報を用いて出力の切替制御を行う信号である。ラッチにHighが保持された状態でICC_ActがHighとなると、入力信号ではなくICC_HorLという信号が出力される。ICC_Act=Lowまたは、ICC_Act=Highかつラッチ情報がLowであるときは入力信号がそのまま出力される。

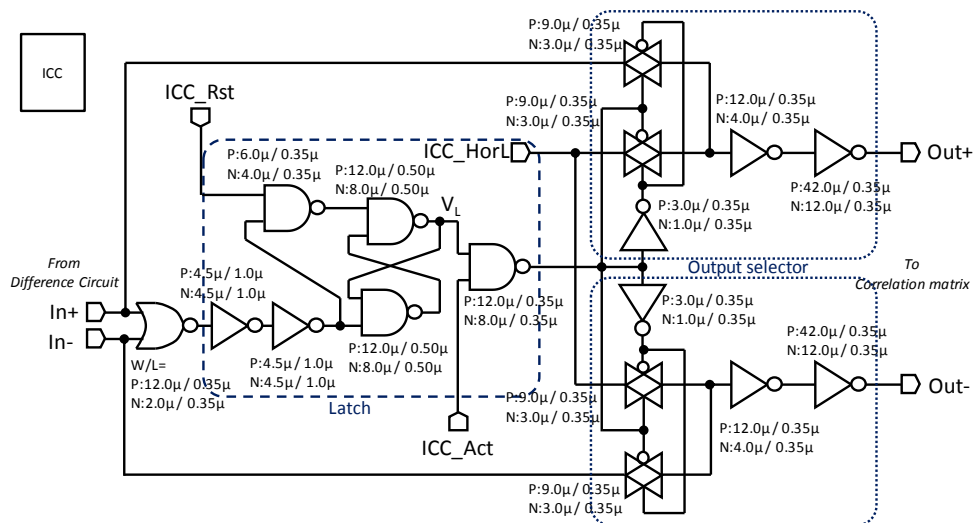


図3.3.2.4.1 ICC回路の回路図

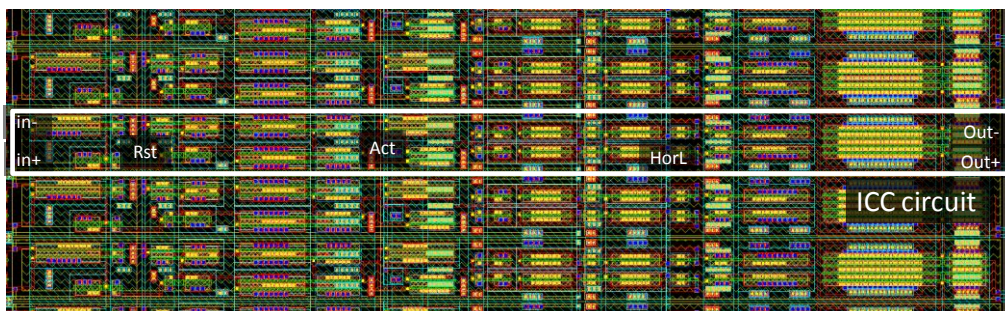


図3.3.2.4.2 ICC回路のレイアウト図

図3.3.2.4.3にICC回路のタイミングチャートを示す。ラッチリセット後、APWC処理、微分処理が行われ、ICC回路にパルス信号が入力される。この時点ではICC_Act信号はまだLowであるため、ICC回路の出力端子には入力信号がそのまま出力される。それと同時にラッチにHighの情報が保持される。ここで、ラッチ回路の入力に接続された2段のインバータはゲート長が $1.0\mu\text{m}$ と長く信号伝達速度が遅くなるように設定されている。これは、ノイズによるラッチの誤動作を抑制するためである。ノイズのような極めて微細なパルス信号はこれらのインバータを駆動させるだけのパワーが無いため、ラッチにHigh情報は保持されない。ラッチリセットからICC_ActがHighとなる間にパルス信号が入力されなかった場合には、ICC_Act=Highの期間中ICC_HorL信号が出力される。このICC_HorL信号は図3.3.2.0.1で示したように、右のICC回路アレイへの信号線にインバータが挿入されている。したがって、左右のICC回路のICC_HorL信号は必ず逆位相になる。次の3.3.3項で扱う関連回路は、左右のICC回路から出力されるパルス信号の位相差分を計測し視差情報を得る。このとき、左右のパルス信号の位相が完全に一致した場合と、左右のパルス信号が共になかった場合を比較するとどちらも左右の入力の位相が完全に一致した状態であり、これらを区別することは簡単ではない。そのため、輝度変化のない領域即ちパルス信号が出力されない領域に対して左右で逆位相の信号を出力することで、強制的に位相差分を作り視差情報を明確にすることができる。

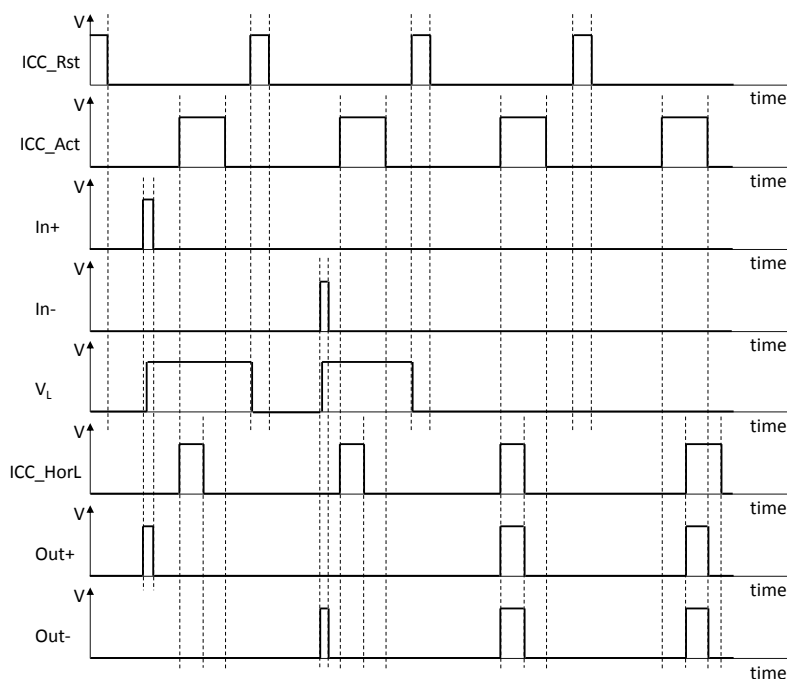


図3.3.2.4.3 ICC回路のタイミングチャート

3.3.3 相関演算部の回路構成

相関演算部は相関回路と、信号配線のみで構成されるダミー回路を128×127個のマトリックス状に配置した回路構成をもつ。相関演算部の回路構成を図3.3.3.0.1に示す。相関マトリックス上において、相関回路は図3.3.3.0.1(b)のドット位置のように128×128のひし形から上下の頂点付近の領域を取り除いた六角形アレイ状に配置されている。このような配置を取ることによって、相関回路の座標がそのまま実空間の相対座標と一意的に対応し、視差情報の取得が容易となる。また、同距離を示す相関回路が横一直線に並ぶため同距離方向にローパスフィルター(LPF)処理を行うことが容易に可能である。LPF処理を行うことでノイズ低減、相関強度の強化といった効果を得ることができ、視差情報をより明確に取得することが可能となる。相関マトリックスの上下の頂点エリアを配置していないのは、実用的な動作においてその領域の情報の価値が低いことと、チップ面積の節約のためによるものである。

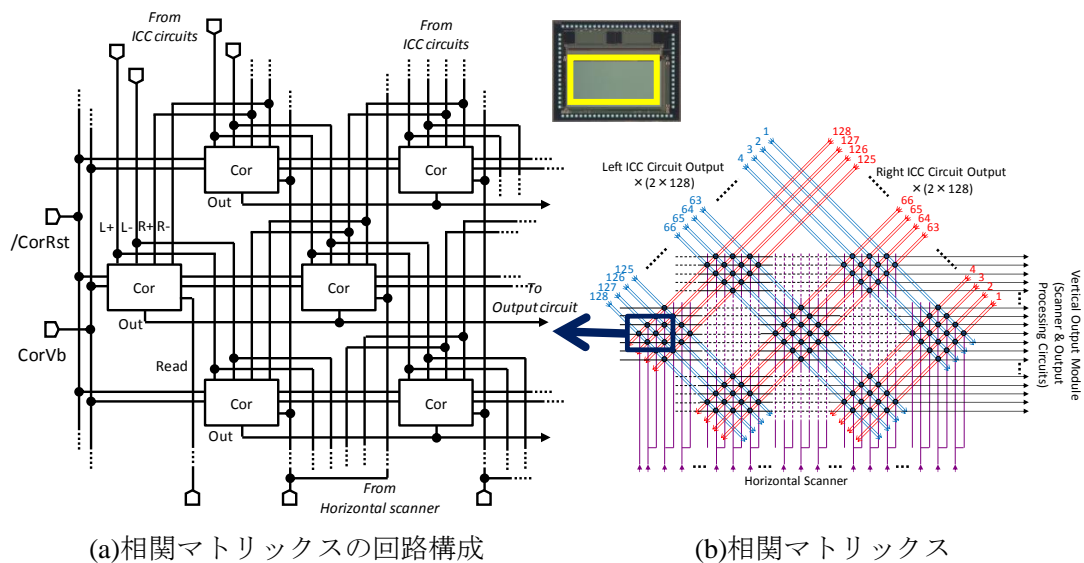


図3.3.3.0.1 相関演算部の構成

3.3.3.1 相関回路 (Correlation circuit)

相関回路は、左右のICC回路の出力パルス信号の位相差分を計測し視差情報を取得する回路である。相関回路の回路図を図3.3.3.1.1、相関回路のレイアウト図を図3.3.3.1.2にそれぞれ示す。相関回路は、リセット用MOSFET(M_R)、増幅用MOSFET(M_A)、出力用MOSFET(M_S)、MOS容量C、そして4つリークパスとその電荷放出速度調節用MOSFET(M_L)によって構成される。

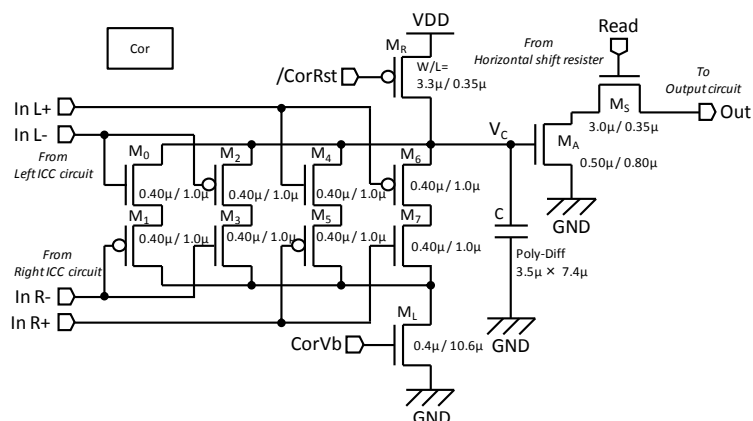


図3.3.3.1.1 相関回路の回路図

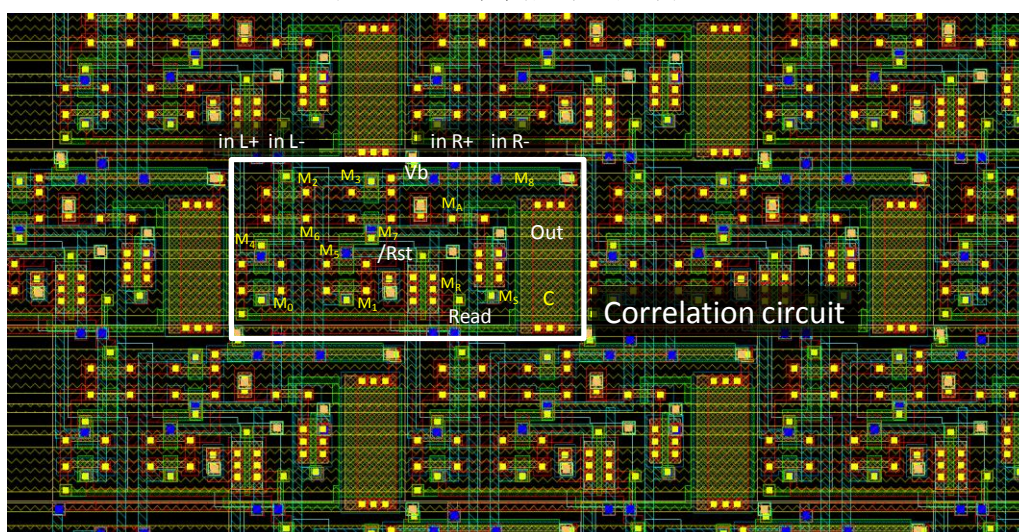


図3.3.3.1.2 相関回路のレイアウト図

相関回路のタイミングチャートを図3.3.3.1.3に示す。 $/\text{CorRst}$ 信号によってリセット用MOSFETが開放されると、MOS容量Cに電荷が蓄積される。電荷の蓄積が十分に行われると、MOS容量の両端電圧 V_c の電圧値はVDDとなる。 $/\text{CorRst}$ 信号がHighとなりリセット期間が終了した後、4つの入力端子にICC回路から微分信号が入力される。4つの入力端子は、+符号の信号同士と-符号同士の信号が対となってリークパスを形成している。これらのリークパスはpMOSとnMOSで構成されており、同符号のパルス信号の位相が異なる間だけリークパスが開放される。したがって、入力パルス信号の位相差分に応じてMOS容量Cの電荷が放出、電圧 V_c が降下する。即ち、左右の輝度及びその変化情報の一致度が電圧 V_c の電圧値として保持される。保持された電圧は増幅用MOSFETで電流値に変換され、出力用スキャナーによって指定された相関回路の V_c が電流として相関出力回路へ出力される。容量Cの電荷リーク速度は、調整用MOSFET(M_L)のゲート電圧 CorVb によって調整することができる。 CorVb の電圧を高くすることで、より小さな位相差分を検知することができる。相関回路の電荷リーク特性を図3.3.3.1.4、出力電流特性を図3.3.3.1.5にそれぞれ示す。

左右の画像の対応点を示す相関回路では、 V_C の電圧値がVDDもしくはそれに近い値で保持される。したがって、その電圧値を保持する相関回路の座標を特定することで対象物の距離を計測することができる。

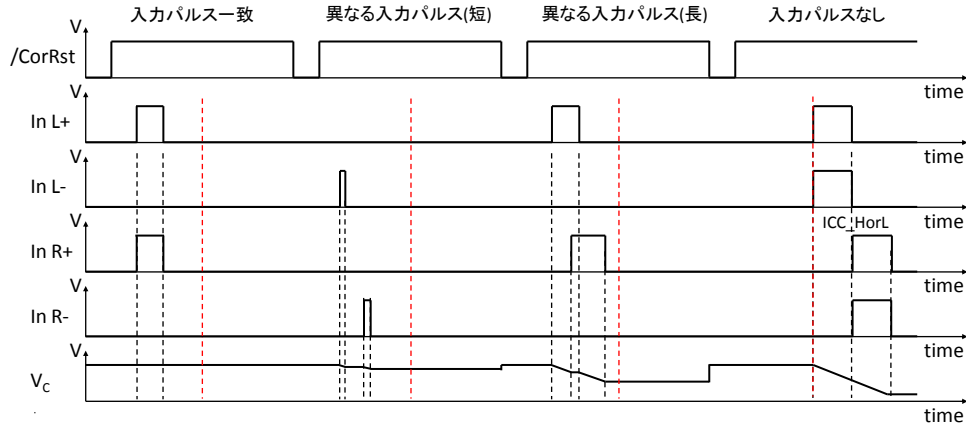


図3.3.3.1.3 相関回路のタイミングチャート

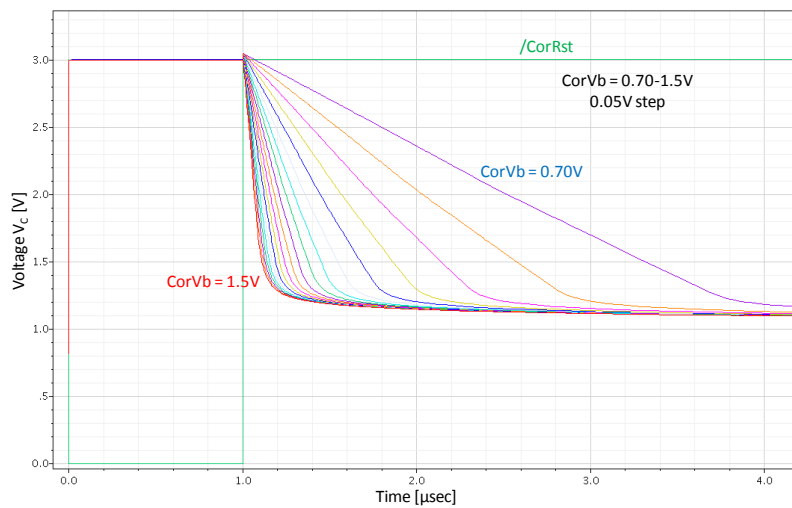


図3.3.3.1.4 相関回路の電荷リーク特性

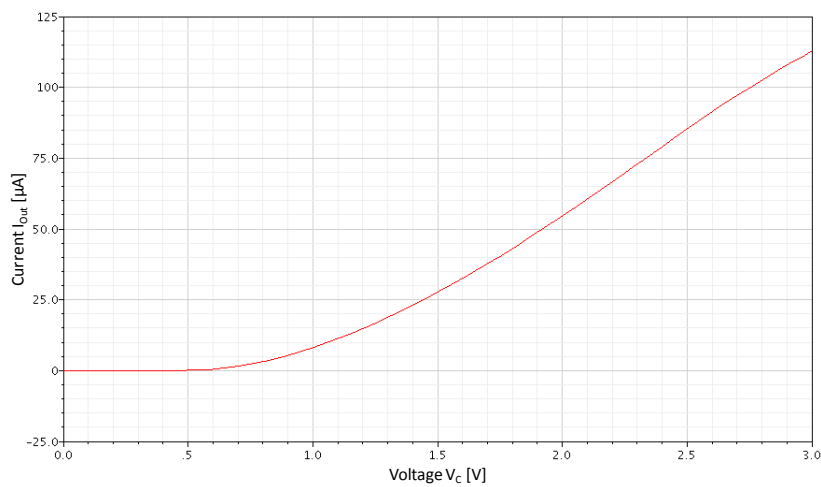


図3.3.3.1.5 相関回路の出力電流特性

3.3.4 出力処理部の回路構成

出力処理部は相関出力回路、縦方向スキャナー、横方向スキャナーで構成される。相関出力回路と縦方向スキャナーの回路構成を図3.3.4.0.1に示す。また、横方向スキャナーの回路構成を図3.3.4.0.2に示す。縦方向スキャナーはクロック生成回路、7bitカウンター、マッチングディテクタ、そして縦方向シフトレジスタから構成される。この回路は入力クロックとともに縦方向シフトレジスタを走査し、シフトレジスタに接続された相関出力回路1つを選択する。選択された相関出力回路は対応する座標の視差情報を出力する。横方向スキャナーはクロック生成回路、7bitカウンター、マッチングディテクタ、そして横方向シフトレジスタから構成される。この回路は入力クロックとともに横方向シフトレジスタを走査し、出力相関回路の列を選択する。縦方向スキャナーと横方向スキャナーの機能によって、相関マトリックス上の1つの相関回路が選択され、その視差情報が出力される。

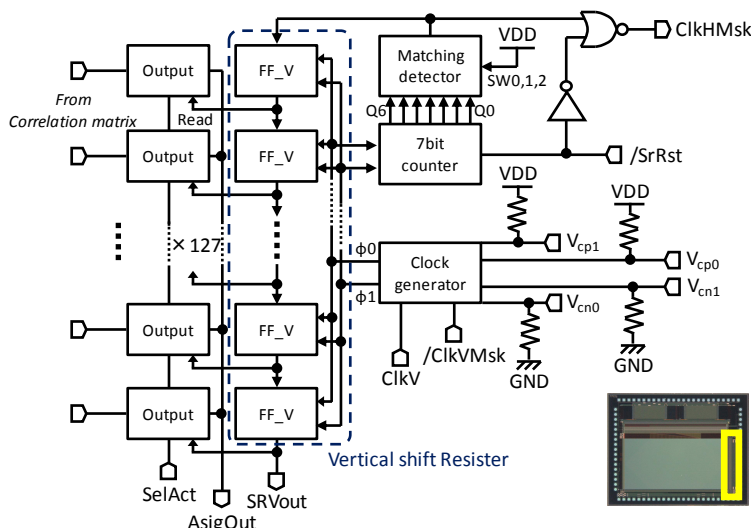


図3.3.4.0.1 相関出力回路と縦方向スキャナーの回路構成

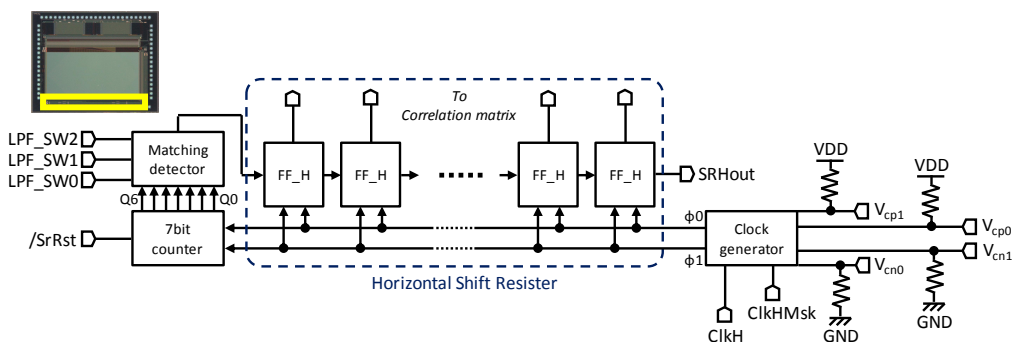


図3.3.4.0.2 横方向スキャナーの回路構成

続いて、出力処理部を構成する要素回路の回路構成とその機能について述べる。第3.3.4.1項では関連出力回路の回路構成とその特性について述べる。第3.3.4.2項では縦方向シフトレジスタの回路構成とその機能について述べる。第3.3.4.3項では横方向シフトレジスタの回路構成とその機能について述べる。第3.3.4.4項では7bitカウンターの回路構成とその機能について述べる。第3.3.4.5項ではマッチングディテクタの回路構成とその機能について述べる。第3.3.4.6項ではクロック生成回路の回路構成とその機能について述べる。

3.3.4.1 関連出力回路 (Output circuit)

関連出力回路は、I/V変換回路に出力選択用スイッチMOSFETを挿入した構成になっている。視差情報を出力する際には、縦方向シフトレジスタによって127個の関連出力回路のうち1個の関連出力回路のスイッチMOSFETのみが開放され、横方向シフトレジスタと縦方向シフトレジスタによって選択された1つの関連回路の関連結果が、出力される。縦方向・横方向シフトレジスタを走査しながら出力を繰り返すことで全ての関連結果を出力することができる。関連出力回路の回路図を図3.3.4.1.1、レイアウト図を3.3.4.1.2に示す。

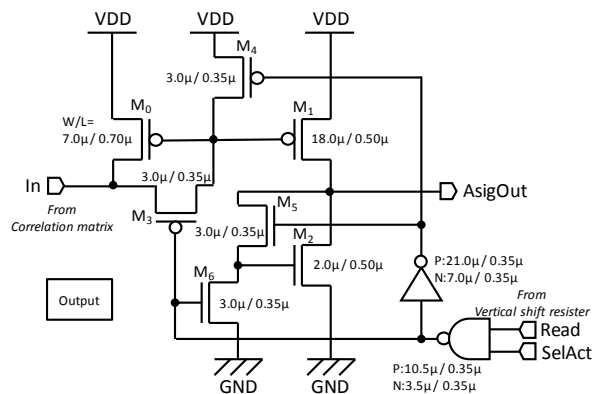


図3.3.4.1.1 関連出力回路の回路図

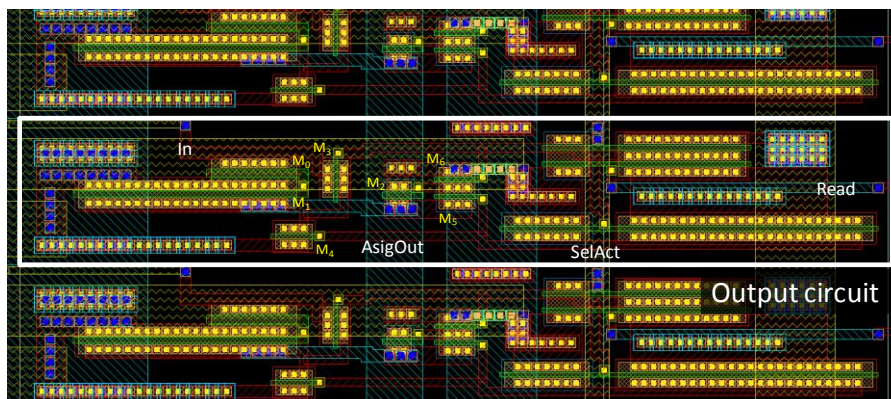
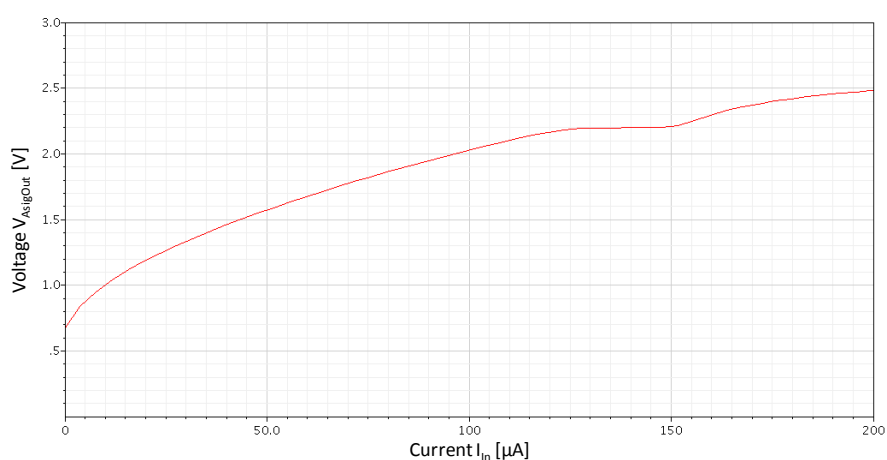
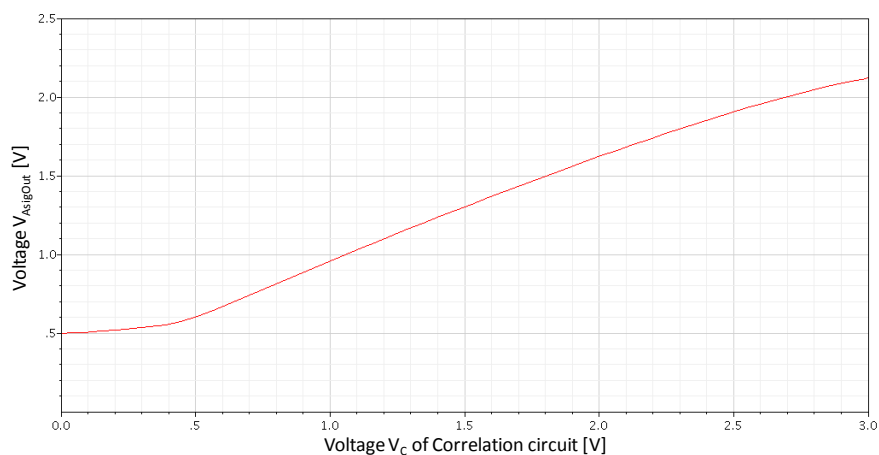


図3.3.4.1.2 関連出力回路のレイアウト図

相関出力回路には横方向シフトレジスタによって選択された相関回路の出力電流が入力される。この電流をカレントミラーで増幅し、ダイオード接続されたnMOSFETで電圧値に変換して出力する。出力端子AsigOutは、127個の相関出力回路全てで共通の信号線に接続されている。相関結果の出力期間に入るとSelAct信号がHighとなり、縦方向シフトレジスタの走査が始まる。そして、SelAct信号とRead信号が共にHighとなる1つの相関出力回路から相関結果が出力される。相関出力回路の入出力特性を図3.3.4.1.3に示す。図3.3.4.1.3(a)は相関出力回路の入力電圧と出力電圧の関係を表している。一方、図3.3.4.1.3(b)の相関回路のMOS容量電圧 V_C と相関出力回路の出力電圧の関係を表している。



(a) 入力電流-出力電圧特性



(b) 相関結果 V_C -出力電圧特性

図3.3.4.1.3 相関出力回路の入出力特性

3.3.4.2 縦方向シフトレジスタ (Vertical shift register)

縦方向シフトレジスタはマスター・スレーブ方式のD型フリップ・フロップを127個直列に接続した構成を持つ。縦方向シフトレジスタ用のフリップ・フロップの回路図を図3.3.4.2.1、縦方向シフトレジスタのレイアウト図を図3.3.4.2.2に示す。D端子には前段のシフトレジスタの出力端子が接続されており、Read端子は相関出力回路へ接続されている。Φ0端子にはサンプル用クロック、Φ1端子にはホールド用クロックが入力される。サンプル用クロックが入力されると、その時のD端子の信号を前段のラッチ回路へ保持する。その後、ホールド用クロックが入力されると、前段のラッチ回路に保持されている信号を後段のラッチ回路へ転送・保持する。これらの制御クロックが繰り返し入力されることで、シフトレジスタの信号が後段のシフトレジスタへ次々と転送される。その結果、読み出す相関出力回路を次々と走査することができる。

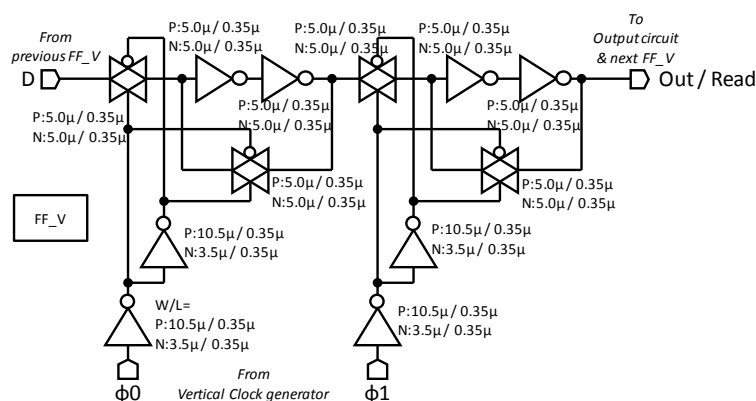


図3.3.4.2.1 縦方向シフトレジスタ用フリップ・フロップの回路図

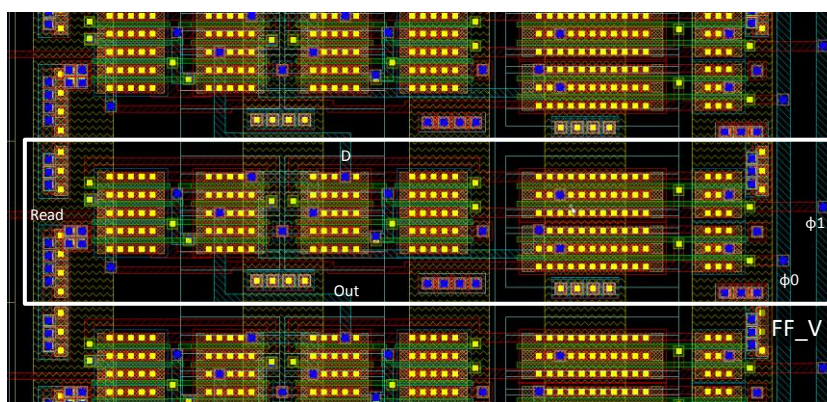


図3.3.4.2.2 縦方向シフトレジスタのレイアウト図

3.3.4.3 横方向シフトレジスタ (Horizontal shift register)

横方向シフトレジスタは縦方向シフトレジスタ同様にマスター・スレーブ方式のD型フリップ・フロップを127個直列に接続した構成を持つ。横方向シフトレジスタ用のフリップ・フロップの回路図を図3.3.4.3.1、横方向シフトレジスタのレイアウト図を図3.3.4.3.2に示す。D端子には前段のシフトレジスタの出力端子が接続されており、Read端子は相関回路へ接続されている。縦方向シフトレジスタとは異なり、Read端子とOut端子が別になっている。回路の動作は縦方向シフトレジスタと全く同様で、制御クロックを繰り返し入力することで読み出す相関回路を次々と走査することができる。

縦方向レジスタと横方向レジスタの選択信号の位置によって相関マトリクス上の唯一の相関回路の座標を選択し、その相関結果を読み出すことができる。したがって、両方向のシフトレジスタを順次走査することで全ての座標の相関結果を出力することができる。

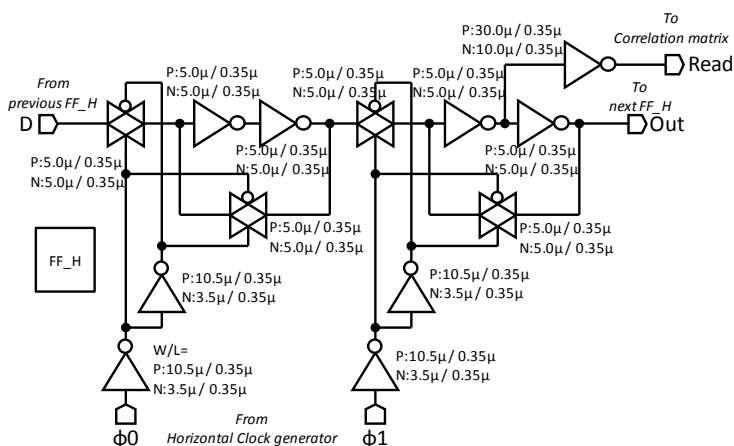


図3.3.4.3.1 横方向シフトレジスタ用フリップ・フロップの回路図

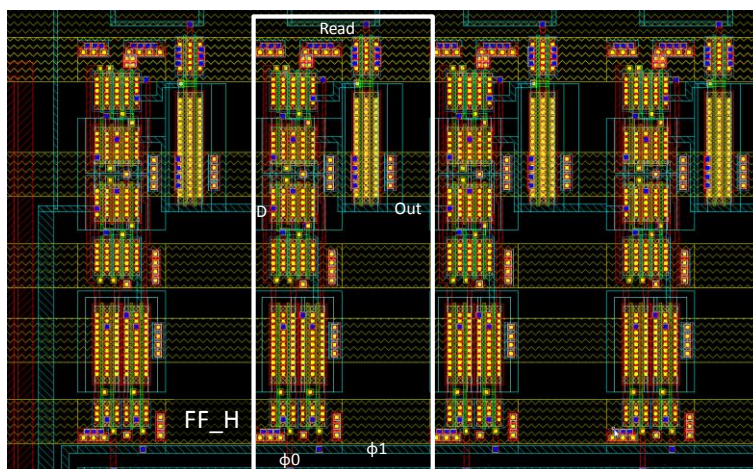


図3.3.4.3.2 横方向シフトレジスタのレイアウト図

3.3.4.4 7bitカウンタ (7bit counter)

7bitカウンタはクロックが入力される毎に1カウントアップする回路で、7bit即ち0~127までをカウントすることができる。7bitカウンタの回路図を図3.3.4.4.1に示す。7bitカウンタはリセット機能付きのマスター・スレーブ方式D型フリップ・フロップと論理回路で構成されている。このフリップ・フロップの回路図を図3.3.4.4.2に示す。また、7bitカウンタのレイアウト図を図3.3.4.4.3に示す。フリップ・フロップの基本動作はシフトレジスタと同様であるが、サンプル・ホールド用クロックが入力される毎に1カウント進み、現在のカウンタ値を7bitの2進数で出力する。シフトレジスタ用とは異なりリセット機能がついており、Set端子(/SrRst)にLowが与えられている状態でクロックが入力されると、全てのフリップ・フロップの信号がHighにリセットされる。即ちカウンタ値が127(1111111)にリセットされる。リセット期間が終了すると、入力クロックとともに0~127でカウントアップする。127までカウントすると、次のクロックで0に戻る。

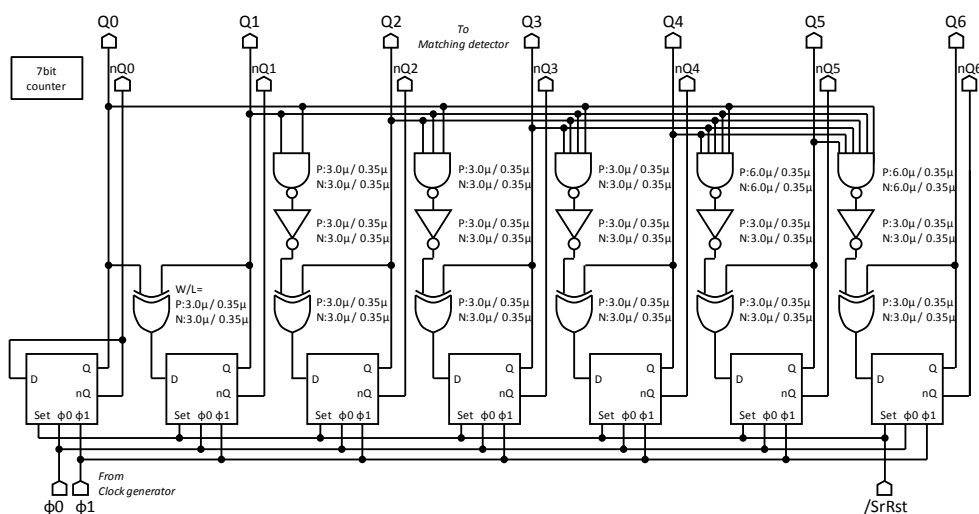


図3.3.4.4.1 7bitカウンタの回路図

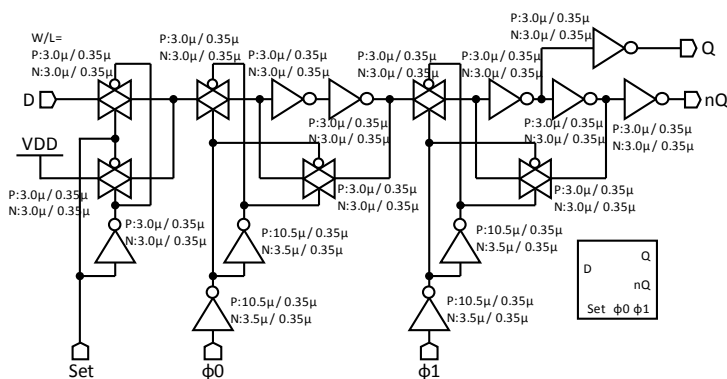


図3.3.4.4.2 7bitカウンタ用フリップ・フロップの回路図

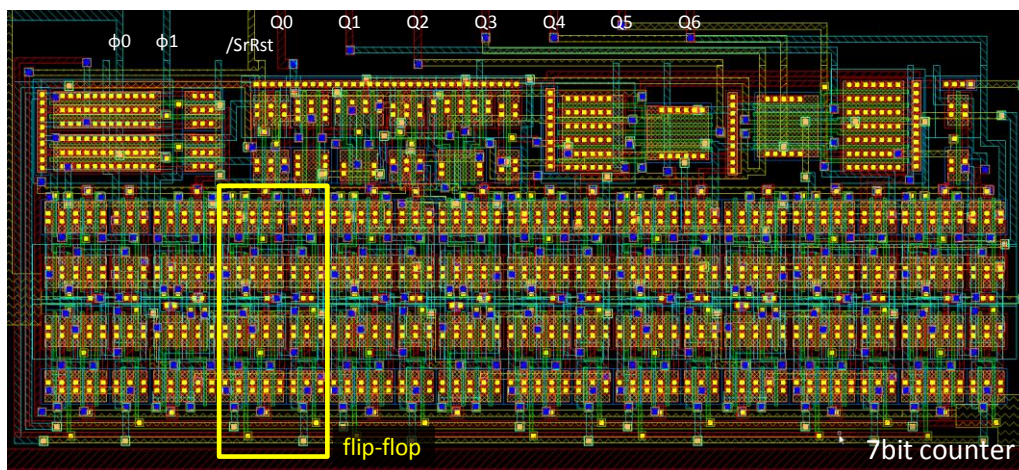


図3.3.4.4.3 7bitカウンターのレイアウト図

3.3.4.5 マッチングディテクタ (Matching detector)

マッチングディテクタは設定した7bitのカウンター値と入力カウンター値を比較し、一致しているかどうかを判定する回路である。7bitカウンターに接続して動作させることで、128カウント毎にパルス信号を出力することができる。マッチングディテクタの回路図を図3.3.4.5.1、レイアウト図を図3.3.4.5.2に示す。マッチングディテクタは、EXOR、NAND、インバータから構成される。各入力端子には7bitカウンターのbit値が入力される。LPF_SW(0-2)信号が全てHighであるとする、カウンター値0(0000000)が入力された時のみマッチングディテクタの出力はHighとなる。マッチングディテクタの出力は縦方向シフトレジスタもしくは横方向シフトレジスタの先頭のフリップ・フロップに入力される。したがって、128カウント毎にシフトレジスタに対してHigh信号を出力する。

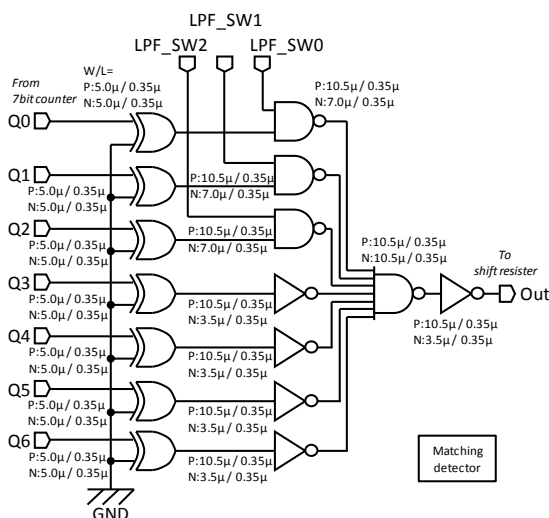


図3.3.4.5.1 マッチングディテクタの回路図

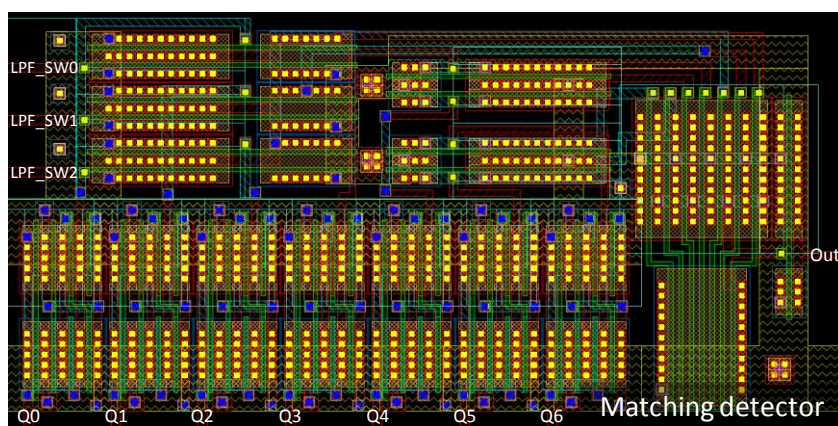


図3.3.4.5.2 マッチングディテクタのレイアウト図

マッチングディテクタには3つの制御端子LPF_SW0~2がある。縦方向スキャナー内のマッチングディテクタは全てのLPF_SWがVDDに固定されており、カウンター値0でHighが出力される。横方向スキャナー内のマッチングディテクタでは、LPF_SW0~2を独立に制御することができる。この制御信号にLowを入力することでマッチングディテクタの出力信号の長さを調節することができる。LPF_SW0=Low、LPF_SW1=LPF_SW2=Highの場合を考えると、入力Q0に繋がれたNANDの出力がHighに固定される。その結果、最下位bitの入力が出力に寄与しなくなり、カウンター値0(0000000)とカウンター値1(0000001)が同値として扱われる。したがって、マッチングディテクタは128クロック毎に2クロック長のパルス信号を出力する。この出力が横方向シフトレジスタに入力されると、シフトレジスタは連続する2つのフリップ・フロップが選択された状態になる。即ち、隣接する2つの相関回路が同時に電流を出力することになる。この動作はローパスフィルター(LPF)として機能する。

通常、対象物のエッジ部分を除けば、同距離上で連続する相関回路の相関結果 V_c は急激に変化することなく近い値を取る。しかし、ノイズの影響や異なる対象物の微分信号が局所的に偶然一致するといった事態が発生し得る。このような場合には連続性のない相関結果が現れ距離検知性能の低下を招くが、LPF機能を用いることで連続性を持つ相関結果をより強く出現させることができる。また、この機能によって回路ばらつきによる相関演算誤差をより許容できる効果も得られる。このLPF機能は、3段階の強さで設定することができる。LPF_SW0=Low、LPF_SW1=LPF_SW2=Highのとき、連続する2つの相関回路でLPFを形成する。LPF_SW0=LPF_SW1=Low、LPF_SW2=Highのとき、連続する4つの相関回路でLPFを形成する。LPF_SW0=LPF_SW1=LPF_SW2=Lowのとき、連続する8つの相関回路でLPFを形成する。また、LPF_SW0=LPF_SW1=LPF_SW2=HighのときはLPFを形成せず、1つの相関回路の相関結果が出力される。それ以外のLPF_SW信号の組み合わせでは、選択される相関回路が非連続になり所望の視差情報を得ることができなくなる。

LPFを使用して距離検知を行った時の効果を表したモデル図を図3.3.4.5.3に示す。また、LPF使用時の相関回路の出力特性を図3.3.4.5.4に示す。LPF使用せずに相関演算を行った場合、図3.3.4.5.3の左の結果のようにノイズや回路ばらつき、そして局所的な特徴点の一致によって連続性を持たない強い相関反応が散逸的に現れる。例えば、A地点では対象物があるにもかかわらずノイズや回路ばらつきの影響で相関反応が欠けてしまっている。また、B地点では対象物が存在しないにもかかわらず強い相関反応が現れている。これらの地点の出力をみると図3.3.4.5.4のようにAよりBのほうが大きな電流を出力していることになる。ここでLPFを4つの相関回路で形成して相関演算を行うと、相関結果の連続性の重みが大きくなり図3.3.4.5.4からわかるようにA'の出力がB'の出力を大きく上回るようになる。その結果、図3.3.4.5.3の右図のようにより明確に対象物を検知することが可能になる。

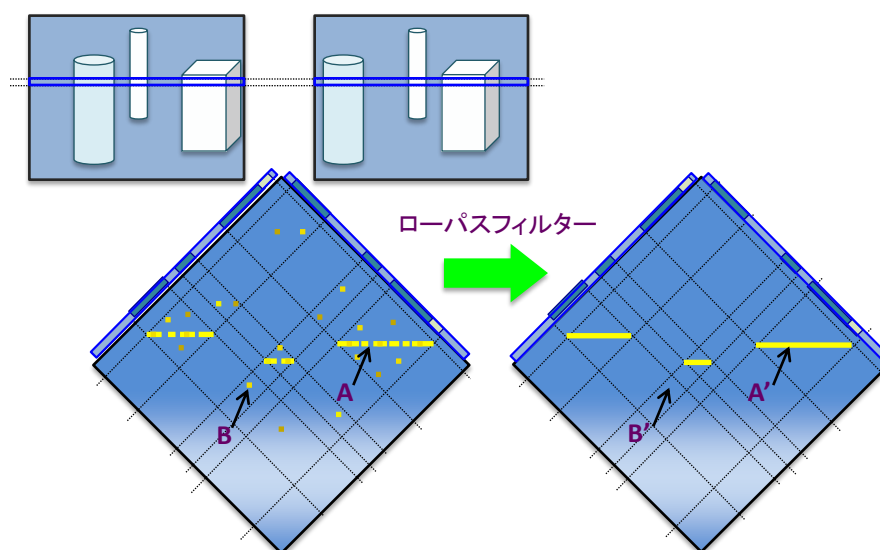


図3.3.4.5.3 LPF使用時の相関結果モデル

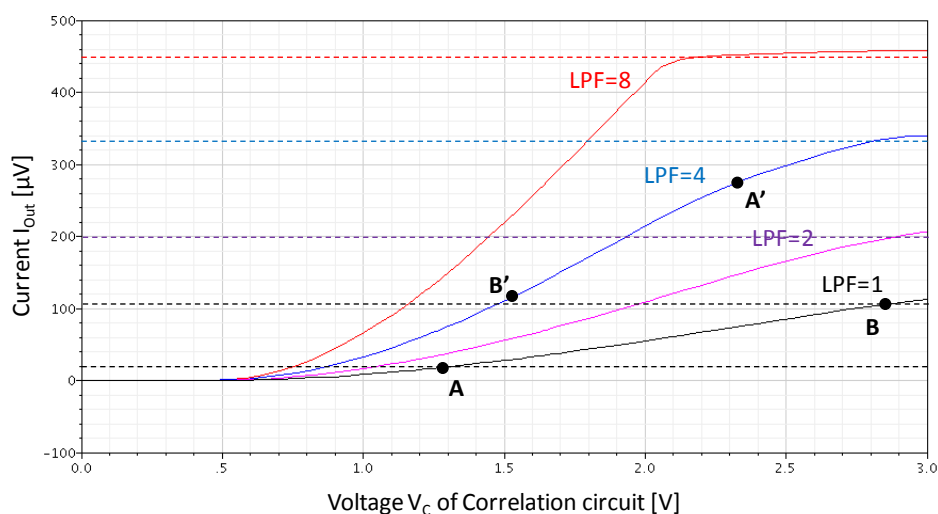


図3.3.4.5.4 LPF使用時の相関回路の出力特性

3.3.4.6 クロック生成回路 (Clock generator)

クロック生成回路はシフトレジスタと7bitカウンターのサンプル・ホールド用クロック信号を生成する回路である。クロック生成回路の回路図を図3.3.4.6.1に示す。クロック生成回路は、2つの制御端子を持つ特殊なインバータを直列に接続することでサンプル用クロックとホールド用クロックを生成する。クロック生成回路の特殊インバータを図3.3.4.6.2に示す。また、クロック発生回路のレイアウト図を図3.3.4.6.3に示す。

クロック生成回路に入力されたクロック信号は、複数のインバータ段を通過する途中で分岐し、異なる段数を通過した信号(遅延時間と位相の異なる信号)同士でNAND論理を取ることでサンプル用クロックとホールド用クロックを生成する。生成されたクロック信号は、/ClkMsk信号でマスクすることができ、/ClkMsk信号がHighの間はクロック生成回路で生成されたクロック信号は出力されない。

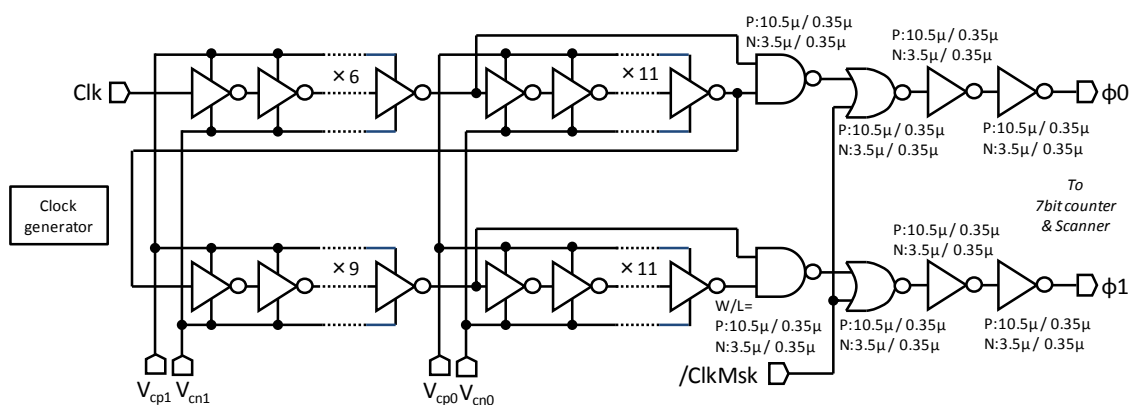


図3.3.4.6.1 クロック生成回路の回路図

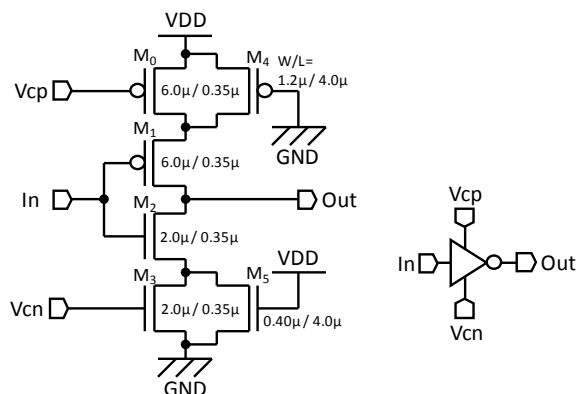


図3.3.4.6.2 クロック生成回路内の特殊インバータの回路図

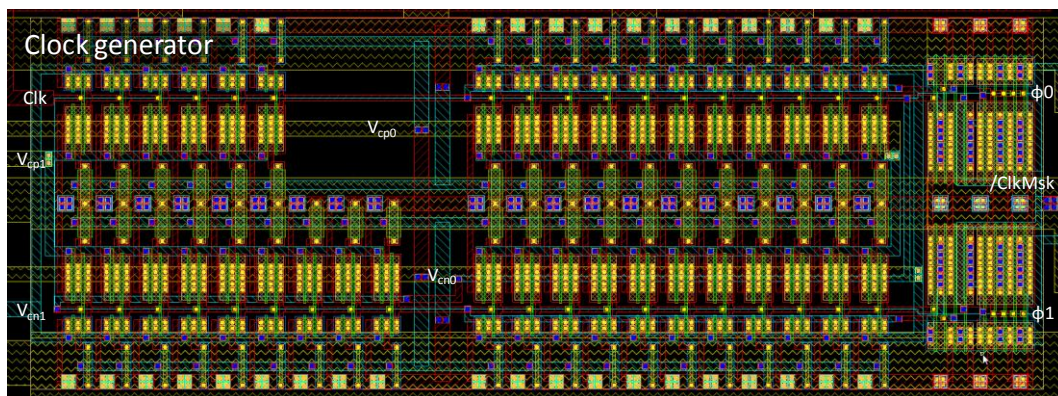


図3.3.4.6.3 クロック生成回路のレイアウト図

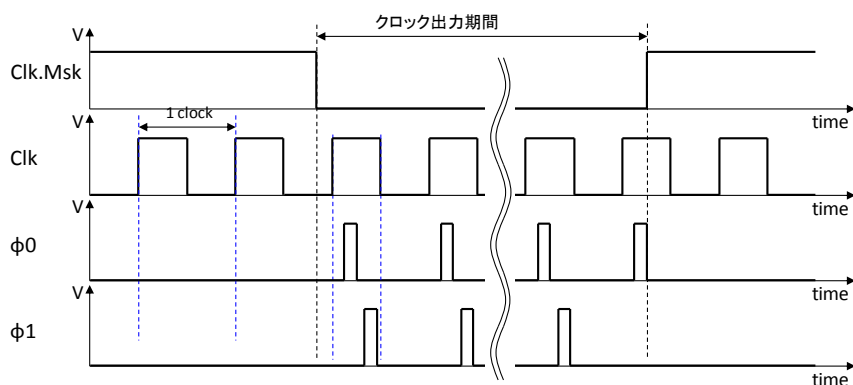


図3.3.4.6.4 クロック生成回路のタイミングチャート

クロック生成回路のタイミングチャートを図3.3.4.6.4に示す。生成されるクロック信号の位相とパルス幅は、インバータを通過した際の遅延時間によって決定される。 $\Phi 0$ の位相は、1つ目のインバータ段(6段)を通過した遅延時間で決まり、 $\Phi 0$ のパルス幅は2つ目のインバータ段(11段)を通過した遅延時間で決まる。一方、 $\Phi 1$ の位相は1つ目から3つ目までのインバータ段(26段)を通過した遅延時間で決まり、 $\Phi 1$ のパルス幅は4つ目のインバータ段(11段)を通過した遅延時間で決まる。したがって、 $\Phi 0$ がサンプル用クロック、 $\Phi 1$ がホールド用クロックとなる。各インバータ段を通過した時の遅延時間は、特殊インバータの制御電圧によって調整することが可能である。制御端子 V_{cn0} 、 V_{cn1} はGNDにターミネーションされ、制御端子 V_{cp0} 、 V_{cp1} はVDDにターミネーションされている。したがって、制御電圧を強制的に与えないデフォルトの状態が最も大きい遅延時間で動作している状態である。

クロック生成回路に入力される基本クロックは縦方向スキャナーと横方向スキャナーで逆位相になっている。これは、横方向用クロック生成回路のマスク信号(ClkHMsk)を図3.3.4.0.1にあるようにチップ内部で生成しているためである。このロジックによって、横方向スキャナーのサンプル・ホールド用クロックは縦方向128クロック毎に生成される。したがって、縦方向の走査が完了するたびに横方向のシフトレジスタが1つシフトする。

3.4 三次元距離センサーLSIの距離検知アルゴリズム

本節では、三次元距離センサーLSIの距離検知アルゴリズムについて述べる。第3.4.1項では三次元距離センサーLSIの距離検知手法の基本的なアーキテクチャについて述べる。第3.4.2項では三次元距離センサーLSIの距離検知アルゴリズムについて述べる。

3.4.1 距離検知手法

前節で述べたように三次元距離センサーLSIでは、撮影した左右のステレオ画像から輝度の大きさとその空間変化量を特徴量として抽出し、完全並列で対応点検索処理を行う。この対応点検索(相関演算)処理は相関回路マトリックス上で行われる。得られた相関結果は縦方向スキャナーと横方向スキャナーで相関マトリックスの座標を指定することで出力される。したがって、図3.4.1.1に示すように縦方向スキャナーが指定する座標(Yアドレス)と横方向スキャナーが指定する座標(Xアドレス)から、左右のイメージセンサーのどの画素の相関であるかを一意的に求めることができる。

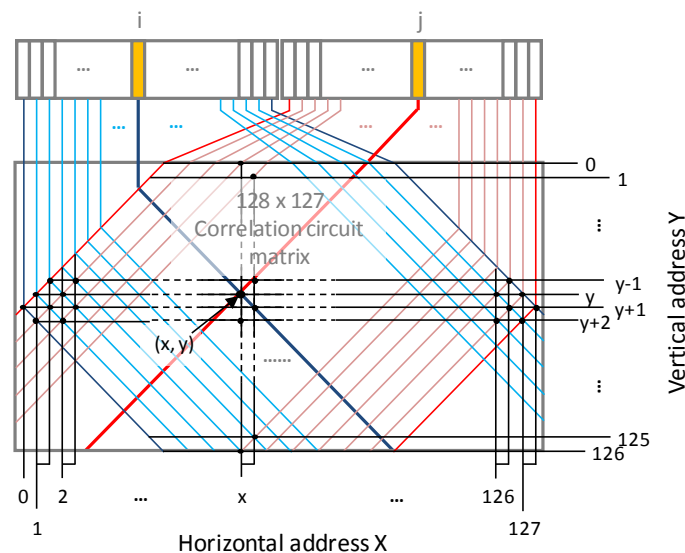


図3.4.1.1 相関マトリックス座標と画素配置の関係

ここで、左右のイメージセンサーに投影される写像について考える。左右のイメージセンサーに入射する光は、光学装置を通じてそれぞれ投影される。光学装置の構造によって、写像の位置や上下左右の関係が変わるが、ここでは簡単化のため単純に1枚のレンズを通して投影された場合で考える。イメージセンサーへの投影を表した図を図3.4.1.2に示す。

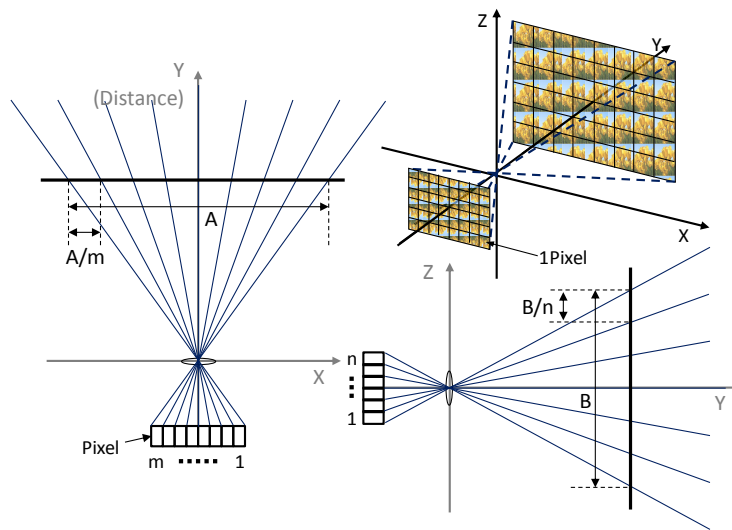


図3.4.1.2 イメージセンサーへの投影

イメージセンサーは人間の網膜と異なり、平面構造である。よって、イメージセンサーへの投影は、平面から平面への投影であると考えられる。通常、イメージセンサーの構造は同一画素によるアレイ構造であるので、各画素に投影される領域は写像全体をイメージセンサーの画素数で等分した領域になる。例えば、 $m \times n$ の解像度を持つイメージセンサーで $A \times B$ の大きさの領域を撮影した時の各画素に投影される領域は、 $A/m \times B/n$ の大きさを持つ領域であることがわかる。また、このことから隣接する画素の光軸がなす角度はレンズの中心に近いほど大きく、外側に行くほど鋭角となることが言える。

これらを踏まえた上で、三次元距離センサーLSIの距離検知手法について述べる。三次元距離センサーLSIの距離検知手法を表した図を図3.4.1.3に示す。相関マトリックスにおいて強い相関反応が得られた時、その相関マトリックス座標から左右のイメージセンサーの画素を特定することが出来る。このとき、相関マトリックス座標に対応する画素が左イメージセンサーの*i*番目の画素(以下、画素*i*)と右イメージセンサーの*j*番目の画素(以下、画素*j*)であったとすると、画素*i*と画素*j*、この2つの画素に投影された写像の特徴量が一致したということがわかる。即ち、画素*i*に投影される領域と画素*j*に投影される領域が交わる領域に何らかの物体があることがわかる。このように、相関マトリックスの座標は実空間のある領域と一対一に対応しており、相関結果の示す座標から対象物がどの領域にあるのかを推定することが可能である。

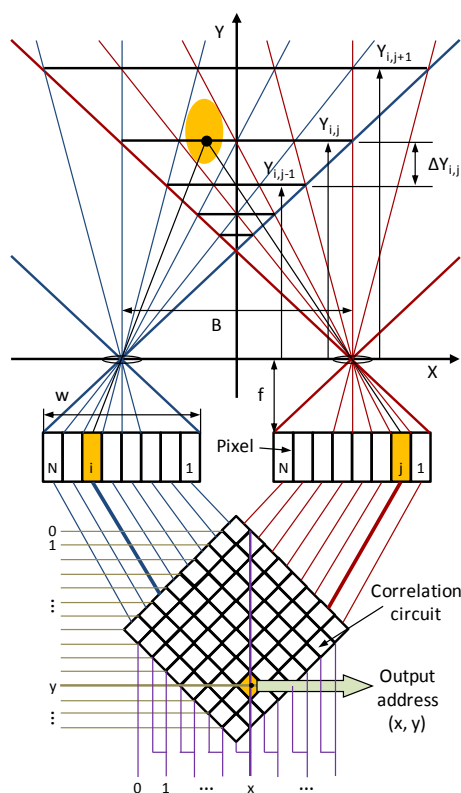


図3.4.1.3 三次元距離センサーLSIの距離検知手法

対象物を検知した時、その対象物が実際にどの距離にあるかは三角測量法を用いることで簡単に計算できる。図3.4.1.3のように、画素*i*と画素*j*に対応する相関回路で強い相関反応が得られたとする。このとき、画素*i*と画素*j*で示される領域までの距離 $Y_{i,j}$ は式(3.4.1.1)で与えられる[11,12]。ただし、両眼の収束角(両眼の中心光軸がなす角)は0度とし、画素*i*と画素*j*の中心光軸の交わる点でその領域の距離を取ることにする。したがって、 $i = j$ では光軸は交差しないので $1 \leq i - j \leq N - 1$ となる。

$$Y_{i,j} = \frac{B \times f \times N}{w \times (i - j)} \quad (3.4.1.1)$$

ここで、 B は光学装置の両眼間隔、 f はレンズの焦点距離、 N はイメージセンサーの横方向の画素数、 w はイメージセンサーの幅である。この式から検知距離は光学装置の両眼間隔に比例していることが分かる。したがって、光学装置の両眼間隔を調整することで任意の範囲で距離検知が可能である。また、光学装置の収束角を変えることで同様に距離検知範囲を調節することが可能である。次に、距離検知精度について考える。左右の各画素の光軸の交点を同距離方向で線引した時、検知可能な距離の間隔は引かれた線の間隔で表される。この検知可能な距離の間隔 $\Delta Y_{i,j}$ は式(3.4.1.2)で与えることが出来る。

$$\Delta Y_{i,j} = \frac{B \times f \times N}{w \times ((i - j)^2 + (i - j))} \quad (3.4.1.2)$$

水平位置 $X_{i,j}$ は距離 $Y_{i,j}$ を用いて求めることができる。水平方向の原点を両眼の中心に置き、各画素の中心で光軸を取る時、 $X_{i,j}$ は式(3.4.1.3)で与えられる。

$$X_{i,j} = \frac{w \times (2i - N - 1)}{2 \times f \times N} Y_{i,j} - \frac{B}{2} = \frac{(i + j - N - 1) \times B}{2 \times (i - j)} \quad (3.4.1.3)$$

また、対象物の高さ方向の位置を考える。イメージセンサー k 番目の列で計測しているとき、距離 $Y_{i,j}$ における高さ $Z_{i,j,k}$ は式(3.4.1.4)で与えられる。ただし、高さ方向の原点はセンサーの中心とし、光軸は画素の中心で取ることとする。

$$Z_{i,j,k} = \frac{(2k - K - 1) \times l}{2 \times f \times K} \times Y_{i,j} \quad (3.4.1.4)$$

ここで、 K はイメージセンサーの縦方向の画素数、 l はイメージセンサーの高さである。

このように三次元距離センサーLSIでは、出力された視差情報の相関マトリックス座標と、その時のイメージセンサーの選択ラインの情報から対象物の三次元位置を取得することが出来る。

3.4.2 距離検知アルゴリズム

前項では三次元距離センサーLSIの距離検知手法について述べた。そこで、本項ではその距離検知アルゴリズムについて述べる。光学装置の両眼の中心に空間座標の原点を置く図3.4.2.1で考える。

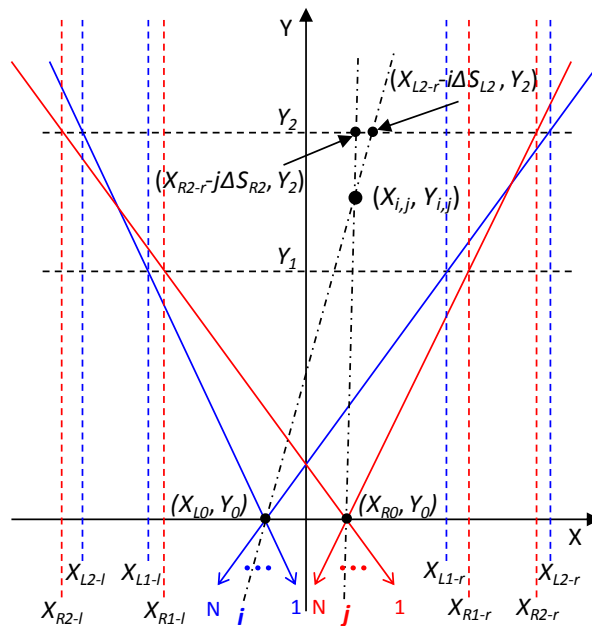


図3.4.2.1 距離検知アルゴリズム

三次元距離センサーLSIの左のイメージセンサーに投影される画像の写像範囲の左端は座標 (X_{L1-l}, Y_1) 、 (X_{L2-l}, Y_2) を通る一次関数 $f_{L-l}(x) = a_{L-l}x + b_{L-l}$ で表され、傾き a_{L-l} と切片 b_{L-l} は式(3.4.2.1)、式(3.4.2.2)で表される。

$$a_{L-l} = \frac{Y_2 - Y_1}{X_{L2-l} - X_{L1-l}} \quad (3.4.2.1) \quad b_{L-l} = Y_1 - a_{L-l}X_{L1-l} \quad (3.4.2.2)$$

同様に、右端は座標 (X_{L1-r}, Y_1) 、 (X_{L2-r}, Y_2) を通る一次関数 $f_{L-r}(x) = a_{L-r}x + b_{L-r}$ で表され、傾き a_{L-r} と切片 b_{L-r} は式(3.4.2.3)、式(3.4.2.4)で表される。

$$a_{L-r} = \frac{Y_2 - Y_1}{X_{L2-r} - X_{L1-r}} \quad (3.4.2.3) \quad b_{L-r} = Y_1 - a_{L-r}X_{L1-r} \quad (3.4.2.4)$$

$f_{L-l}(x)$ と $f_{L-r}(x)$ の2つの関数の交点の座標 (X_{L0}, Y_0) は次式で与えられる。

$$X_{L0} = \frac{b_{L-r} - b_{L-l}}{a_{L-l} - a_{L-r}} \quad (3.4.2.5) \quad Y_{L0} = a_{L-l}X_{L0} + b_{L-l} \quad (3.4.2.6)$$

前項で述べたように、同距離線上において各画素の光軸は等間隔で通過する。したがって、イメージセンサー横方向の画素数が N の時、 Y_2 の同距離線上を通る各画素の光軸間隔 ΔS_{L2} は式(3.4.2.7)で与えられる。

$$\Delta S_{L2} = (X_{L2-r} - X_{L2-l}) / (N - 1) \quad (3.4.2.7)$$

したがって、左のイメージセンサーの画素番号 i の画素回路に投影される写像に対する物体は、一次関数 $f_i(x) = a_i x + b_i$ の直線上に存在する。この傾き a_i と切片 b_i は次式で表される。

$$a_i = \frac{Y_2 - Y_0}{X_{L2-r} - (i - 1) \times \Delta S_{L2} - X_{L0}} \quad (3.4.2.8) \quad b_i = Y_0 - a_i X_{L0} \quad (3.4.2.9)$$

ここで、画素番号 i の取りうる値は1から N である。

同様に、右のイメージセンサーに投影される画像の写像範囲の左端は座標 (X_{R1-l}, Y_1) 、 (X_{R2-l}, Y_2) を通る一次関数 $f_{R-l}(x) = a_{R-l}x + b_{R-l}$ で表され、傾き a_{R-l} と切片 b_{R-l} は式(3.4.2.10)、式(3.4.2.11)で表される。

$$a_{R-l} = \frac{Y_2 - Y_1}{X_{R2-l} - X_{R1-l}} \quad (3.4.2.10) \quad b_{R-l} = Y_1 - a_{R-l}X_{R1-l} \quad (3.4.2.11)$$

同様に、右端は座標 (X_{R1-r}, Y_1) 、 (X_{R2-r}, Y_2) を通る一次関数 $f_{R-r}(x) = a_{R-r}x + b_{R-r}$ で表され、傾き a_{R-r} と切片 b_{R-r} は式(3.4.2.12)、式(3.4.2.13)で表される。

$$a_{R-r} = \frac{Y_2 - Y_1}{X_{R2-r} - X_{R1-r}} \quad (3.4.2.12) \quad b_{R-r} = Y_1 - a_{R-r}X_{R1-r} \quad (3.4.2.13)$$

$f_{R-l}(x)$ と $f_{R-r}(x)$ の2つの関数の交点の座標 (X_{R0}, Y_0) は次式で与えられる。

$$X_{R0} = \frac{b_{R-r} - b_{R-l}}{a_{R-l} - a_{R-r}} \quad (3.4.2.14) \quad Y_{R0} = a_{R-l}X_{R0} + b_{R-l} \quad (3.4.2.15)$$

イメージセンサー横方向の画素数が N の時、 Y_2 の同距離線上を通る各画素の光軸間隔 ΔS_{R2} は式(3.4.2.16)で与えられる。

$$\Delta S_{R2} = (X_{R2-r} - X_{R2-l}) / (N - 1) \quad (3.4.2.16)$$

したがって、右のイメージセンサーの画素番号 j の画素回路に投影される写像に対する物体は、一次関数 $f_j(x) = a_jx + b_j$ の直線上に存在する。この傾き a_j と切片 b_j は次式で表される。

$$a_j = \frac{Y_2 - Y_0}{X_{R2-r} - (j-1) \times \Delta S_{R2} - X_{R0}} \quad (3.4.2.17) \quad b_j = Y_0 - a_j X_{R0} \quad (3.4.2.18)$$

ここで、画素番号 j の取りうる値は1から N である。

左のイメージセンサーの画素番号 i と右のイメージセンサーの画素番号 j によって導かれる実空間上の位置 $(X_{i,j}, Y_{i,j})$ は $f_i(x) = a_i x + b_i$ と $f_j(x) = a_j x + b_j$ の交点なので次式で求めることが出来る。

$$X_{i,j} = \frac{b_j - b_i}{a_i - a_j} \quad (3.4.2.19) \quad Y_{i,j} = a_i X_{i,j} + b_i \quad (3.4.2.20)$$

ここまでで左右のイメージセンサーの画素番号から実空間の位置を求めることができた。次に、相関マトリックス座標から左右の画素番号の導出について考える。左右のイメージセンサーの画素数が N 、相関マトリックスのセル数が $N \times Q$ 、相関マトリックスの水平中央線が縦座標 P に位置している時、相関マトリックス座標 (C_h, C_v) に対応する左右の画素番号 (i, j) は次の計算式で求めることが出来る。

$$i = N - \text{INT}[(2C_h - C_v + P)/2] + 1 \quad (3.4.2.21)$$

$$j = N - \text{INT}[(2C_h + C_v - P)/2] + 1 \quad (3.4.2.22)$$

ここで、INT関数は小数点以下を切り捨てて整数化する関数を表す。

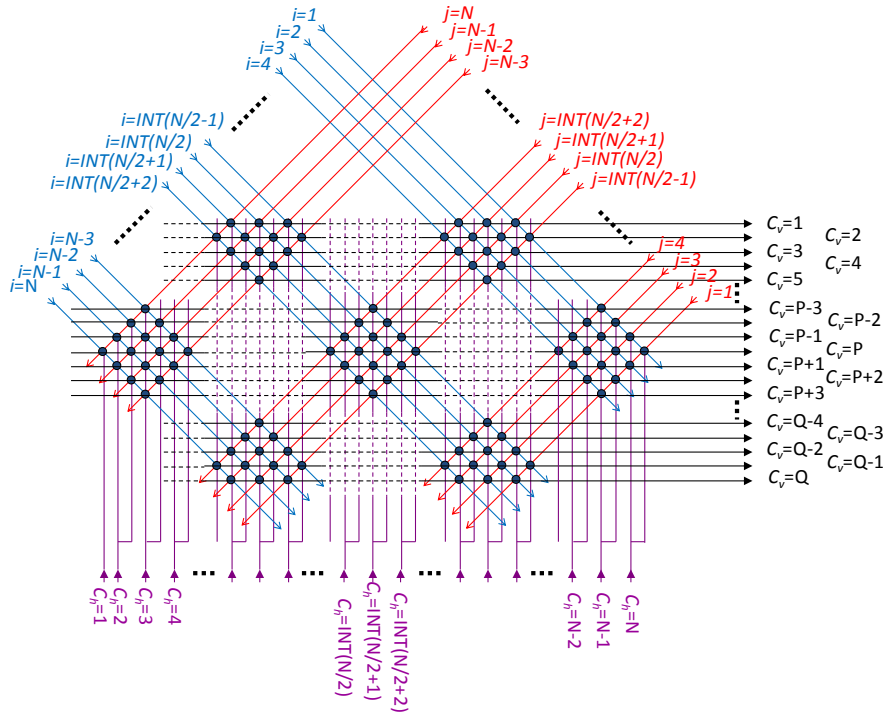


図3.4.2.2 相関マトリックス座標と左右の画素の対応例

3.5 まとめ

本章では、我々が開発する三次元距離センサーLSIの基本的な構成とその距離検知アルゴリズムについて述べた。この三次元距離センサーLSIは、ステレオ視方式距離センサーにおいて最も重要で最も処理時間を要する対応点検索処理を回路構成の工夫と扱う特徴量をパルス信号で表現することで高い集積度と高速処理を実現している。集積された2つのイメージセンサーで取り込まれた輝度情報は、輝度の大きさとその空間変化量を示すパルス信号に変換され、相関回路マトリックスにおいて完全並列に左右の相関演算が行われる。これらすべての処理回路がワンチップ上に高集積されていることで、省コストかつ省サイズな三次元距離センサーが実現された。また、マトリックス構造による完全並列演算によって、1ラインセンサー辺り数 μsec オーダー以下の高速演算処理を実現したと同時に、マトリックス構造を利用したLPF機能によって高い検知性能も実現された。また、相関マトリックスの座標は簡単なアルゴリズムで実空間位置と対応付けすることが可能で、相関結果の座標から実空間における物体の位置情報を簡単に取得することが可能である。

参考文献

- [1] Behad Razavi 著, 黒田忠宏 監訳, “アナログCMOS集積回路の設計,” 丸善株式会社, 2003.
- [2] 谷口研二 著, “CMOSアナログ回路入門,” CQ出版社, 2005.
- [3] 安藤隆男, 菰淵寛仁 著, “固体撮像素子の基礎,” 日本理工出版会, 1999.
- [4] S.M. Sze 著, 南日康夫, 川辺光央, 長谷川文夫 訳, “SEMICONDUCTOR DEVICES,” 産業図書, 2004.
- [5] 米本和也 著, “CCD/CMOSイメージ・センサの基礎と応用,” CQ出版社, 2004.
- [6] 川野正智, “三次元距離センサーLSIに関する研究,” 九州工業大学大学院修士論文, 2008.
- [7] 川口徳仁, “三次元距離センサーLSIに関する研究,” 九州工業大学大学院修士論文, 2010.
- [8] M. Kawano, N. Kawaguchi, and Y. Arima, “Three-Dimensional Binocular Range Sensor LSI with Enhanced Correlation Signal,” Jpn. J. Appl. Phys. Vol.49, No.4, p.04DE05, 2010.
- [9] M. Kawano, Y. Hirata, and Y. Arima, “A Three-Dimensional Binocular Range Sensor LSI with a 106 dB Wide Dynamic Range Pixel,” 2010 IEEE Region 10 Conference (TENCON2010), pp.2469-2473, 2010.
- [10] 安居院猛, 長尾智晴, “画像の処理と認識,” 昭晃堂, 1992.
- [11] T. Yoshida, and Y. Arima, “Binobjective monocular optical module for single-chip stereo vision sensor LSI,” IEICE Electron Express, Vol.3, No.17, pp.390-396, 2006.
- [12] M. Kawano, and Y. Arima, “Binocular range-sensor LSI with improved distance detection precision by coordinated pixel placement,” IEICE Electronics Express, Vol.11, No.19, p.20140747, 2014.

第4章

相関信号鮮明化機能搭載

三次元距離センサーLSI

4.1 序

第3章では、我々の開発する三次元距離センサーLSIの基本構成とその距離検知アルゴリズムについて述べ、ステレオ画像の相関演算によって得られた強い相関結果を示す相関マトリックス座標から実空間の位置情報を推定できることを示した。相関演算とは、左右画像の輝度の大きさとその空間変化量を特徴量としたパルス信号の位相差分評価であり、対象物を正確に検知するためには小さな特徴量に対しても十分な相関を得ることができることが重要となる。そこで、空間特徴量を変調することで相関信号を鮮明化する機能を搭載した三次元距離センサーLSIを試作し、2009年10月に発表した[1-3]。この機能によって、より細かな特徴量の差を弁別することが可能となり、物体の検知性能の向上が見込まれる。

三次元センサーの普及には小型、低コストといった条件の他に情報処理の簡易性が重要であると考えられる。第3章で示した三次元距離センサーLSIの基本構成には強い相関結果の判定処理が実装されておらず、チップ外部で視差情報の判定が必要になる。その結果、視差情報出力によるフレームレート制限と後処理の複雑化を招く。そこで、上の相関信号鮮明化機能を搭載した三次元距離センサーLSIを試作した。また、そのセンサーLSIをベースに相関出力レベルを判定し強い相関結果を示す相関マトリックスの座標のみを出力する相関座標出力回路を新たに搭載した三次元距離センサーLSIを試作した。この三次元距離センサーLSIは、九州工業大学の川口(2010修士了)が中心となって試作され、2009年10月に発表された[4-6]。この機能によって、出力データの省サイズ化及び出力速度の高速化と、出力信号がアドレスデータになることによる後処理の単純化が可能となった。

本章では、これら2つの機能、相関信号鮮明化機能と相関座標出力機能について述べる。第4.2節では、相関信号鮮明化機能と相関座標出力機能を搭載した相関信号鮮明化機能搭載三次元距離センサーLSIの回路構成と処理フローについて述べる。続く第4.3節では、相関信号鮮明化機能の手法と回路構成、そしてその機能評価結果について述べる。第4.4節では相関座標出力機能の回路構成と機能評価について述べる。

4.2 相関信号鮮明化機能搭載三次元距離センサーLSIの構成

相関信号鮮明化機能搭載三次元距離センサーLSIのチップ写真と回路構成を、図4.2.1と図4.2.2にそれぞれ示す。この三次元距離センサーLSIは0.35 μm 、1-Poly、3-Metal、CMOSプロセスで作成され、チップサイズは4.20 \times 3.33mm²である。

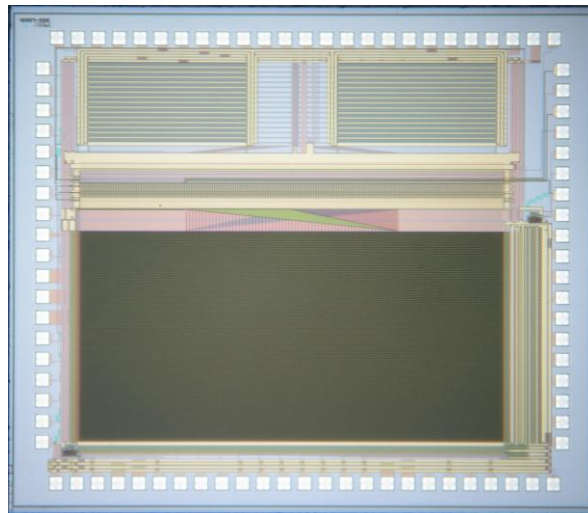


図4.2.1 相関信号鮮明化機能搭載三次元距離センサーLSI

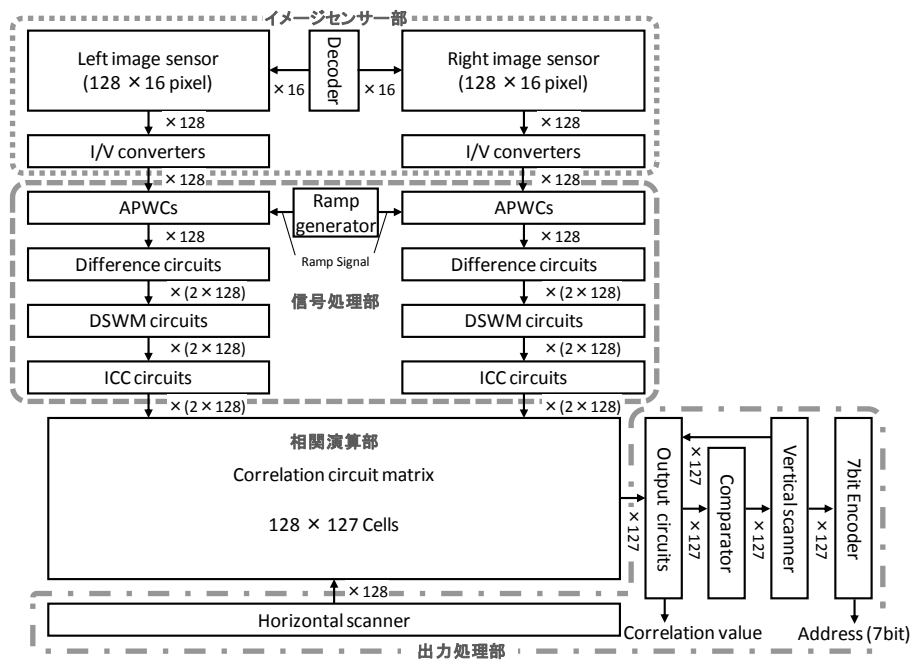


図4.2.2 相関信号鮮明化機能搭載三次元距離センサーLSIの回路構成

相関信号鮮明化機能搭載三次元距離センサーLSIの構成は、第3章で示した基本構成と同様にイメージセンサー部、信号処理部、相関演算部、出力処理部の4つのブロックから構成される。イメージセンサー部は、解像度128×16のイメージセンサー2つ、出力画素選択デコーダ、128アレイ×2個のI/V変換回路から構成される。信号処理部は、128アレイ×2個のAPWC、128アレイ×2個の微分回路、そして新たに搭載された256アレイ×2個の微分信号変調回路(DSWM circuit: Differential Signal Width Modulation circuit)、128アレイ×2個のICC回路から構成される。相関演算部は基本構成同様に128×127セルの相関回路マトリックスで構成される。出力処理回路は、127個の相関出力回路、127個のコンパレーター、縦方向スキャナー、横方向スキャナー、そして7bitエンコーダから構成され、取得した視差情報をそのままチップ外部へ出力する機能に加えて、強い相関結果を示す相関マトリックスの座標をアドレスデータとして出力する機能をもつ。

次に、相関信号鮮明化機能搭載三次元距離センサーLSIの処理フローについて述べる。この処理フロー図を図4.2.3に示す。微分回路までの処理は第3章で示した処理フローと同様であり、左右の画像の輝度の大きさとその空間変化量を特徴量として抽出したパルス信号を出力する。微分信号変調(DSWM)回路では、ノイズ除去処理と信号変調処理を行う。信号変調処理は、入力された信号のパルス幅に対し一定のパルス幅をオフセットとして加える。その結果、小さな特徴量に対しても十分な相関を得ることが可能となる。また、ノイズに対しての変調処理を防ぐため、変調処理を行う前にノイズ除去処理を行う。これらの処理は、微分回路の両符号の出力に対してそれぞれ行われる。その後、ICC回路で無特徴領域の判別が行われ、左右の信号による相関演算が行われる。DSWM回路のノイズ除去機能は、ICC回路のノイズによる誤判定の抑制にも効果を発揮する。

相関演算後の処理は2つのフローに分かれる。1つは第3章で述べたように、相関演算によって得られた視差情報をチップ外部へそのまま出力するフロー(アナログ出力モード)である。この視差相関情報はアナログ電圧値で出力され、そこから相関マトリックス座標を得るためにはいくつかの処理が必要となる。ただし、相関マトリックス内の全ての情報を確認できることから、三次元距離センサーLSIの制御パラメーターを調整する際に適している。もう1つの処理フロー(アドレス出力モード)では、7bitのアドレスデータをチップ外部へ出力する。まず、横方向シフトレジスタで指定した横座標の127個の相関結果を並列に読み出し、各読み出し信号線に接続されたコンパレーターによってしきい値処理を行う。指定されたしきい値を超える相関結果が入力されたコンパレーターは出力が反転し、接続された縦方向シフトレジスタを活性化(有効に)する。縦方向スキャナーのリード端子は7bitエンコーダに接続されており、縦方向スキャナーの走査とともに7bitのアドレスデータが出力される。この時、縦方向スキャナーは活性化された縦座標のシフトレジスタのみで走査を行う。したがって、物体がある場所のアドレスデータのみが高速に出力される。

4.3 相関信号鮮明化機能

本節では、相関信号鮮明化機能について述べる。第4.3.1項では相関信号鮮明化の必要性とその効果について述べる。第4.3.2項では、相関信号鮮明化機能を実現する微分信号変調回路の回路構成とその機能について述べる。第4.3.3項では試作した三次元距離センサーLSIを用いた評価結果と、三次元距離検知実験の結果を示す。

4.3.1 空間特徴量変調による相関信号鮮明化

相関演算は、左右画像の輝度量と輝度の空間変化量の情報を持つパルス幅の位相差分を取ることで行われる。相関回路内の容量に蓄積された電荷が入力パルスの差分に応じてリークし、左右画像の特徴点の相関度を電圧値として保持する。この時、左右画像の特徴点が一致する相関回路では電荷リークが発生しないため、それらの相関回路のみにリセット電圧レベルの強い相関結果が残る。したがって、理想的には対象物の位置に対応する相関マトリックス座標に図4.3.1.1のような強い相関ラインが現れる。図4.3.1.1では、相関値の高い座標を黄色で示している。この強い相関ラインを得ることが出来れば、簡単なしきい値処理によってその相関マトリックス座標を求めることが出来る。そして、その座標から実空間の位置情報を算出することが可能となる。

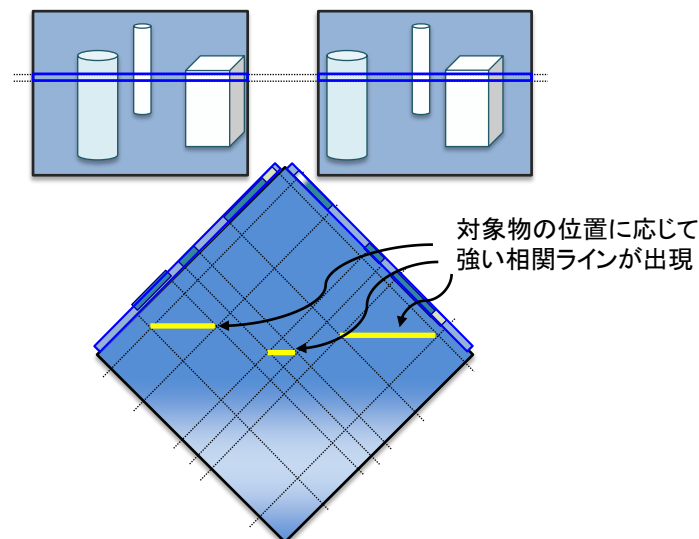


図4.3.1.1 理想的な相関結果

次に、相関ライン近傍の相関回路について考える。これらの相関回路に入力されるパルス信号は互いに異なる特徴量を示すパルス信号であり、位相もしくはパルス幅が異なる。したがって、相関ライン近傍の相関回路では入力パルス差分に応じて蓄積電荷のリークが発生する。この蓄積電荷のリークは強い相関ラインを正しく判別できるだけの十分なリークが必要となる。入力パルス信号の特徴量(パルス幅)が極めて小さい時、蓄積電荷のリーク量が十分な量に達せず相関ラインを判別することが出来なくなる。このような相関結果の例を図4.3.1.2に示す。この相関結果は出力された視差情報の電圧値をカラーで表示したものである。ここでは青色ほど相関値が高いことを示している。この時の相関値が高い付近(黒枠で囲んだ領域)の出力レベルを図3.4.1.3に示す。左右画像の特徴点同士の相関によって、ひし形状の反応が出ていることが分かる。それ以外の領域では、ICC回路の無特徴領域除去機能によって出力レベルが著しく低下している。

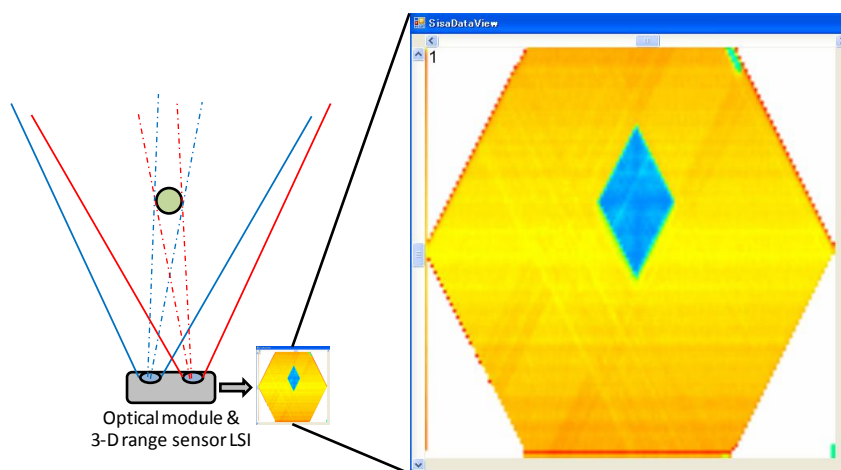


図4.3.1.2 特徴量が小さい時の相関結果の例(単体)

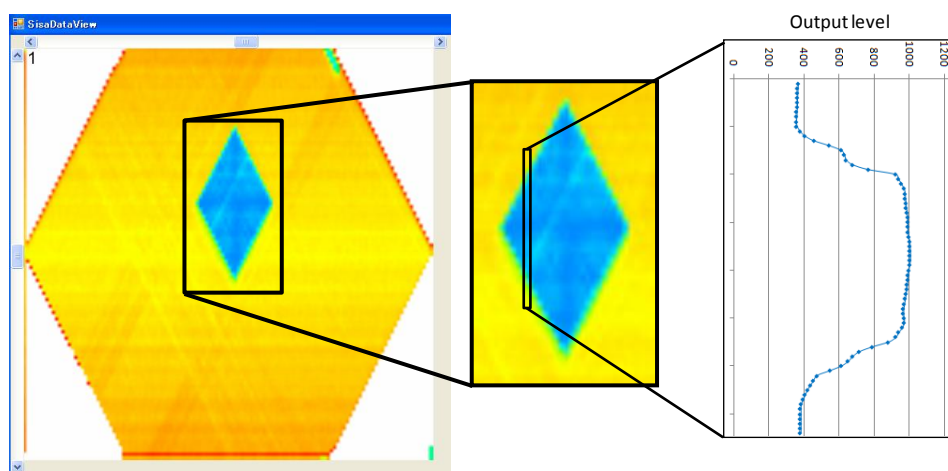


図4.3.1.3 相関値が高い近傍の出力レベル

この相関結果を見ると、ひし形の横対角線上に相関ラインが微かに確認できる。しかしその相関ライン上の信号レベルを確認すると、近傍の信号レベルとほとんど差がないことが確認できる。このような信号レベルでは、しきい値処理によって強い相関ラインのみを抽出しその座標を特定することが非常に困難である。そのため、このような相関結果から対象物の位置情報を計測するには、パターンマッチング等によるひし形の頂点検索処理を行う必要がある。この処理によって、検索に時間を要するものの対象物が単体であれば検知することが可能である。

では、対象物が複数ある場合について考える。2つの対象物に対する相関結果の例を図4.3.1.4に示す。対象物が単体の時の相関結果と同様に、それぞれの対象物に対する相関がひし形状に現れていることがわかる。単体の時の相関結果と異なるのは、異なる対象物の特徴点同士でも相関が現れていることである。この相関を相関ゴーストと呼ぶこととする。各相関ライン近傍と相関ゴーストの出力レベルを図4.3.1.5に示す。

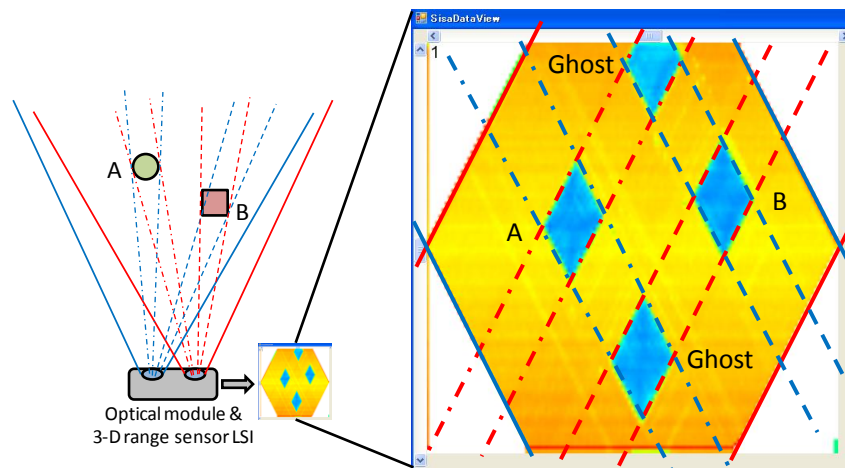


図4.3.1.4 特徴量が小さい時の相関結果の例(複数)

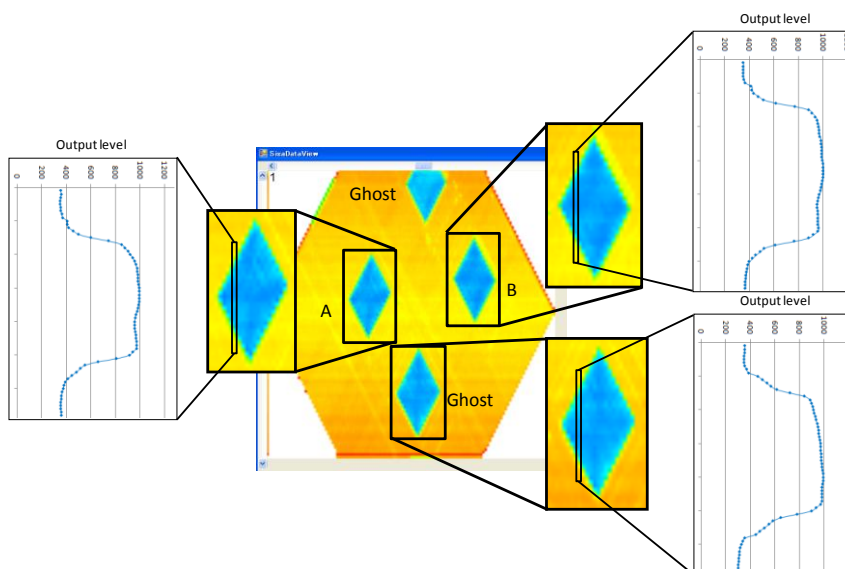


図4.3.1.5 相関ライン近傍と相関ゴーストの出力レベル

対象物が複数ある場合、相関ライン近傍と同様に左右の特徴点全ての組み合わせで相関が行われる。そのため、異なる対象物の特徴点同士で相関ゴーストが発生する。各信号の特徴量(パルス幅)が十分に大きければ、相関ライン近傍の出力レベルと同様に相関ゴーストの出力も低下し判別することが可能になるが、各信号の特徴量(パルス幅)が小さければ、それらの相関回路の蓄積電荷のリークは十分に行われず、強い相関があるはずのラインを明確に判別できなくなるとともに相関ゴーストが残存してしまう。その結果、パターンマッチングを用いたとしてもそれぞれの対象物の位置を正しく検出できないという問題が生じる。

この問題を解決するために、空間特徴量、即ち微分回路の出力パルス信号の変調を行う。この信号変調は、微分信号のパルス幅に対して一定のパルス幅をオフセットとして加えることで実現される。この信号変調によって、小さな空間特徴量の相関においてもオフセット分の蓄積電荷リークが行われ、強い相関ラインを得ることが容易になる。特に、相関ゴーストの低減に効果的であることが見込まれる。この信号変調による相関結果の変化を図4.3.1.6に示す。

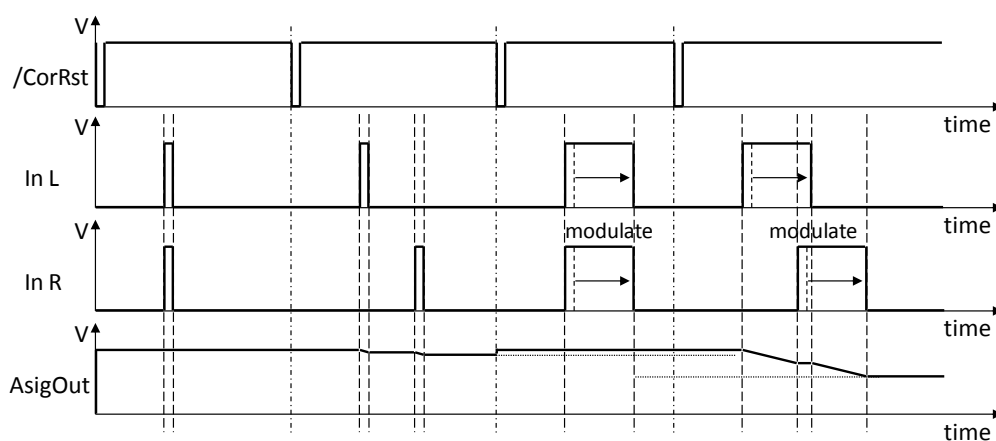


図4.3.1.6 微分信号変調による相関の変化

4.3.2 微分信号変調回路

(DSWM circuit: Differential Signal Width Modulation circuit)

DSWM回路は、微分回路の出力信号のパルス幅変調とノイズ除去処理を行う回路である。DSWM回路の回路図を図4.3.2.1、レイアウト図を図4.3.2.2にそれぞれ示す。DSWM回路は、nMOSのソース側に制御用MOSFETが接続された特殊なインバータ2つと出力バッファから構成される。

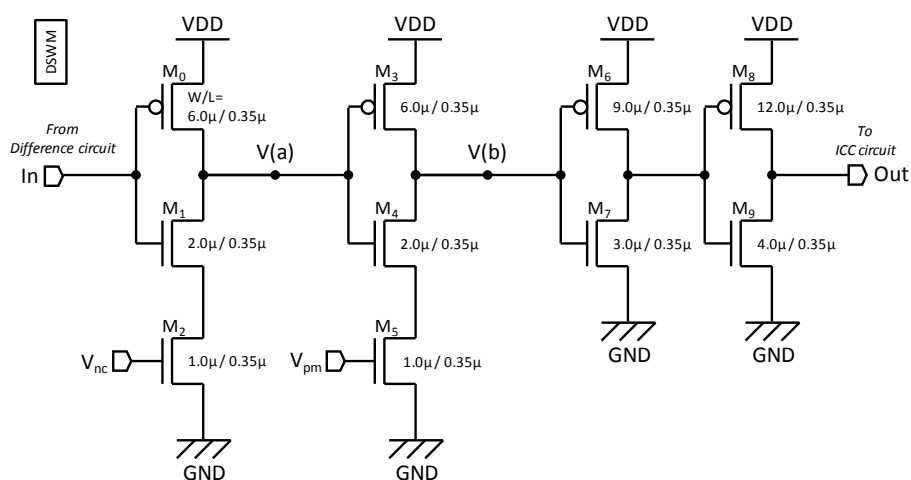


図4.3.2.1 DSWM回路の回路図

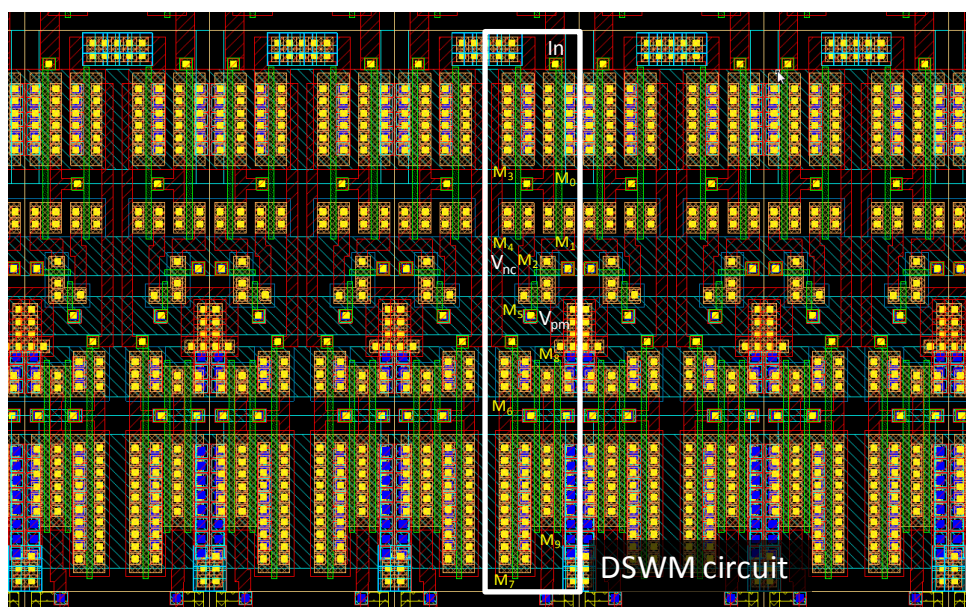


図4.3.2.2 DSWM回路のレイアウト図

DSWM回路はノイズ除去機能と信号変調機能を有する。前段の特殊インバータでノイズ除去処理を行い、後段の特殊インバータでパルス幅変調処理を行う。この特殊インバータは通常のインバータのnMOS側に制御ゲートを設けた構成となっており、その制御電圧によって出力信号の遷移時間を遅延させることが出来る。pMOS側は通常のインバータの構造であるので出力信号のHighからLowへ遷移するときの時間のみを遅延させることが出来る。信号の遷移時間は時定数 $\tau=RC$ に依存して決まる。ここで、 R は出力経路の抵抗値(MOS抵抗+配線抵抗)、 C は出力経路の容量(後段ゲート容量+寄生容量)である。出力の立ち下りの開始直後はインバータの出力ノードはVDDであるためnMOSは飽和領域で動作する。このときの出力ノードの信号遷移は式(4.3.2.1)で与えられる。

$$V(t) = VDD - \frac{I_D}{C} t \quad (4.3.2.1)$$

ここでMOSFETを流れる電流 I_D は制御用MOSFETによって決まるので、

$$V(t) = VDD - \frac{\beta_n(V_{control} - V_{th})^2}{2C} t \quad (4.3.2.2)$$

と表すことが出来る。ここで、 β_n は制御MOSFETの利得係数、 V_{th} はしきい値、 $V_{control}$ は、制御ゲート電圧 V_{nc} 、もしくは V_{pm} である。出力ノードの信号遷移が進み、MOSFETが線形領域での動作に移ると出力の信号遷移は式(4.3.2.3)で与えられる。

$$V(t) = V_L \times \exp \left[-\frac{\beta_n(V_{control} - V_{th})}{C} (t - t_L) \right] \quad (4.3.2.3)$$

ここで、 V_L は線形領域に遷移した時の出力ノード電圧、 t_L は線形領域に遷移した時間である。これらの式から分かるように、制御ゲートに与える電圧によって信号の遷移時間を調整することが可能である。DSWM回路のシミュレーション結果を図4.3.2.3に示す。

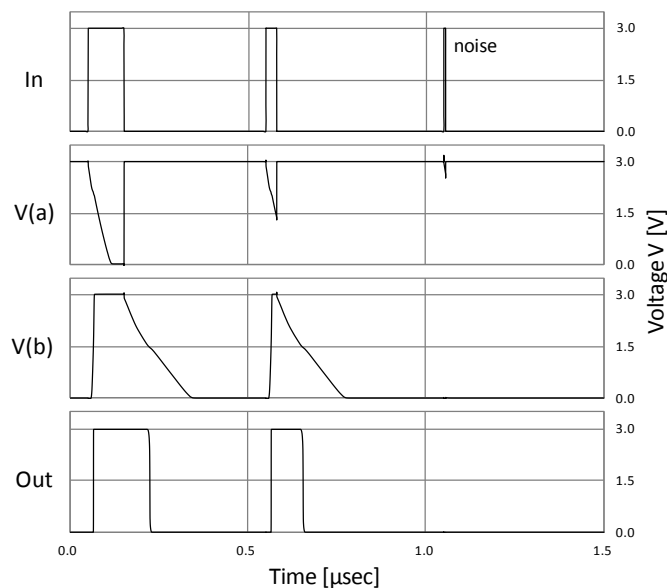


図4.3.2.3 DSWM回路のシミュレーション結果($V_{nc}=0.60V$ 、 $V_{pm}=0.55V$)

入力端子にパルス信号が入力されると、その立ち上がりとともにV(a)の電圧が緩やかに降下を始める。この降下速度は制御電圧V_{nc}で調整が可能である。入力パルス信号がLowになると、V(a)は速やかにHighに立ち上がる。そのため、V(a)の降下時間に対してパルス幅の短い入力信号は信号遷移が完了されず、ここで排除される。したがって、ノイズのように極めてパルス幅の短い信号を除去することが可能である。V(a)の電圧が降下していき後段の特殊インバータの論理しきい値を超えると、V(b)の電圧がHighとなる。その後入力パルス信号がLowになると、その立ち下がりとともにV(b)の電圧は緩やかに降下を始める。この電圧降下速度は、制御電圧V_{pm}で調整することが可能である。V(b)の電圧値の降下が進み後段のインバータの論理しきい値を超えると、その時点で出力端子の信号が立ち下がりV(b)の信号が矩形波に整形され出力される。これらの結果、入力信号がパルス幅変調されて出力される。

最後に、DSWM回路が追加された信号処理部の回路構成を図4.3.2.4に示す。変調回路は微分回路とICC回路の間に配置され、微分回路の1つの出力に対し1つのDSWM回路が接続されている。したがって、DSWM回路は左右に256個ずつ配置されている。2つの制御電圧V_{nc}、V_{pm}は256×2個全てのDSWM回路に共通の信号線によって与えられる。

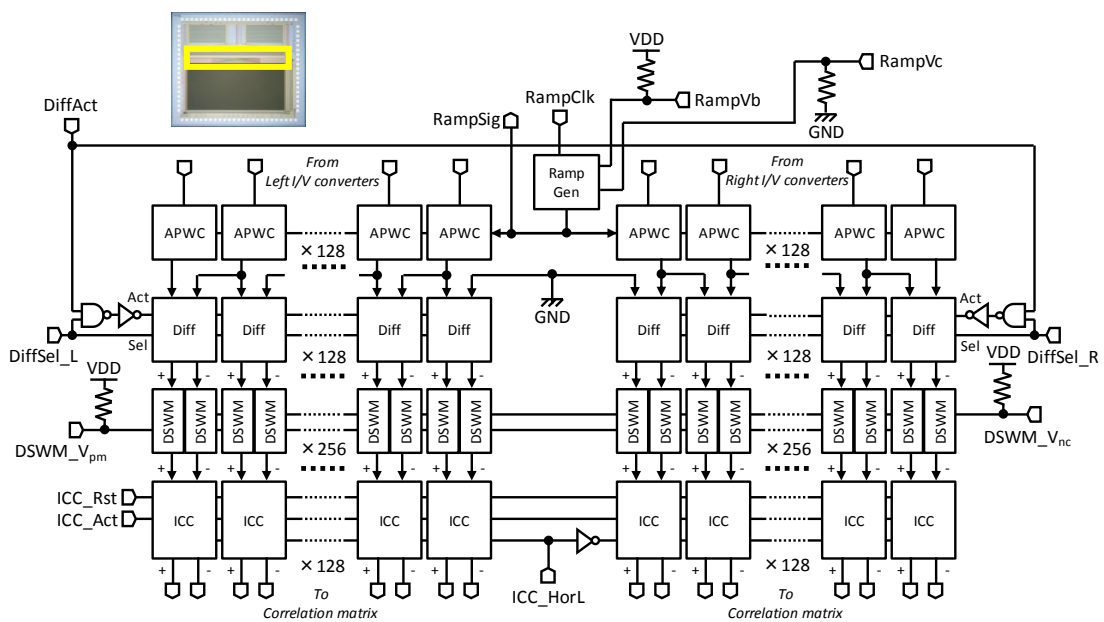


図4.3.2.4 信号処理部の回路構成

4.3.3 評価結果

前項で示した微分信号変調(DSWM)回路を搭載した三次元距離センサーLSIを実際に試作し、相関信号鮮明化機能の評価を行った。この研究成果は2009年10月にSSDM、翌年4月JJAPにて発表した[1-3]。その評価結果をここにまとめる。

4.3.3.1 微分信号変調回路の特性評価

実際に試作したDSWM回路のノイズ除去特性を図4.3.2.1.1、パルス幅変調特性を図4.3.2.1.2にそれぞれ示す。DSWM回路にはノイズ除去処理用の制御電圧と信号変調用の制御電圧がある。そのため、ノイズ除去特性評価は信号変調処理用の制御電圧 V_{pm} を固定して行い、信号変調特性評価はノイズ除去処理の制御電圧 V_{nc} を固定して行った。また、ここで示す評価結果は4つのDSWM回路で行った評価結果を平均したものである。

図4.3.2.1.1に示すノイズ除去特性評価では、 V_{pm} を0.500Vに固定した状態で V_{nc} を0.475Vから0.600Vまで0.025Vステップで変化させ、その時の入力信号のパルス幅に対する出力信号のパルス幅を記録した。制御電圧 V_{nc} の値によって、パルス信号が出力されるために必要な入力パルス幅が変化していることが分かる。 $V_{nc}=0.600V$ の特性を見ると、入力パルス幅が12nsec以下の時にはパルス信号が出力されず、入力パルス幅13nsecを超えた辺りでは出力パルス幅がパルス幅変調機能によって急激に拡大し、入力パルス幅15nsec付近から線形な入出力特性を示している。 $V_{nc}=0.500V$ の特性を見ると、入力パルス幅が50nsecを超えた辺りから出力パルスを確認することが出来る。このように、ノイズを含めた出力パルス信号から制御電圧 V_{nc} に応じたパルス幅を除去することが確認出来た。

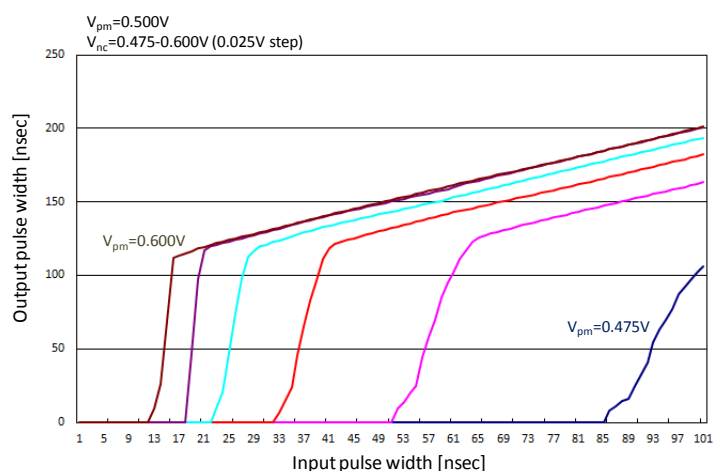


図4.3.2.1.1 DSWM回路のノイズ除去特性

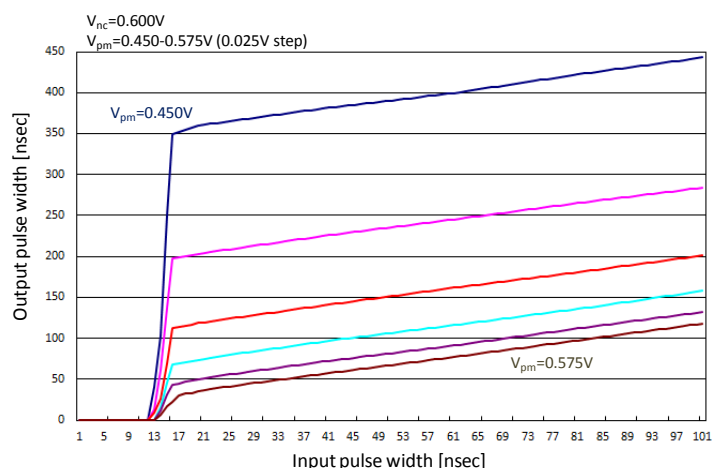


図4.3.2.1.2 DSWM回路の信号変調特性

図4.3.2.1.2に示す信号変調特性評価では、 V_{nc} を0.600Vに固定した状態で V_{pm} を0.450Vから0.575Vまで0.025Vステップで変化させ、その時の入力信号のパルス幅に対する出力信号のパルス幅を記録した。制御電圧 V_{pm} の値によって、出力信号のパルス幅が拡大していることが分かる。 $V_{pm}=0.575V$ の特性を見ると入力パルス幅に対して約18nsecのパルス幅変調が確認できる。ノイズ除去処理によって約13nsecのパルス幅が除去されていることを鑑みるとこの時のパルス幅変調効果は約31nsecとなる。これに対して、 $V_{pm}=0.450V$ のときのパルス幅変調効果は約350nsecと非常に大きな効果が確認できる。このように、簡単な回路構成で大きな信号変調効果を得ることが出来た。

4.3.3.2 相関S/Nの改善

DSWM回路による信号変調機能を用いることで、小さな特徴量の信号に対しても十分な相関を得ることが出来る。図4.3.3.2.1に信号変調機能を用いずに計測を行った時の相関結果の例を示す。これに対して、同じ状況下で信号変調機能を用いて計測を行った時の相関結果を図4.3.3.2.2に示す。図4.3.3.2.1では、相関結果の中央部に物体と思われるひし形の相関反応が確認できる。しかし、その横対角線上に相関ラインを確認することは出来ない。また、その周囲には相関ゴーストと思われる反応がいくつも現れており、特に領域A、B、Cの3つ反応は物体を示す反応と信号レベルに殆ど差がないと思われる。これに対し、図4.3.3.2.2の相関結果では、物体を示す強い相関ラインを確認することが出来る。また、領域A、B、Cの反応もより正確な相関が行われ、相関ラインとは明確に区別することが可能である。

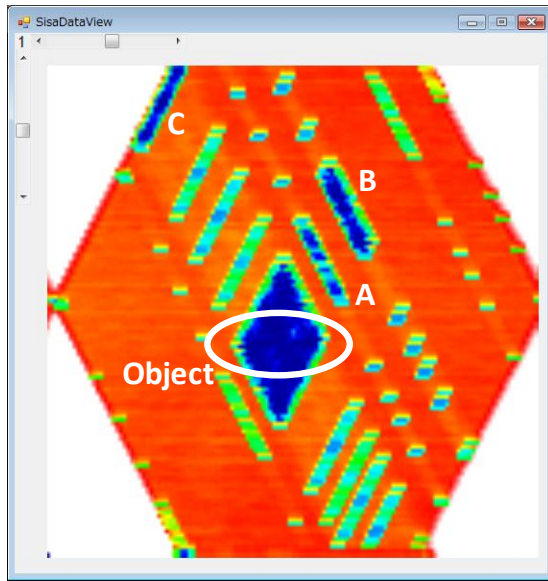


図4.3.3.2.1 信号変調機能なしの相関結果

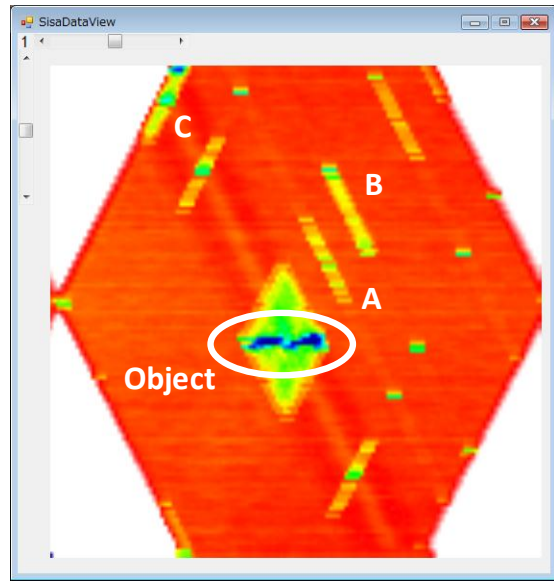


図4.3.3.2.2 信号変調機能ありの相関結果

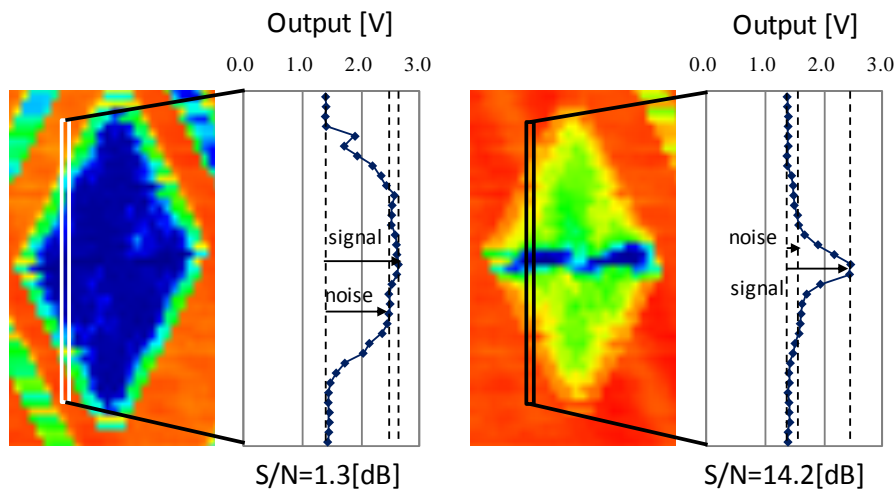


図4.3.3.2.3 信号変調機能の有無による相関S/Nの比較

次に、相関信号S/Nを求めることで実際の相関信号鮮明化の効果を定量的に確認する。上で示した2つの相関結果の相関S/Nを図4.3.3.2.3に示す。相関S/Nは式(4.3.3.2.1)で与えられる。

$$S/N = 20 \times \log_{10}(V_{\text{signal}}/V_{\text{noise}}) \quad (4.3.3.2.1)$$

この式を用いて、信号変調機能なしの相関結果の出力信号からその相関S/Nを求めると1.3dBという結果が得られた。それに対して、同様の計算によって信号変調を用いた時の相関結果の相関S/Nを求めると14.2dBという結果を得ることが出来た。したがって、信号変調機能によって相関S/Nは10倍以上改善されたが示された。その結果、物体を示す強い相関ラインを得ることが可能となり、三次元距離センサーLSIの物体検知性能の向上が確認された。

4.3.3.3 三次元距離検知実験

試作した三次元距離センサーLSI[1-3]による三次元距離検知実験を行った。その結果を図4.3.3.3.1に示す。この図は、3つの対象物に対して同時に距離検知を行った時の結果を表している。ここに示した3つの相関結果は、イメージセンサーの3列目、8列目、13列目で得られた相関結果である。また右のレーダーチャートは、各相関結果に対して実空間変換を行った結果を示したものである。それぞれの高さで3つの対象物の位置情報を検知できていることが確認できる。8列目の相関結果を見ると、対象物の他にいくつか強い相関反応が現れている部分を確認できる。これらの相関反応は対象物を示す相関ラインに対して部分的に現れるため、相関ラインの長さに対して簡単なしきい値処理を行うことで実空間変換後の出力から排除し、相関ゴーストによる誤検知を抑制することが可能である。このように、空間特徴量の変調効果によって、三次元距離センサーLSIの物体検知性能が向上し、複数の対象物に対しても同時に距離検知を行うことが可能となった。

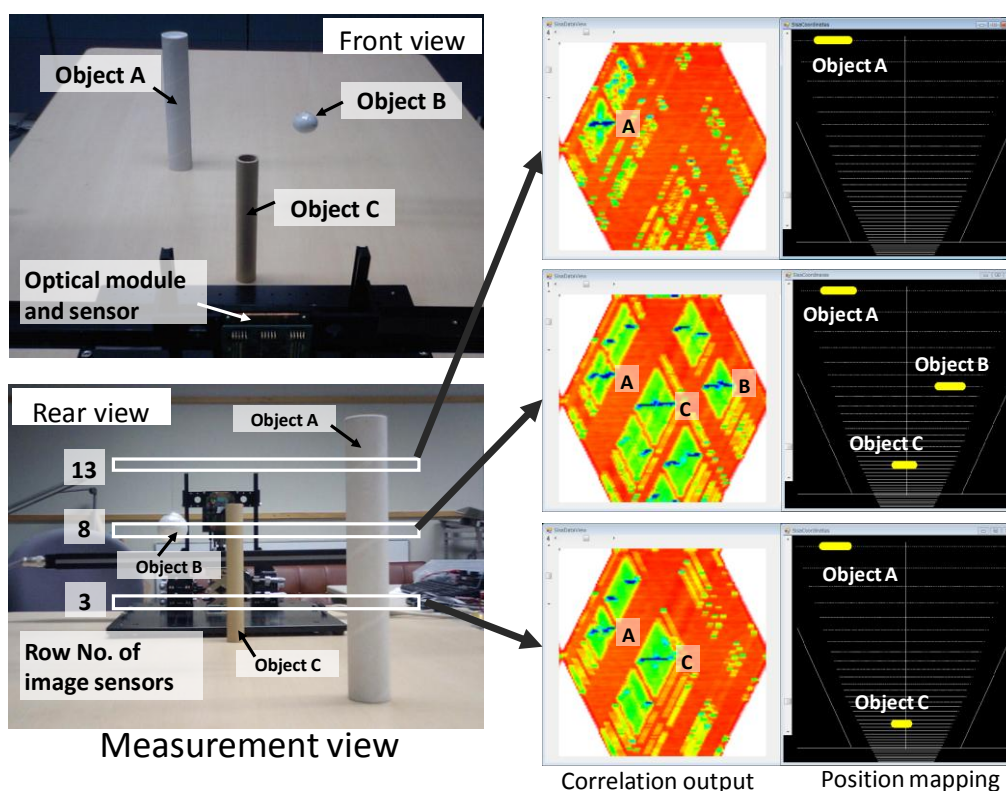


図4.3.3.3.1 三次元距離検知実験結果[3]

次に、同様の三次元距離センサーLSIを用いてハンドジェスチャー認識実験を行った。その実験結果を図4.3.3.3.2に示す。これらの実験はイメージセンサー1列で行っており、その列で見えている領域は実験風景写真内の青枠で囲んだ領域である。それぞれの指の位置関係をうまく検知できていることが分かる。特に手首を返した時の傾きを検知できている点はハンドジェスチャー機能を実現する上で重要であると考えられる。各相関結果を見ると、指の数に比例して相関ゴーストが現れていることがわかる。これは指の空間特徴量が非常に酷似しているためである。このような場合の相関ゴーストの出現を低減することは相関演算の原理上非常に困難であるが、検知距離範囲を限定することで相関ゴーストによる誤検知を抑制することが可能である。特に、空間特徴量変調の効果によって強い相関ラインからその座標を得ることが容易になったため、相関結果を反映して動的に距離検知範囲を限定することも可能になると思われる。例えば、手のエッジ部分の相関座標周辺に検知範囲を限定することで相関ゴーストによる誤検知を抑制する、といったアルゴリズムが考えられる。図4.3.3.3.2で示した実験結果は、予め相関マトリックス座標に対してマスクすることで限定した範囲以外の相関結果を排除している。その結果、相関ゴーストによる誤検知を抑制し、正しいハンドジェスチャー検知結果を得ることが出来た。

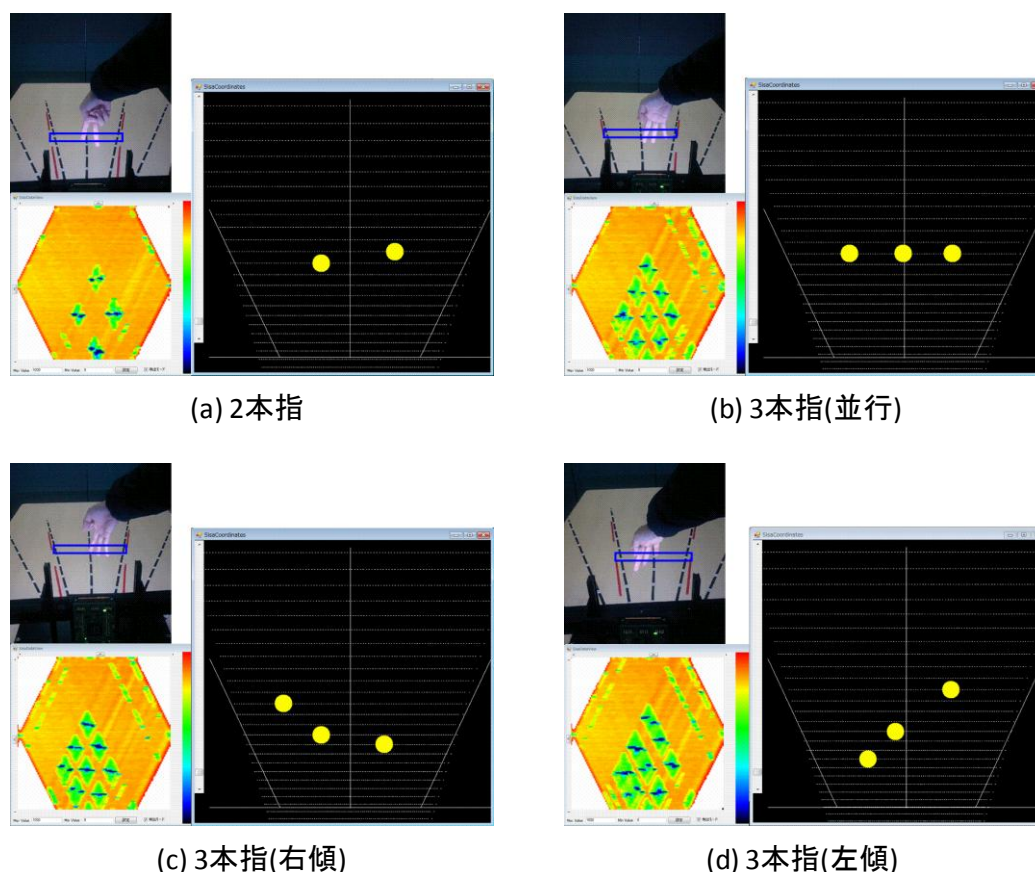


図4.3.3.3.2 ハンドジェスチャー認識実験結果[1]

4.4 相関座標出力機能

本節では、相関座標出力機能について述べる。第4.4.1項では相関座標出力による出力の高速化について述べる。第4.4.2項では、この機能を実現する相関座標出力回路の回路構成とその機能について述べる。第4.4.3項では試作した三次元距離センサーLSIを用いた三次元距離検知実験の結果を示す。

4.4.1 相関座標出力による出力高速化

相関回路マトリックスに蓄積された視差相関情報(アナログ電圧値)は、縦方向、横方向スキャナーの走査によって順次出力される。したがって、相関回路マトリックスのセル数が $M \times N$ 、読出し速度 f であるとき、視差情報全データを出力するためには $M \times N / f$ の時間が必要となる。三次元の視差情報はイメージセンサーの縦方向走査によって取得される。イメージセンサーの列数を Z とすると、三次元の視差情報を出力するために要する時間は $M \times N \times Z / f$ となる。第3章で示した三次元距離センサーLSIを例に挙げると、イメージセンサーの列数が16列、相関回路マトリックスの走査は縦横共に7bitカウンターによって行われているため、三次元の視差情報出力には $128 \times 128 \times 16$ クロックを必要とする。動作周波数10MHzで出力するとするならば、その出力時間は約26msとなる。三次元の相関演算が数十 μ sオーダーで完了するのに対してその出力に必要な時間はあまりにも長く、この視差情報の出力時間が三次元距離センサーLSIのフレームレートを制限する一番の要因となる。上の例で示すと、その最大フレームレートは38fpsに制限される。

また、出力される視差情報はアナログ電圧値であり、出力された視差情報を扱うためにはチップ外部にA/D変換器が必要となる。さらに、視差情報から実空間への変換を行うためには取り込んだデータに対してアドレスの割当てとしきい値処理を行い、物体の相関マトリックス座標を特定する必要がある。前節で述べた相関機能の強化によって、座標特定処理の単純化が見込まれるものの、これらに必要な処理時間によるシステム全体のフレームレート低下と装置コスト増大を無視することはできない。

この問題を解決するために、アナログ電圧値ではなく得られた相関ラインの座標データを出力する機能を実装する。相関回路マトリックスに蓄積された視差相関情報を並列に読み出し、この視差情報に対してチップ内部でしきい値処理を行う。しきい値を超える信号を持つ座標をエンコードし、アドレスデータとして出力する。並列処理を行うことで出力の高速化を図るとともに、アドレスデータを出力することで後処理の負荷軽減が見込まれる。

4.4.2 相関座標出力回路

本項では、視差相関情報から対応点を判定し、そのアドレスデータを出力する相関座標出力回路について述べる。相関座標出力回路の回路構成を図4.4.2.0.1に示す。相関座標出力回路はI/V変換付き相関出力回路、コンパレータ、縦方向スキャナー、7bitエンコーダから構成される。相関マトリックスの出力は並列に電圧変換され、しきい値処理が行われる。しきい値処理の結果、しきい値を超えない相関出力を持つ信号ラインに接続されたシフトレジスタでは入力と出力が短絡される。したがって、縦方向スキャナーでは、しきい値を超える相関出力を持つ信号ラインに接続されたシフトレジスタのみで走査処理が行われる。この走査に従い7bitエンコーダから対応するアドレスデータが出力される。

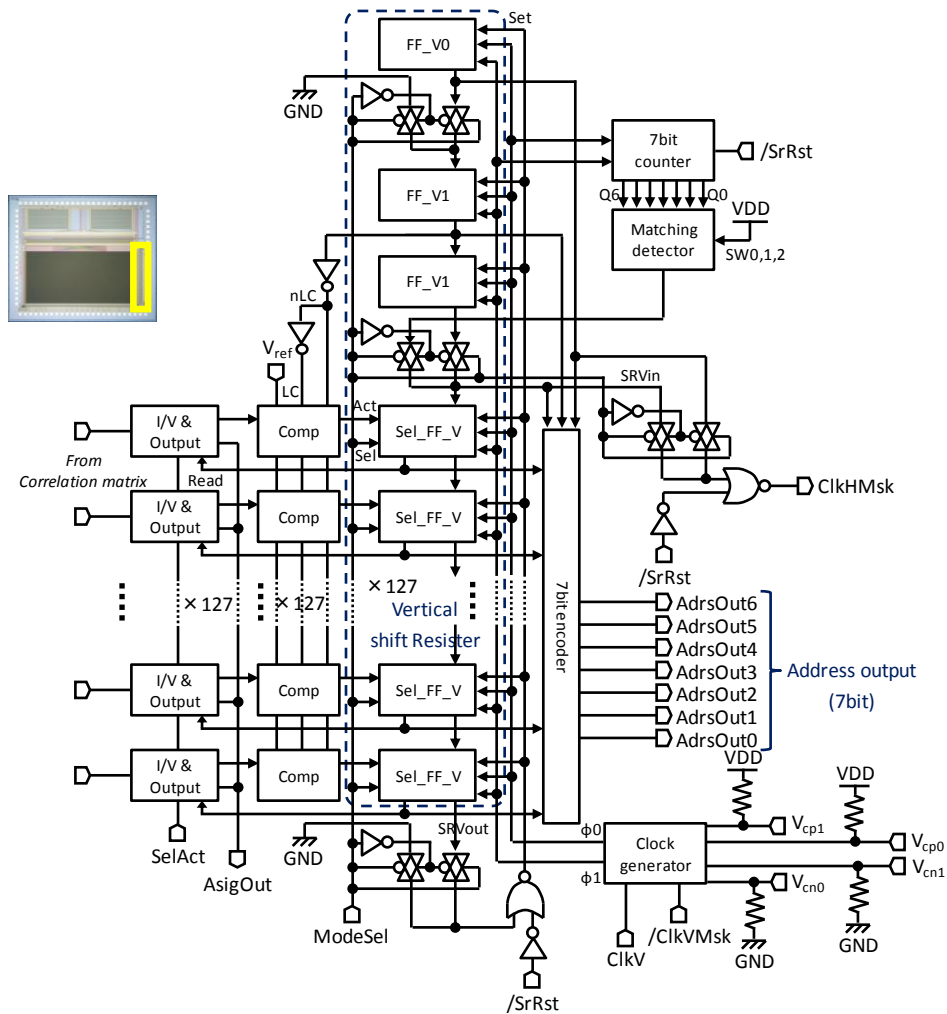


図4.4.2.0.1 相関座標出力回路の回路構成

続いて、相関座標出力回路を構成する要素回路の回路構成とその機能について述べる。第3章で述べた回路については省略する。第4.4.2.1項ではI/V変換付き相関出力回路の回路構成とその機能について述べる。第4.4.2.2項ではコンパレーターの回路構成とその機能について述べる。第4.4.2.3項では縦方向スキャナーの回路構成とその機能について述べる。第4.4.2.4項では7bitエンコーダの回路構成とその機能について述べる。

4.4.2.1 I/V変換付き相関出力回路

I/V変換付き相関出力回路は相関回路の出力電流を電圧に変換し、コンパレーターもしくはチップ外部へ視差相関情報を出力する回路である。I/V変換付き相関出力回路の回路図を図4.4.2.1.1、レイアウト図を図4.4.2.1.2にそれぞれ示す。I/V変換付き相関出力回路は、第3.3.4.1項で示した相関出力回路にI/V変換回路を追加した構成になっている。追加されたI/V変換回路の出力はコンパレーターに接続されている。この出力経路はスイッチング制御を介しておらず縦127個の回路で並列に出力される。相関座標出力回路は図4.4.2.0.1に示すModeSel信号のON/OFFによって、アドレス出力モードとアナログ出力モードを切り替えることが可能で、アナログ出力モード時には以前の相関出力回路と同様に縦方向スキャナーの走査に従って視差情報を順次出力する。

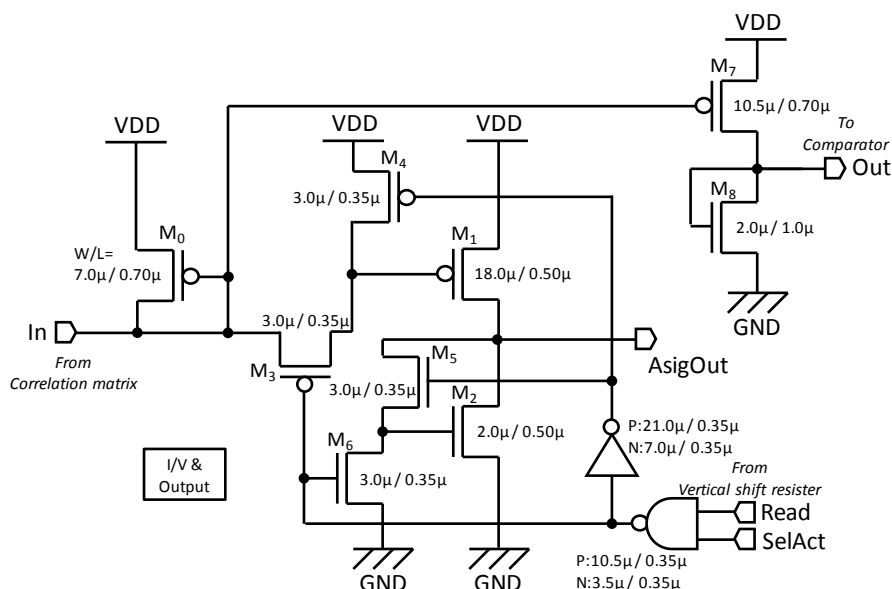


図4.4.2.1.1 I/V変換付き相関出力回路の回路図

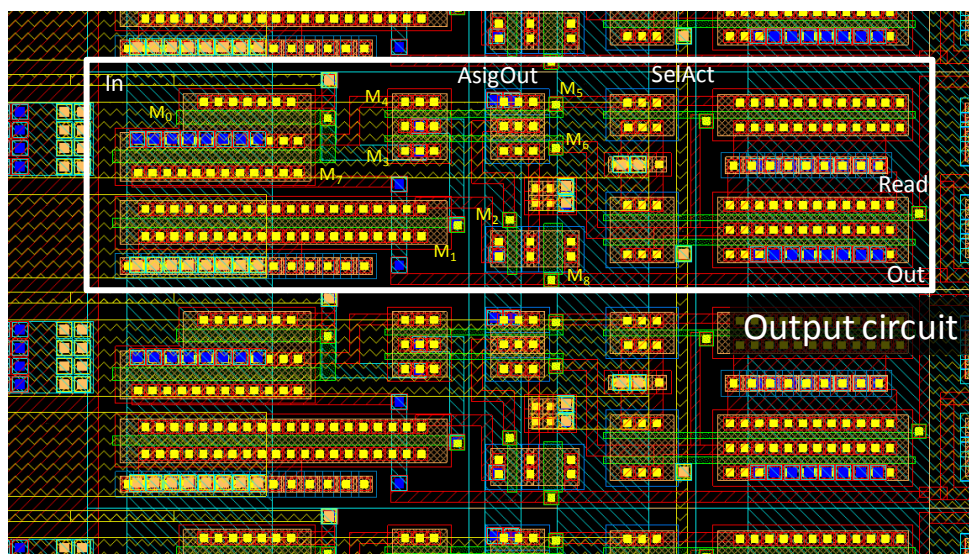


図4.4.2.1.2 I/V変換付き相関出力回路のレイアウト図

I/V変換付き相関出力回路の入出力特性を図4.4.2.1.3に示す。チップ外部への出力AsigOutの電圧値に比べてコンパレータへの出力Outの電圧値が低いことが確認できる。これはコンパレータの入力レンジを考慮して特性を決定した結果によるものである。出力の線形性を比較すると、出力Outの方が出力AsigOutに対して、より高い(特に入力電流150 μ A付近において)線形性を持っていることが分かる。

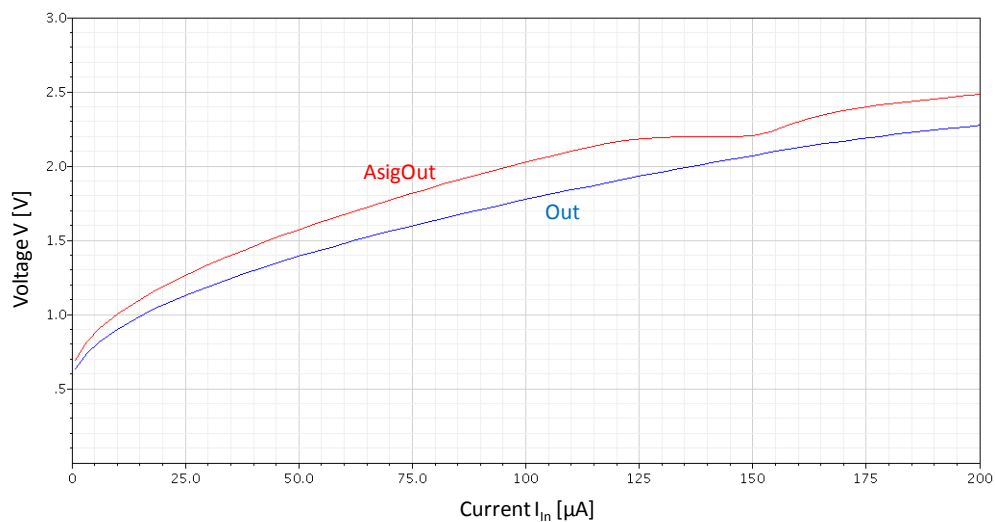


図4.4.2.1.3 I/V変換付き相関出力回路の入出力特性

4.4.2.2 コンパレーター (Comparator)

コンパレーターは入力電圧に対して参照電圧によるしきい値処理を行う。コンパレーターの回路図を図4.4.2.2.1、レイアウト図を図4.4.2.2.2にそれぞれ示す。コンパレーターはAPWCとラッチ回路によって構成される。APWCの制御端子には参照電圧が入力され、その参照電圧で決定される論理しきい値と入力電圧の比較によってしきい値処理を行う。入力電圧が論理しきい値より高い電圧値を保つ場合にはAPWCの出力がHighとなり、低い場合にはLowが出力される。APWCの出力はラッチクロックLC、nLCによってラッチされる。これは入力電圧値が参照電圧値付近の場合に起きうる出力発振の影響を低減するためである。

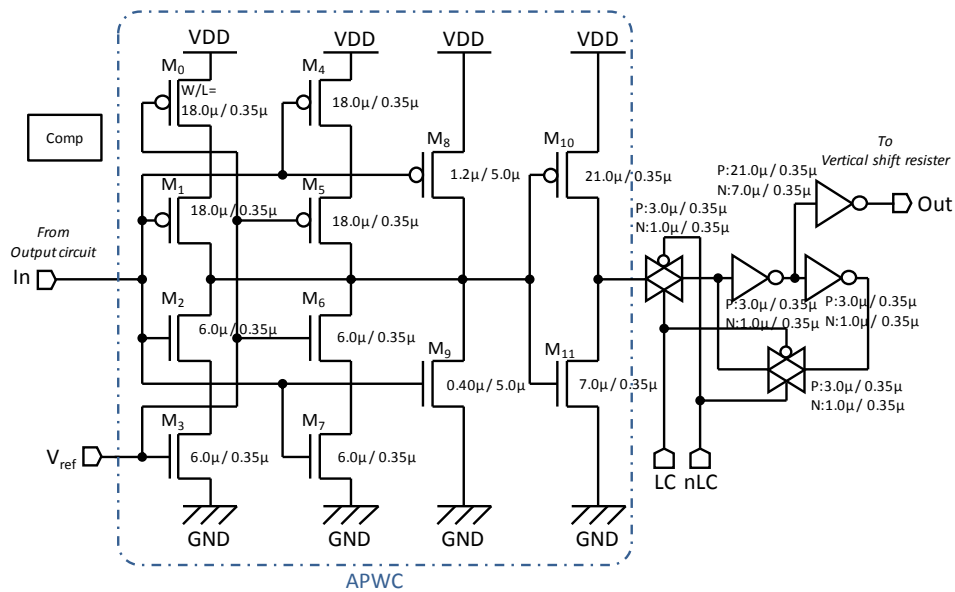


図4.4.2.2.1 コンパレーターの回路図

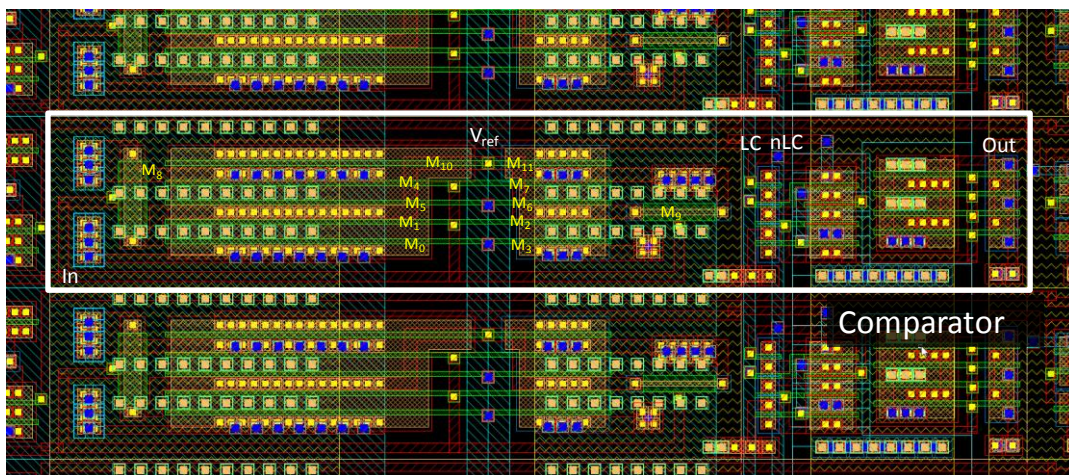


図4.4.2.2.2 コンパレーターのレイアウト図

4.4.2.3 縦方向スキャナー

縦方向スキャナーは信号の出力座標を決定する回路である。この縦方向スキャナーは縦方向シフトレジスタ、7bitカウンタ、マッチングディテクタ、クロック生成回路から構成される。7bitカウンタ、マッチングディテクタ、クロック生成回路については第3.3.4項で示したものと同一である。縦方向シフトレジスタは3種類のフリップ・フロップで構成される。1つ目のフリップ・フロップ(**FF_V0**)は、アドレス出力モード時のシフトレジスタの初期データを設定するためのフリップ・フロップである。この**FF_V0**の回路図を図4.4.2.3.1に示す。**FF_V0**はリセット時(**Set**信号=Low)にHighがセットされ、これがシフトレジスタの初期データとなる。

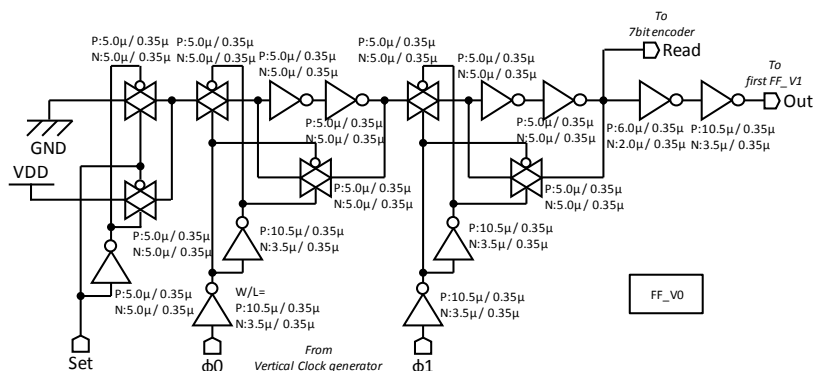


図4.4.2.3.1 初期データ設定用フリップ・フロップ(**FF_V0**)の回路図

2つ目のフリップ・フロップ(**FF_V1**)は、コンパレーターのラッチクロックを生成するためのフリップ・フロップである。この**FF_V1**の回路図を図4.4.2.3.2に示す。**FF_V1**は2段設置されており、1段目の**FF_V1**でラッチクロックを生成する。1段目の**FF_V1**の出力がHighになるとコンパレーターのラッチ回路に信号がセットされ、その後1段目の**FF_V1**の出力がLowとなるとラッチ回路にコンパレーターの出力が保持される。

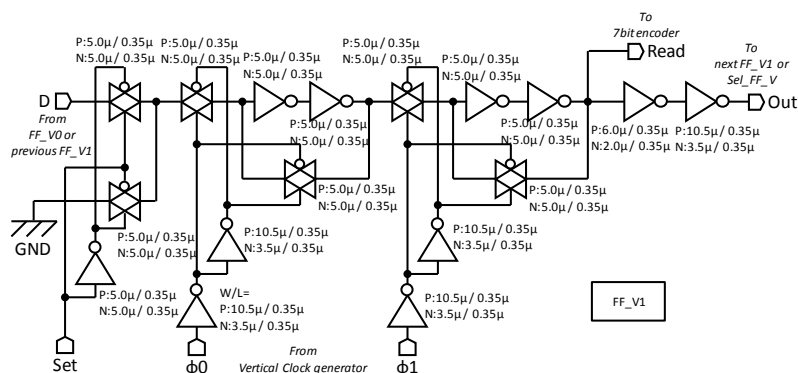


図4.4.2.3.2 ラッチクロック生成用フリップ・フロップ(**FF_V1**)の回路図

初期データ設定用フリップ・フロップ(FF_V0)とラッチクロック生成用フリップ・フロップ(FF_V1)のレイアウト図を図4.4.2.3.3に示す。

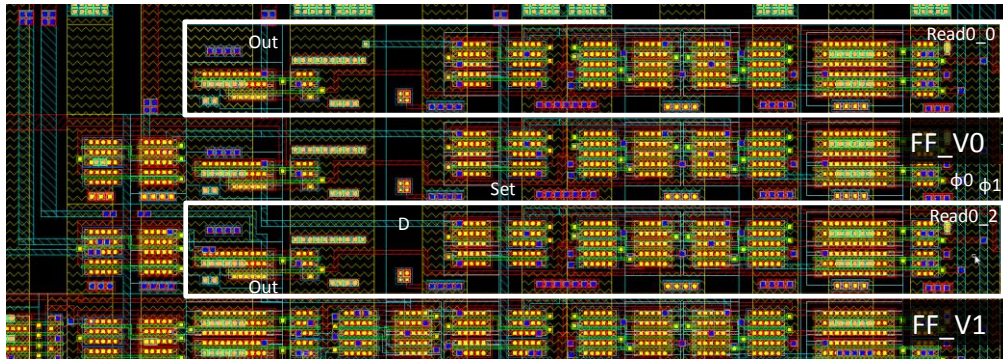


図4.4.2.3.3 FF_V0とFF_V1のレイアウト図

3つ目のフリップ・フロップ(Sel_FF_V)は、信号の出力座標の設定を行うフリップ・フロップである。このSel_FF_Vは127段設置されており、それぞれの制御端子Actはコンパレーターの出力と接続されている。Sel_FF_Vの回路図を図4.4.2.3.4、レイアウト図を図4.4.2.3.5にそれぞれ示す。

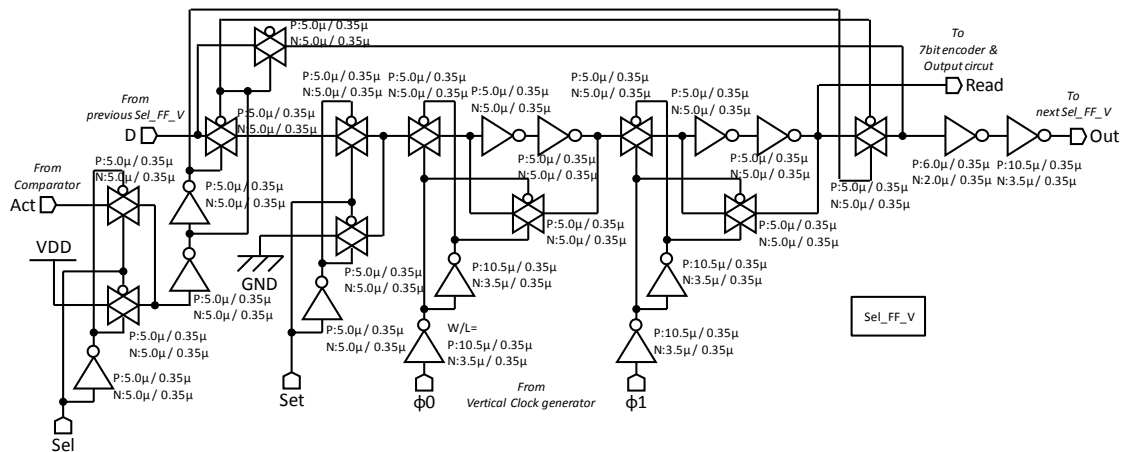


図4.4.2.3.4 出力座標設定用フリップ・フロップ(Sel_FF_V)の回路図

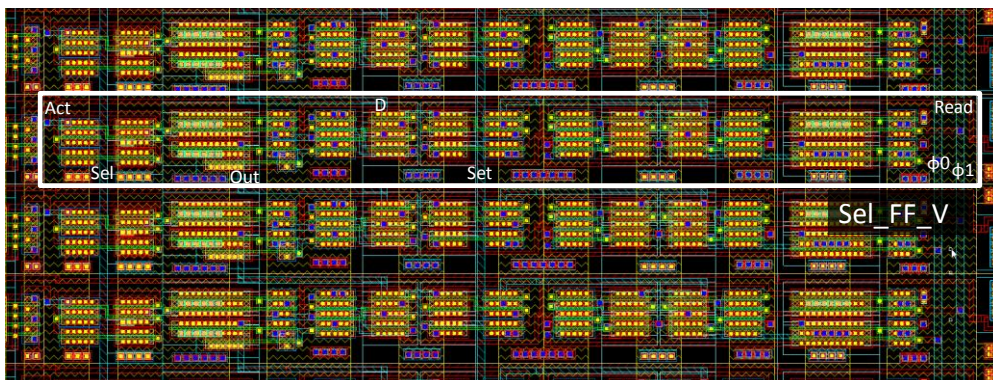


図4.4.2.3.5 出力座標設定用フリップ・フロップ(Sel_FF_V)のレイアウト図

Sel_FF_Vはアナログ出力モードとアドレス出力モードで異なる動作を行う。アナログ出力モード(Sel信号=Low)では全てのSel_FF_Vが直列接続状態となり、クロック入力に従い先頭のフリップ・フロップから順にデータが走査される。この時のシフトレジスタの初期データはマッチングディテクタによって与えられる。シフトレジスタの走査に従い相関出力回路から視差情報(アナログ電圧値)が出力される。一方、アドレス出力モード(Sel信号=High)ではコンパレーターの出力(Act端子)の値によって信号経路が変化する。Act=Lowの場合、フリップ・フロップの入力と出力が短絡される。Act=Highの場合はシフトレジスタとして動作する。その結果、コンパレーターの出力がHighの座標のフリップ・フロップのみでシフトレジスタが形成され、クロック入力に従いシフトレジスタからRead信号が順に出力される。このRead信号を7bitエンコーダでアドレスデータにエンコードさせることで、相関ラインの座標をチップ外部へ出力する。このように、相関ライン(コンパレーターの出力がHigh)の信号経路に接続されたフリップ・フロップに限定して走査・出力することで出力時間を大幅に短縮することが可能となる。

4.4.2.4 7bitエンコーダ (7bit encoder)

7bitエンコーダはシフトレジスタのRead信号をエンコードし、その座標データを7bitのデジタルデータとして出力する回路である。この7bitエンコーダの回路図を図4.4.2.4.1、レイアウト図を図4.4.2.4.2に示す。7bitエンコーダには130個の入力端子があり、それぞれがシフトレジスタの各フリップ・フロップのRead端子と接続されている。初期データ設定用フリップ・フロップ(FF_V0)並びにラッチクロック生成用フリップ・フロップ(FF_V1)からのRead信号はアドレス”0 (000000)”にエンコードされる。出力座標設定用フリップ・フロップ(Sel_FF_V)からのRead信号は”1 (000001)”から”127 (111111)”までそれぞれの縦座標に応じた値にエンコードされる。出力端子は各bit毎に共通の信号線に接続されており、ある座標が出力されているとき、その他の座標はハイインピーダンスになるように設計されている。また、出力開始時にはFF_V0、FF_V1の走査によってアドレス”0”が3回出力される。この動作は横方向スキャナーのシフトが操作される度に行われる。即ち、横方向アドレスが変わるとアドレス”0”が3回出力される。したがって、アドレス”0”の出力を監視することで横方向の座標データを取得することが可能である。このように、相関マトリックス座標をアドレスデータとして出力することで、相関ラインの座標を簡単に把握することが可能となる。

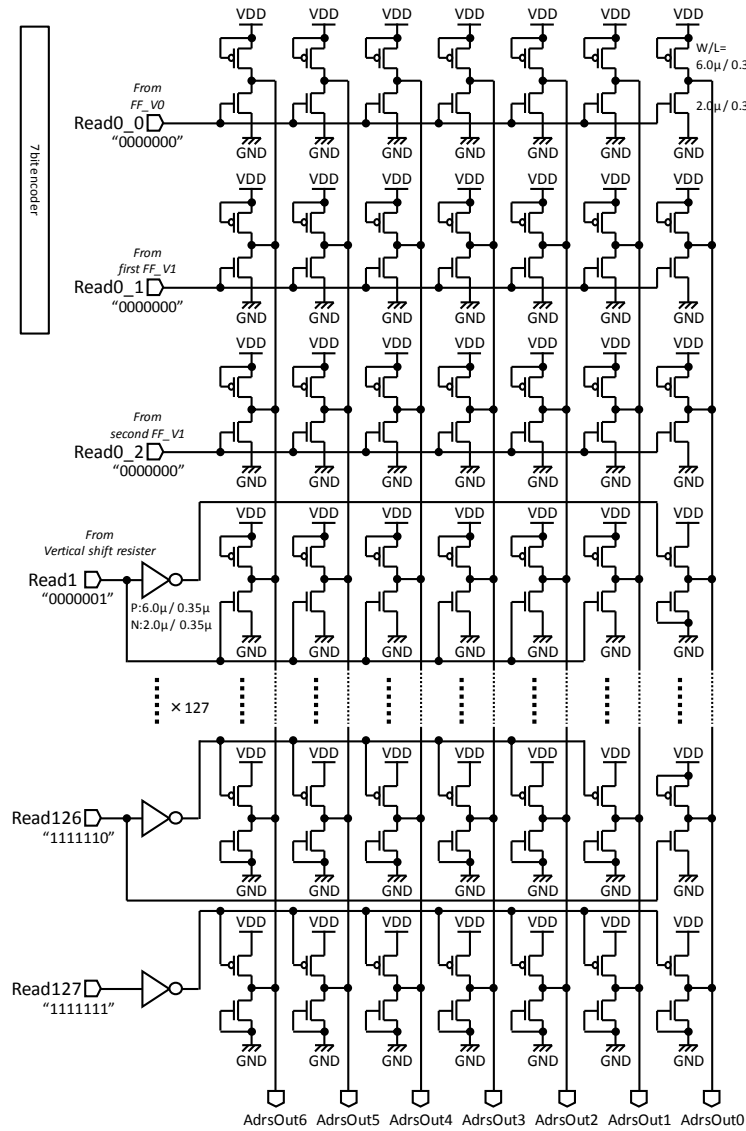


図4.4.2.4.1 7bitエンコーダの回路図

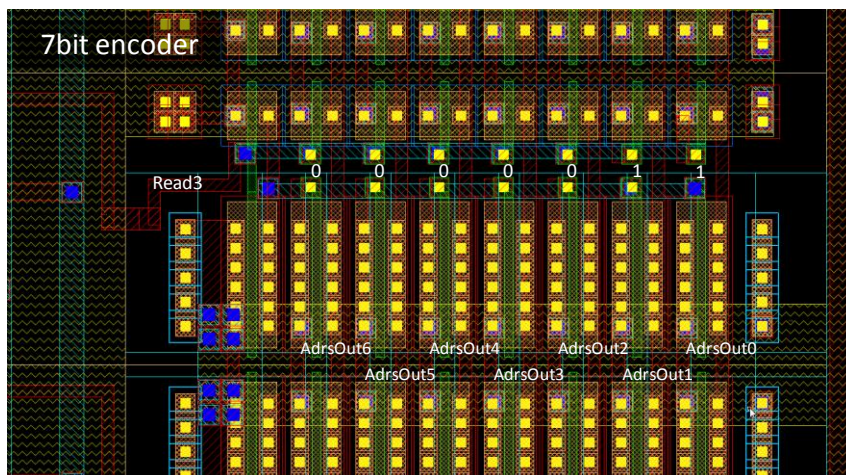


図4.4.2.4.2 7bitエンコーダのレイアウト図

4.4.3 評価結果

前項で示した相関座標出力回路を搭載した三次元距離センサーLSIを実際に試作し、相関座標出力機能の評価を行った。この研究成果は九州工業大学の川口(2010修士了)によって2009年10月にSSDM、翌年4月JJAPにて発表された[4-6]。その評価結果をここにまとめる。

4.4.3.1 相関座標出力機能

アナログ出力モードとアドレス出力モードの出力時間比較結果[6]を図4.4.3.1.1に示す。アナログ出力モードの相関結果(a)は、出力電圧値をカラーで表した結果を示している。アドレス出力モード時の相関結果(b)は、出力されたアドレスデータをマッピングしたもので青いドットの位置で強い相関出力の座標を表している。両者を比較すると、アナログ出力に見られる強い相関ラインがアドレスデータとして出力されていることが確認できる。また出力時間を比較した結果、相関座標出力機能によって38倍以上の出力高速化が実現されている。

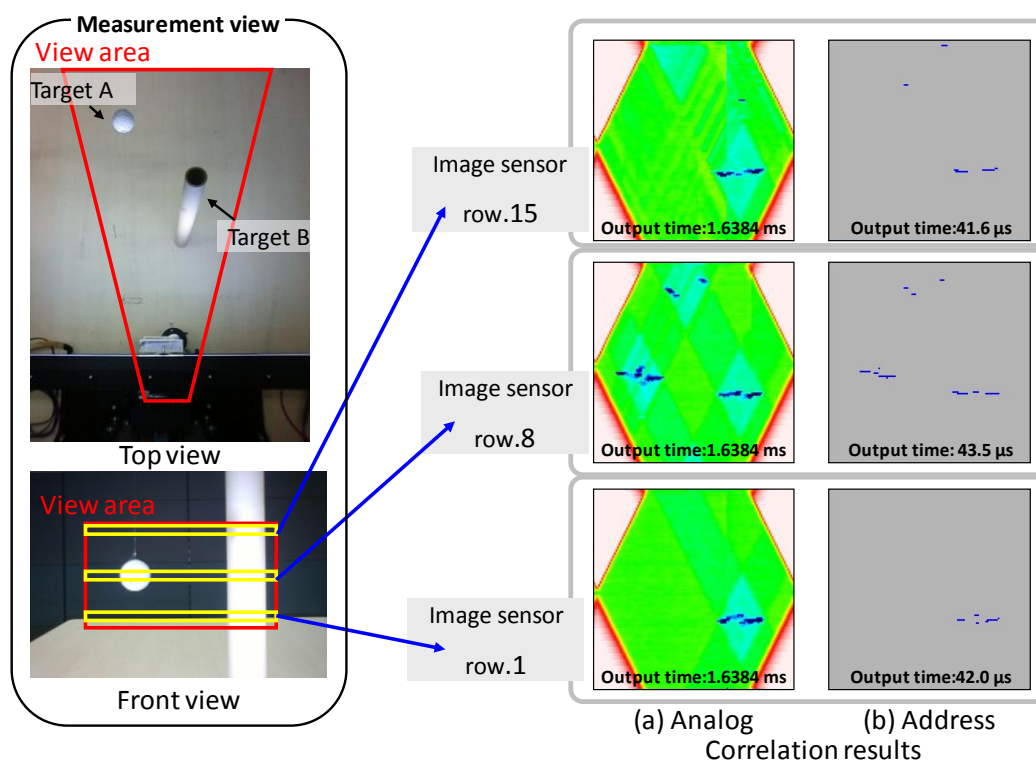


図4.4.3.1.1 アナログ出力モードとアドレス出力モードの出力時間比較[6]

アドレス出力では、相関出力の高い座標のみを出力するため相関結果に依存して出力時間が変動する。そのため、微分信号変調回路による空間特徴量変調やICC回路による無特徴領域排除の機能なしでは、出力される座標が多くなり過ぎて効果的な出力高速化が達成されない。したがって、アドレス出力モードではこれらの機能を用いることが前提となる。イメージセンサーすべての画素において空間的变化が存在する場合、即ち無特徴領域が存在しないワーストケースを考えた時、その出力時間は動作周波数10MHz時でイメージセンサー1ライン当たり 128×4 クロック $=51.2\mu\text{s}$ 必要となる。1ラインあたりの相関演算時間を $2\mu\text{s}$ とすると、三次元距離検知に必要な処理時間は $851.2\mu\text{s}$ となる。したがって、アナログ出力モードと比較して30倍以上の高速化が達成された。十分な照度が満たされた環境で露光とアドレスデータ出力処理を同時に行うことが可能な場合に、相関演算時間を $2\mu\text{s}$ 、リセット時間を $1\mu\text{s}$ とするならば、三次元距離センサーLSIはワーストケースにおいても最大1153fpsのフレームレートを実現可能である。

4.4.3.2 三次元距離検知実験

試作した三次元距離センサーLSI[4-6]による三次元距離検知実験を行った。その結果を図4.4.3.2.1に示す。この図は、2つの対象物に対して同時に距離検知を行った時の結果を表しており、その時の対象物の位置関係は実験風景写真のとおりである。右の実空間マッピング結果は、出力されたアドレスデータをもとに上方から見た様子(X-Y座標図)、正面から見た様子(X-Z座標図)、横から見た様子(Y-Z座標図)、斜めから見た様子(X-Y-Z座標図)をそれぞれ再現したものである。黄色の領域が出力されたデータの座標を示している。風景写真と比較すると2つの対象物の位置情報を検知できていることが分かる。

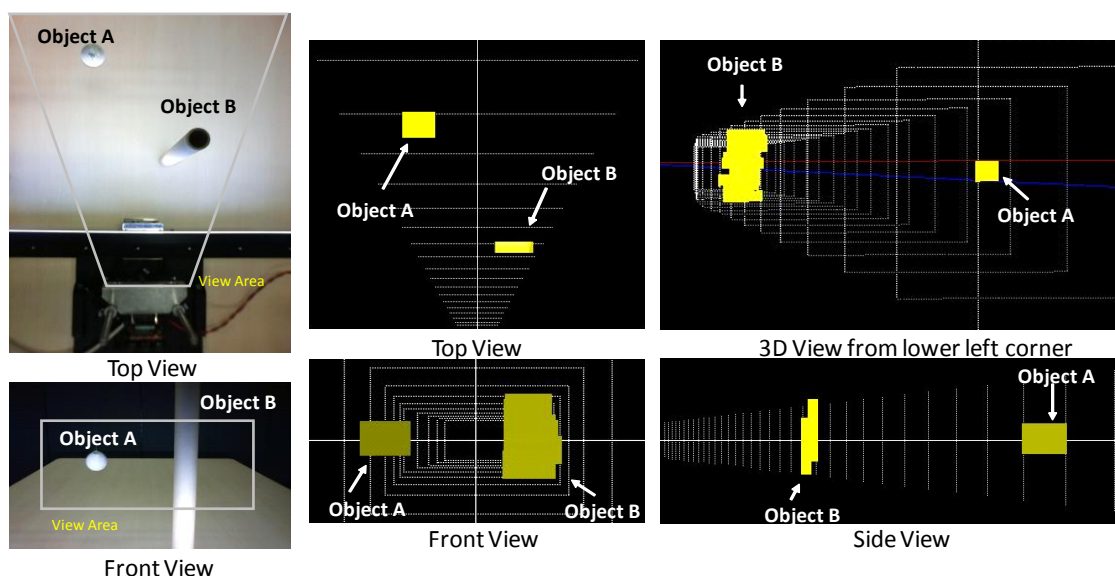


図4.4.3.2.1 三次元距離検知実験結果

次に、一般的な環境下で三次元距離検知実験を行った。その実験結果の例を図4.4.3.2.2に示す。図4.4.3.2.2(a,b)では手の動きに対しての距離検知実験を行った。右上の画像は実験風景をカメラでリアルタイムに撮影・表示したものである。青いフィルタの掛かった領域は三次元距離センサーLSIの検知範囲外を表している。検知範囲内にある手の三次元位置とその形状を検知できていることが確認できる。手のひらや腕の部分を検知できていないのは、その領域の空間変化量が検出できないほど小さいためであると考えられる。図4.4.3.2.2(c,d)では人物に対して距離検知実験を行った。ハンドジェスチャーの検知に比べて遠い距離で検知を行っているため、その分だけ精度が荒くなっているものの人物の三次元位置を検知できている。

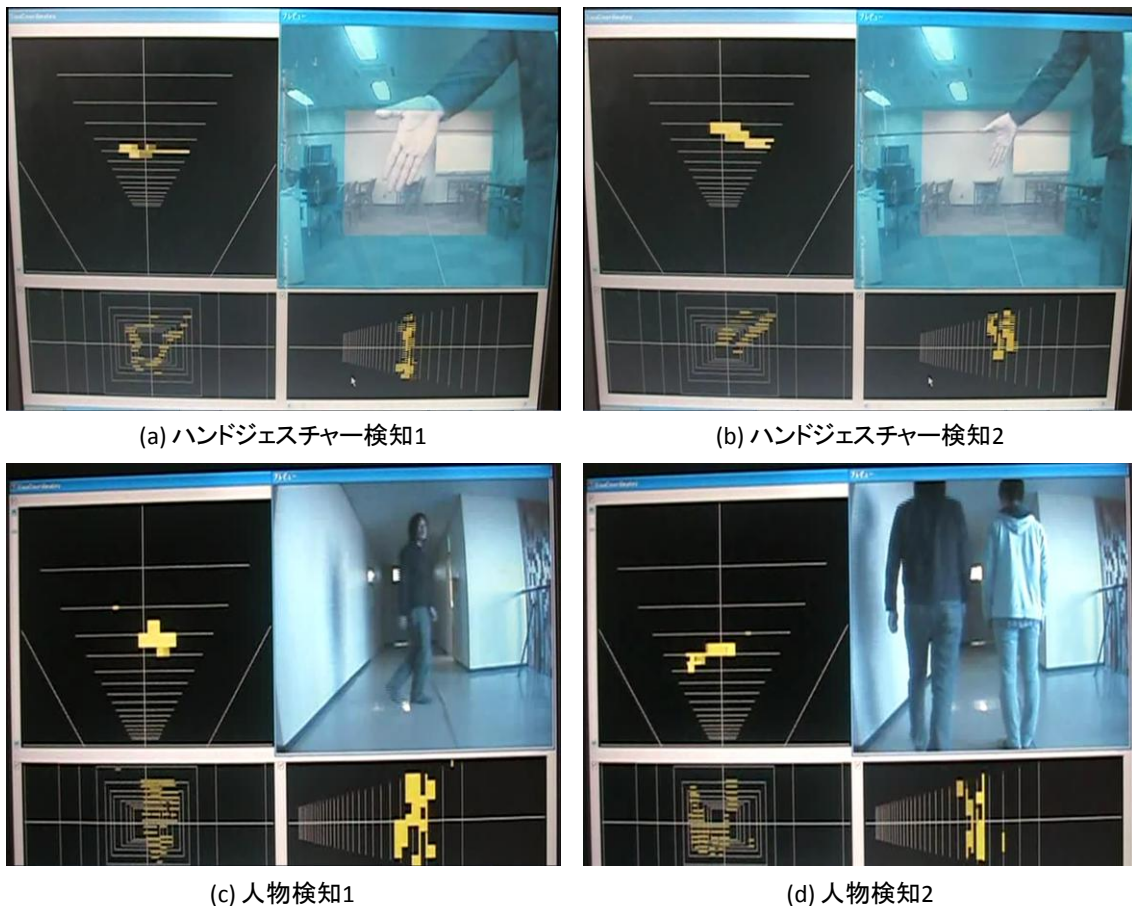


図4.4.3.2.2 一般環境下での三次元距離検知実験結果

これらの実験結果のように、相関結果をアドレスデータとして出力することで出力時間の高速化と後処理の簡略化が実現され、三次元の位置情報の取得とその取得したデータを用いた応用システム(ここでは三次元実空間表示ソフトウェア)をリアルタイムに実行することが可能となった。

4.5 まとめ

本章では、微分信号変調回路による相関信号鮮明化機能と相関座標出力回路による出力高速化について述べた。微分信号変調回路は、微分回路の出力パルス、即ち空間特微量の変調を行い、小さな特微量に対しても十分な相関結果を取得可能にする。この微分信号変調効果によって以前の相関S/Nは10倍以上に改善され、物体の位置情報を示す強い相関ラインの明確化と相関ゴーストの低減効果が得ることができた。その結果、三次元距離センサーLSIの物体検知性能が飛躍的に向上し、複数の対象物に対して同時に距離検知を行うことが可能となった。相関座標出力回路では、微分信号変調の効果によって得ることが可能となった相関ラインの相関マトリックス座標を、しきい値処理を経て7bitのアドレスデータとして出力する。相関回路出力に対する処理の並列化としきい値処理による出力データの削減によって、アナログデータ出力時と比較して30倍以上の出力高速化が実現された。この出力高速化によって、十分な照度が満たされた環境で露光とアドレスデータ出力処理を同時に行うことが可能な場合であれば、三次元距離センサーLSIはワーストケースにおいても最大1153fpsのフレームレートを実現可能となった。また、出力信号が物体の座標を示すデジタルデータとなったことで後処理の単純化が達成され、リアルタイムに三次元の位置情報を処理することが可能となった。

これらの成果によって、三次元距離センサーLSIは複数の対象物に対して、その三次元位置情報をリアルタイムに検知、処理することが可能となった。

参考文献

- [1] 川野正智, “3次元視差センサLSIに関する研究,” 九州工業大学大学院修士論文, 2008.
- [2] M. Kawano, N. Kawaguchi, and Y. Arima, “A 3-D Binocular Range Sensor LSI with an Enhanced Correlation Signal,” Extended abstracts of the Conference on Solid State Devices and Materials (SSDM) 2009, pp.470-471, 2009.
- [3] M. Kawano, N. Kawaguchi, and Y. Arima, “Three-Dimensional Binocular Range Sensor LSI with Enhanced Correlation Signal,” Jpn. J. Appl. Phys. Vol.49, No.4, p.04DE05, 2010.
- [4] N. Kawaguchi, M. Kawano, and Y. Arima, “3-D Binocular Range Sensor LSI with A High-Speed Data Output Method,” Extended abstracts of the Conference on Solid State Devices and Materials (SSDM) 2009, pp.472-473, 2009.
- [5] N. Kawaguchi, M. Kawano, and Y. Arima, “Three-Dimensional Binocular Range Sensor Large Scale Integration with a 410 μ s/Frame Output Time High-Speed Data Output Method,” Jpn. J. Appl. Phys. Vol.49, No.4, p.04DE06, 2010.
- [6] 川口徳仁, “3次元視差センサLSIに関する研究,” 九州工業大学大学院修士論文, 2010.

第5章

広ダイナミックレンジイメージセンサー 搭載三次元距離センサーLSI

5.1 序

パッシブセンシング方式の距離センサーは、イメージセンサーで撮影した画像情報から距離の検知を行う。そのため、幅広い明るさの領域に対して正確かつ同時に画像を撮影できることが実用化する上で重要な条件となる。このイメージセンサーが同時に撮影できる明るさの範囲をダイナミックレンジと呼ぶ。一般的なCMOSイメージセンサーのダイナミックレンジは60~70dB程度であり、撮影環境の明るさに応じて露光時間(シャッタータイミング)を調節することで画像の撮影を行う。撮影領域内に明るさが大きく異なる領域が混在する場合、ハレーションや黒つぶれが発生する問題が生じる。イメージセンサーのハレーションと黒つぶれの例を図5.1.1に示す[1,2]。暗い領域の撮影に合わせて露光時間を長くする場合、明るい領域でハレーション(白飛び)が発生する。これは、フォトダイオードの光電変換信号が飽和するためである。一方、明るい領域に合わせて露光時間を短くする場合、暗い領域で黒つぶれが発生する。これは、フォトダイオードの光電変換信号が小さくコントラストが不十分になるためである。ハレーションや黒つぶれが多く発生すると、距離検知を正しく行うことが出来なくなるため、実用化においてはイメージセンサーのダイナミックレンジを拡大することが望ましい。

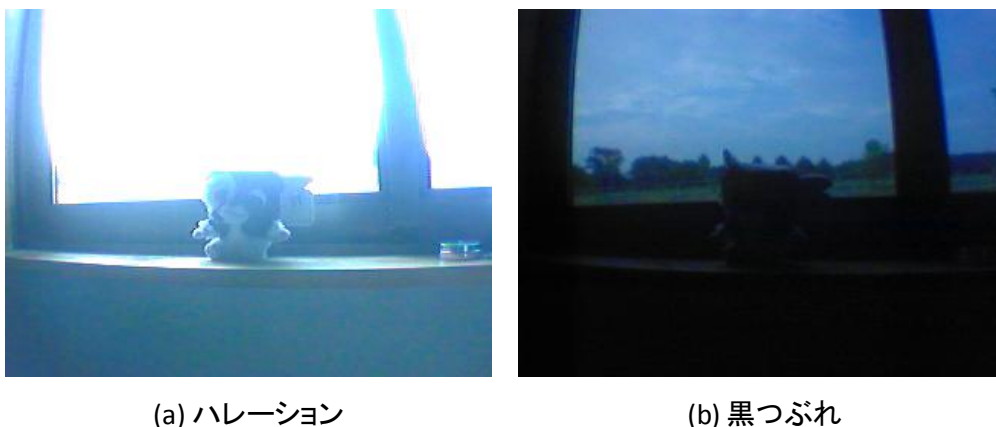


図5.1.1 極端な輝度差が含まれるシーンの撮像におけるハレーションと黒つぶれの例[1]

イメージセンサーの広ダイナミックレンジ化手法には、画素回路自体の受光感度特性を調整する手法と、回路工夫によってダイナミックレンジを拡大する手法[3-5]がある。後者で最も代表的な手法は、多重露光方式による広ダイナミックレンジ化[6-10]である。この広ダイナミックレンジ化手法は、異なる露光時間もしくは異なる画素で撮影した複数の画像を合成することによって、イメージセンサーのダイナミックレンジを拡大する手法である。しかし、これらの手法は一般的に1枚の広ダイナミックレンジ画像作成に数フレームの画像撮影とそれらの合成処理を必要とする。そのため、これらの手法を三次元距離センサーに応用すると撮影時間及び演算時間の増大を招いてフレームレートが低下し、リアルタイム性が損なわれる問題がある。そこで、単フレーム撮影であってもイメージセンサーの広ダイナミックレンジ化を実現する画素回路を設計し、その画素回路を搭載した三次元距離センサーLSIを試作し、2010年11月に発表した[11]。

本章では、三次元距離センサーLSIに集積されたイメージセンサーの広ダイナミックレンジ化について述べる。第5.2節では、一般的なイメージセンサーの広ダイナミックレンジ化技術について紹介する。第5.3節では、広ダイナミックレンジイメージセンサーを搭載した三次元距離センサーLSIの機能構成について述べる。続く第5.4節では、イメージセンサーの広ダイナミックレンジ化手法とそれを実現する回路について述べる。そして第5.5節では、試作した三次元距離センサーLSIの評価結果について述べる。

5.2 イメージセンサーの広ダイナミックレンジ化技術

本節では、従来のイメージセンサーの広ダイナミックレンジ化技術について述べ、三次元距離センサーLSIへ応用する際の問題点について述べる。

5.2.1 多重露光方式

多重露光方式[6-10]は、入射された光に対して複数の異なる露光時間もしくは受光感度による画像を撮影し、その合成によって広ダイナミックレンジ化を実現する手法である。それぞれの撮影のダイナミックレンジが狭くとも、それらを合わせることで広いダイナミックレンジを確保することが出来る。多重露光方式には、同一フォトダイオードで露光時間を変化させながら複数回サンプリングする時間分割方式と、一画素回路内に感度の異なる複数のフォトダイオードを集積し撮影を行う空間分割方式がある。

時間分割多重露光方式[6-9]では、入射された光に対して同一フォトダイオードで露光時間を変えて複数回撮影を行う。長い露光時間では輝度の低い領域のコントラストを得るために撮影を行い、短い露光時間では輝度の高い領域に対して撮影を行う。

ここで、静岡大学のParkら(2007)が開発した広ダイナミックレンジCMOSイメージセンサー[7]を例に挙げる。このイメージセンサーの多重露光タイミングチャートを図5.2.1.1に示す。このイメージセンサーでは1フレーム時間 T_F 内に4回時間を変えて露光を行う。1フレーム時間の1/6を単位時間として3、1/8、1/240、1/8060単位時間で4回の露光を行う。これはフレームレートが30fpsの場合、15.5ms、687.5 μ s、22.92 μ s、0.682 μ sの露光時間になり、これら4つの撮影結果を合成し広ダイナミックレンジ化を行う。また、撮影結果の出力中に次の露光を同時に行うことで高速処理を図っている。このイメージセンサーの受光特性を図5.2.1.2に示す。この撮影方式によって、イメージセンサーのダイナミックレンジは158dBまで拡大されたと報告されている。

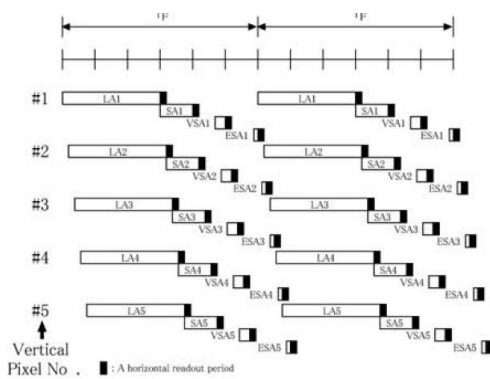


図5.2.1.1 多重露光タイミングチャート[7]

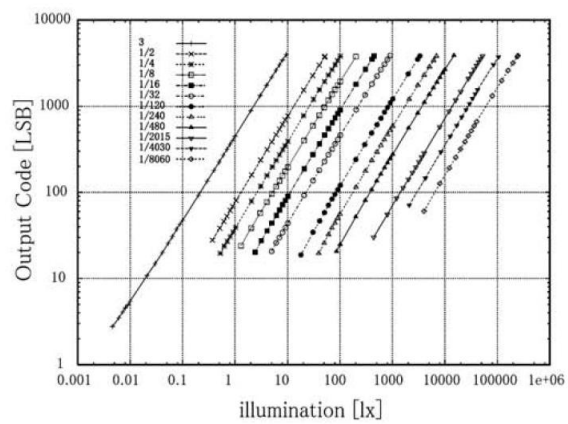


図5.2.1.2 多重露光による受光特性[7]

空間分割多重露光方式[5,10]では、一画素内に集積された感度の異なるフォトダイオードを用いて撮影を行う。CCDイメージセンサーではあるが、富士フィルム(2004)が開発したスーパーCCDハニカム[10]を例に挙げる。このイメージセンサーの画素構造を図5.2.1.3に示す。一画素内に面積の異なる2つのフォトダイオードが集積されており、それぞれ面積に応じた受光感度を持つ。2つのフォトダイオードの光電変換特性を図5.2.1.4に示す。低感度フォトダイオードは高感度フォトダイオードに対して、受光感度が1/16、飽和出力レベルが1/3に抑えられている。その結果、2つの特性を合わせると従来の約5倍の明るさまで撮影することが可能であると報告されている。

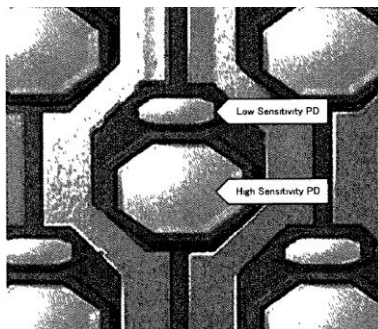


図5.2.1.3 画素構造[10]

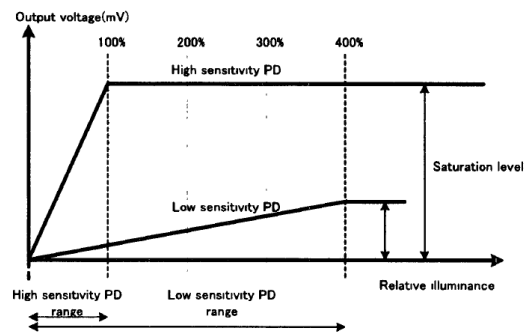


図5.2.1.4 光電変換特性[10]

時間分割多重露光方式では撮影タイミングの異なる画像の合成によってダイナミックレンジを拡大するため、動きのある物体に対して同時性を十分に確保できない問題と1フレームに必要な露光時間が長くなりフレームレートが低下する問題がある。そのため、リアルタイム性が求められる三次元距離センサーLSIへ単純に応用することは困難である。また、各露光に対して相関演算を行う場合は、処理時間が増大してしまう問題もある。一方、空間分割多重露光方式では一画素内に複数のフォトダイオードを集積する必要があり、画素面積の増大もしくは開口率の低下が避けられない。その結果、空間分解能や受光感度が低下してしまう問題がある。また時間分割方式と同様に、各フォトダイオードに対して相関演算を行う場合は、処理時間が増大する問題がある。

5.2.2 蓄積容量変調方式

ここでは、北海道大学の池辺ら(2006)が開発した負帰還リセットによる蓄積容量変調型CMOSイメージセンサー[12,13]を例に挙げる。このイメージセンサーは差動増幅器の負帰還リセットを用いた画素の個別リセットを利用して広ダイナミックレンジ化を図っている。このイメージセンサーの画素回路を図5.2.2.1、広ダイナミックレンジ化の原理を図5.2.2.2に示す。このイメージセンサーでは露光開始から一定時間後に画素情報を一度読み出し、しきい値処理を行う。 $V_{ref}=V_{mid}$ でしきい値処理を行った結果を1bitメモリに保持し、そのメモリの論理値を元に画素の個別リセットを行う。論理値1($V_b > V_{mid}$)の画素ではフォトダイオードの両端電圧を V_{mid} にリセットして再度露光を開始し、論理値0の画素では露光を継続する。その結果、画素読み出し時の飽和を低減することが可能となり、ダイナミックレンジを拡大することができる。この手法を用いたシミュレーション結果を図5.2.2.3に示す。

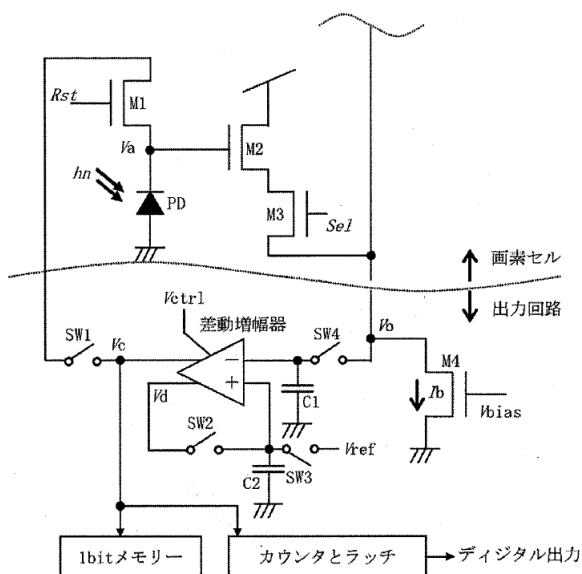


図5.2.2.1 画素回路の回路図[13]

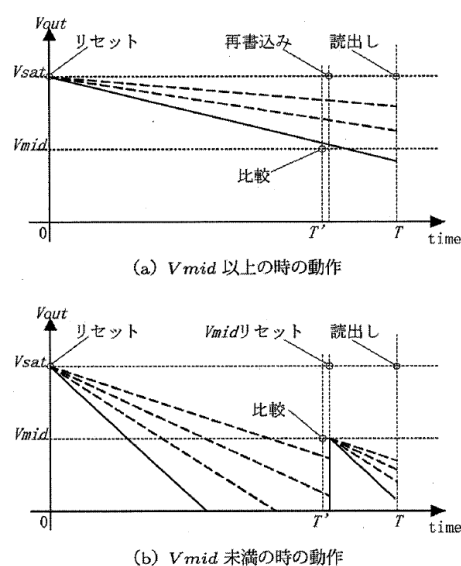


図5.2.2.2 広ダイナミックレンジ化の原理[13]

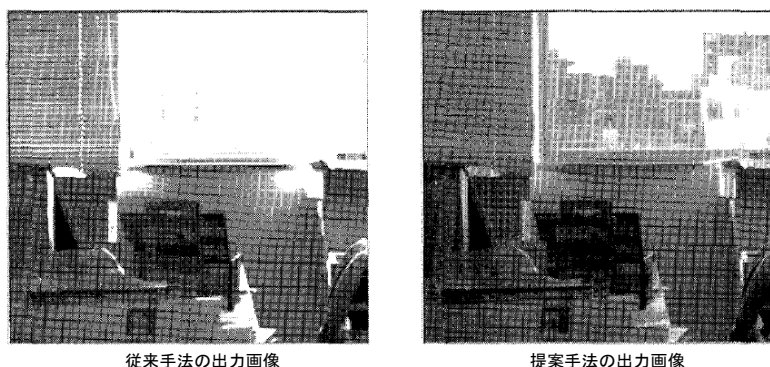


図5.2.2.3 シミュレーション結果の比較[13]

この方式では、1回の露光時間で広ダイナミックレンジ画像を撮影することが可能である。したがって、三次元距離センサーLSIに应用する場合には相関演算回数を増やすことなくダイナミックレンジを拡大することが可能である。しかし、この方式では高輝度帯に対するコントラストが低下する問題がある。この方式ではリセットした画素の露光時間が短くなっており、それらの輝度変化に対する信号の変化量が小さくなる。その結果、輝度の空間変化量を示す微分信号のパルス幅が小さくなると考えられる。また、すべての画素の出力経路に対して差動増幅器が必要になるため、回路面積と消費電力が増大する問題が懸念される。

5.2.3 対数変換方式

この方式は対数変換型の画素回路を用いた広ダイナミックレンジ化手法[14-16]である。ユニカミノルタテクノロジーセンターの角本ら(2004)が開発した対数変換型CMOSイメージセンサー[15]を例に挙げる。このイメージセンサーの画素回路を図5.2.3.1に示す。

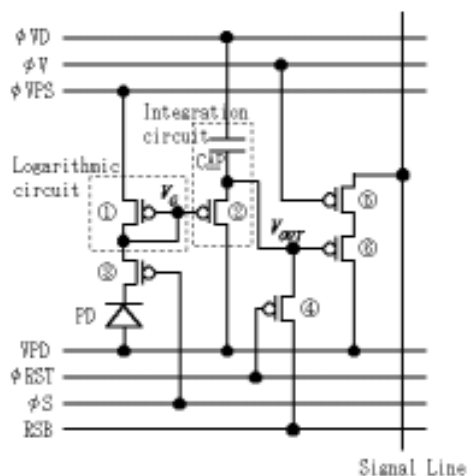


図5.2.3.1 画素回路の回路図[15]

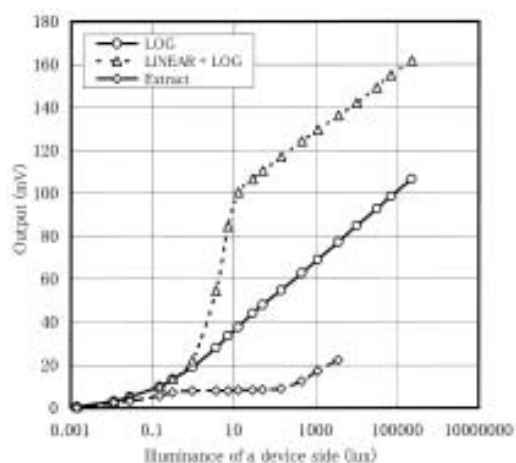


図5.2.3.2 光電変換特性[15]

この画素回路はMOSFET①がゲート電圧<しきい値の関係が維持された状態で動作する。MOSFETのゲート電圧がしきい値より小さい時、そのMOSFETにはサブスレッショルド電流と呼ばれる微小電流が流れる。MOSFET①に流れる電流、即ちフォトダイオードに流れる電流 I_{PD} は式(5.2.3.1)で与えられる。

$$I_{PD} = I_{D0} \times \exp\left[\frac{qC_0}{nkT(C_D + C_0)}(V_S - V_G + V_{th})\right] \quad (5.2.3.1)$$

$$I_{D0} = \frac{k\mu_n WC_0 T}{qL} \times \exp[-1] \quad (5.2.3.2)$$

ここで、 k はボルツマン定数、 T は絶対温度、 q は素電荷、 C_0 はゲート容量、 C_D は空乏層容量、 V_G はゲート電位、 V_S はソース電位、 V_{th} はしきい値、 W はチャネル幅、 L はチャネル長、 μ_n はキャリア移動度を示す。この式から、

$$V_G \propto \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{PD}}{I_{D0}} \quad (5.2.3.3)$$

の関係性が導かれる。したがってフォトダイオードに流れる電流を対数電圧変換することが出来る。この画素回路の光電変換特性を図5.2.3.2に示す。この画素回路では、MOSFET①のソース電圧 V_{PS} を動的に変えることで対数変換と線形変換を切り替えることが可能で、この機能によって高いコントラストを維持したままダイナミックレンジを拡大することが出来る。このイメージセンサーでは140dB以上のダイナミックレンジが実現されたと報告されている。

この方式では画素回路の制御信号が多く、開口率が低下してしまう問題がある。また、サブスレッショルド電流という微小な電流を扱うことからしきい値電圧のばらつきや暗電流等の影響に弱くS/Nが低くなり、左右のイメージセンサーの画素特性のばらつきによる相関機能の低下が懸念される。

5.2.4 感度可変方式

感度可変方式は、入射された光に応じて各画素の感度特性を自動調節し、その光が画素のダイナミックレンジ内に収まるように調整する方式である。九州工業大学のRamosら(2010)が開発した感度自動調整機能を有するイメージセンサー[1,2]を例に挙げる。このイメージセンサーは人間の網膜動作を参考にしたイメージセンサーで、各画素が周囲の画素の受光強度に応じて自身の受光感度を自動調節することが出来る。この画素回路を図5.2.4.1に示す。この画素回路は、周囲の画素回路とMOSFETを介して接続されており、これらのMOSFETは制御電圧に応じた抵抗として機能する。各画素の受光信号はこれらの抵抗を通じて周囲の画素の受光信号と平均化される。この平均化された信号がスイッチ用MOSFET(M_S)のしきい値を超えると M_S が遮断され、その時点の受光信号がMOS容量 C に保持される。

このように、各画素の露光時間はその周囲の画素の受光強度によって独立に決定される。その結果、イメージセンサーのダイナミックレンジを拡大することが出来る。このイメージセンサーの撮影結果を図5.2.4.2に示す。CCD画像と比較すると、ハレーションや黒つぶれがかなり抑えられていることが分かる。

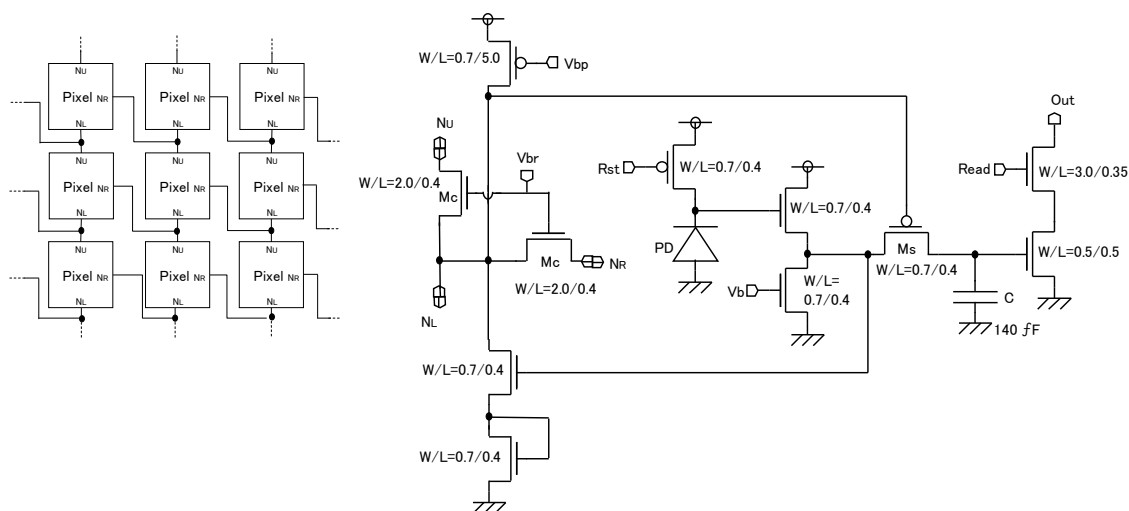


図5.2.4.1 感度自動調整機能を有する画素回路[1]



CCDカメラの撮影結果



開発チップの撮影結果

図5.2.4.2 撮影結果の比較[1]

この方式では、高いダイナミックレンジ拡大効果が見られると同時にノイズの影響が大きく見られる。そのため、CDS処理等のノイズ除去が必要となる。また、周囲の受光強度の平均から露光時間が決定されるため、輝度が大きく変わるエッジ部分周辺では受光感度特性が劣化する問題が生じる。

5.3 広ダイナミックレンジイメージセンサー搭載

三次元距離センサーLSIの構成

広ダイナミックレンジ(WDR: Wide Dynamic Range)イメージセンサー搭載三次元距離センサーLSIのチップ写真を図5.3.1、その回路構成を図5.3.2にそれぞれ示す。この三次元距離センサーLSIは0.35 μm 、1-Poly、3-Metal、CMOSプロセスで作成され、チップサイズは4.20 \times 3.57 mm^2 である。

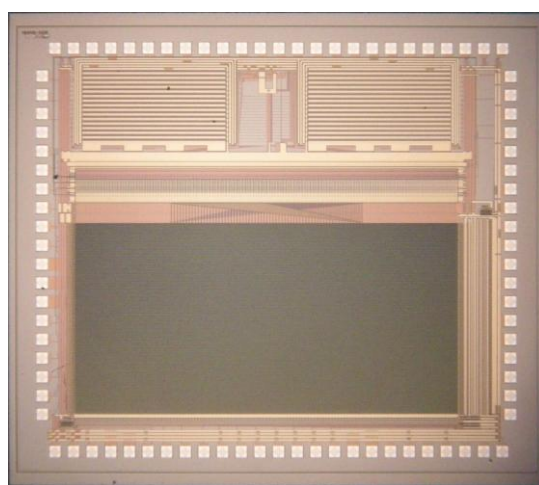


図5.3.1 WDRイメージセンサー搭載三次元距離センサーLSI

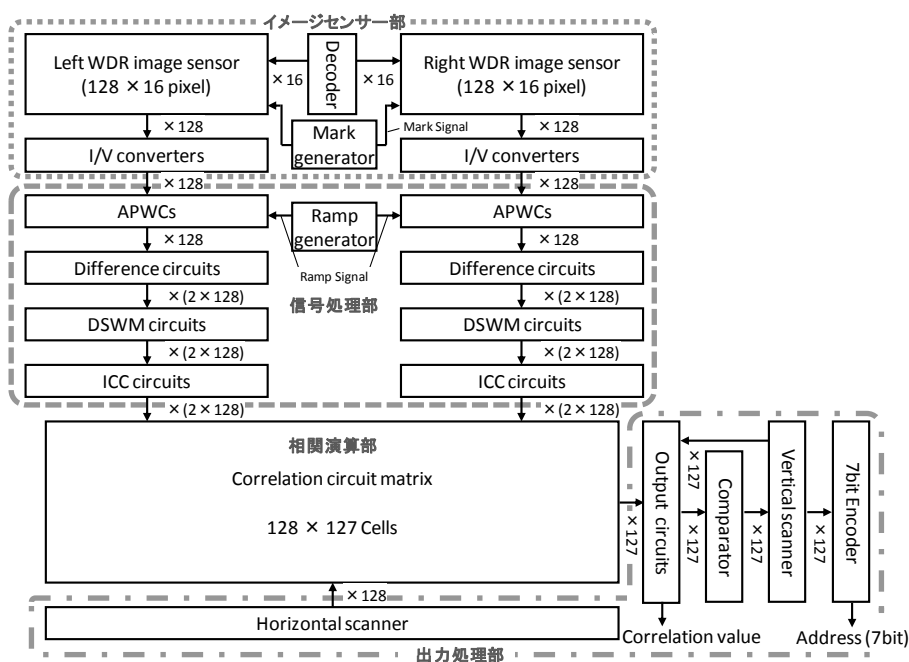


図5.3.2 WDRイメージセンサー搭載三次元距離センサーLSIの回路構成

5.4 イメージセンサーの広ダイナミックレンジ化

一般的なCMOSイメージセンサーでは、輝度差の大きい領域に対して同時に撮影を行うとハレーションや黒つぶれの問題が発生する。これは三次元距離センサーLSIでも同様で、一般的なCMOSイメージセンサーを集積した三次元距離センサーLSIでは、ハレーションや黒つぶれによってステレオ画像の空間的特徴量を抽出することが出来ず、正しく距離検知を行うことができない状況が見られた。三次元距離センサーLSIのハレーションと黒つぶれ発生時の距離検知結果の例を図5.4.0.1に示す。図5.4.0.1(a)ではターゲットAでハレーションが発生し、該当部分の空間変化量がなくなり相関ラインが欠けてしまっている。図5.4.0.1(b)ではターゲットBで黒つぶれが発生した結果、十分な相関ラインを得ることができず距離検知できていない。

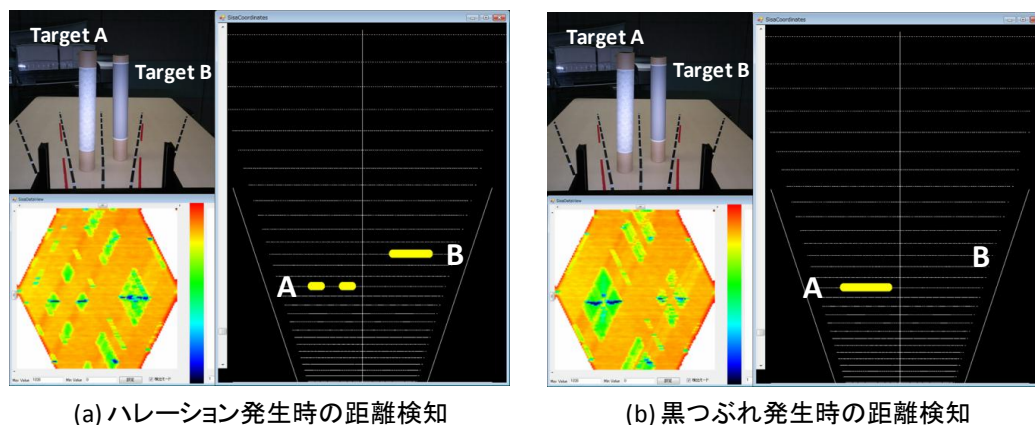


図5.4.0.1 ハレーション・黒つぶれ発生時の距離検知結果

本節では、この問題を低減するために行ったイメージセンサーの広ダイナミックレンジ化手法について述べる。第5.4.1項では広ダイナミックレンジ化したイメージセンサー部の回路構成について述べる。第5.4.2項ではそのイメージセンサーのダイナミックレンジ拡大の原理について述べる。

5.4.1 広ダイナミックレンジイメージセンサー部の回路構成

広ダイナミックレンジ化したイメージセンサー部は、 128×16 個の広ダイナミックレンジ画素回路(WDR pixel)からなるイメージセンサー2つ、 128×2 個のI/V変換回路、出力画素選択デコーダ、そしてマーク信号発生回路(Mark Gen)から構成される。このイメージセンサー部の回路構成を図5.4.1.0.1に示す。イメージセンサーは、128個の広ダイナミックレンジ画素回路からなるラインセンサー16列で構成されており、16列の広ダイナミックレンジ画素回路の出力ノードはそれぞれ共通の信号線でI/V変換回路と接続されている。また、各画素回路にはマーク信号発生回路で生成されたマーク信号が入力される。そして出力画素選択デコーダで選択されたラインセンサーの画素回路の出力電流がI/V変換回路へ入力され、電圧値に変換される。

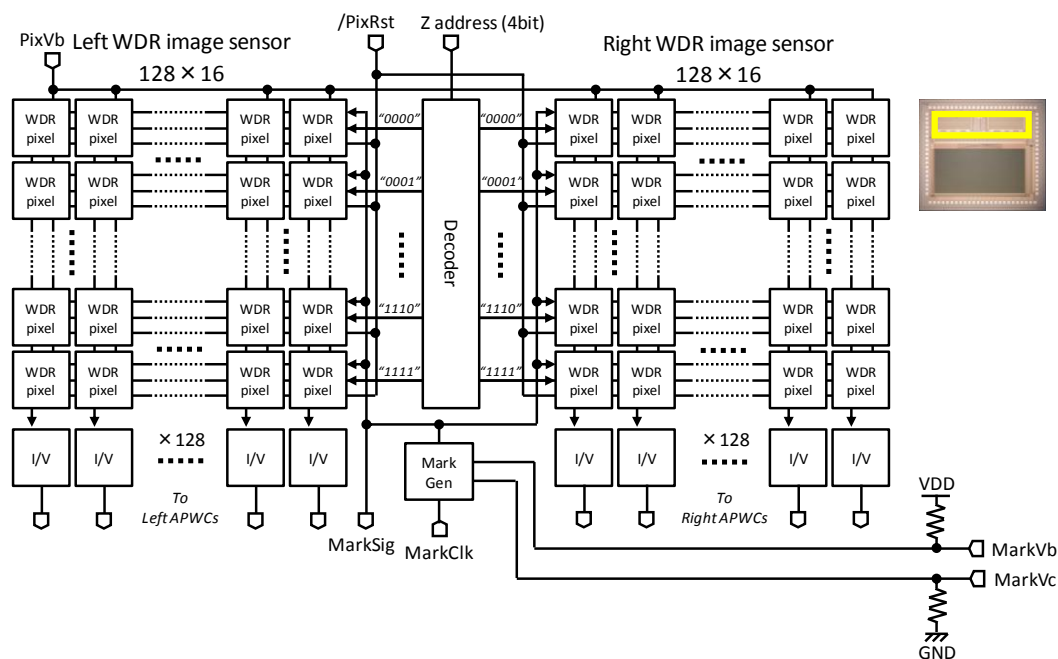


図5.4.1.0.1 WDRイメージセンサー部の回路構成

続いて、このイメージセンサー部を構成する各要素回路の回路構成とその機能について述べる。第5.4.1.1項では広ダイナミックレンジ画素回路の回路構成とその特性について述べる。第5.4.1.2項ではマーク信号発生回路の回路構成と機能について述べる。なお、I/V変換回路と出力画素デコーダについては第3.3.1項で述べたとおりである。

5.4.1.1 広ダイナミックレンジ(WDR)画素回路

広ダイナミックレンジ画素回路(WDR pixel)の回路図を図5.4.1.1.1、レイアウト図を図5.4.1.1.2にそれぞれ示す。一般的なCMOS画素回路ではフォトダイオードの両端電圧 V_{pix} の値を電流値に変換して読み出す。それに対してこの画素回路では、 V_{pix} の値をシャッタータイミングの制御に用いる。そのシャッタータイミングで入力端子MarkSigに入力された電圧値(マーク信号)をMOS容量Cにラッチし、露光時間終了後に各画素回路に保持されたマーク信号を電流値に変換して出力する。マーク信号は時間とともに変化する斜め波形である。したがって、受光強度に応じたマーク信号の電圧値を電流値に変換して出力する。

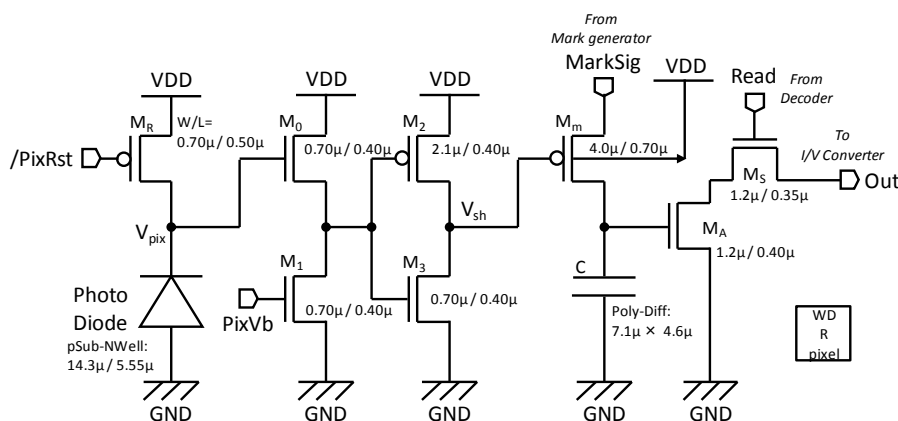


図5.4.1.1.1 WDR画素回路の回路図

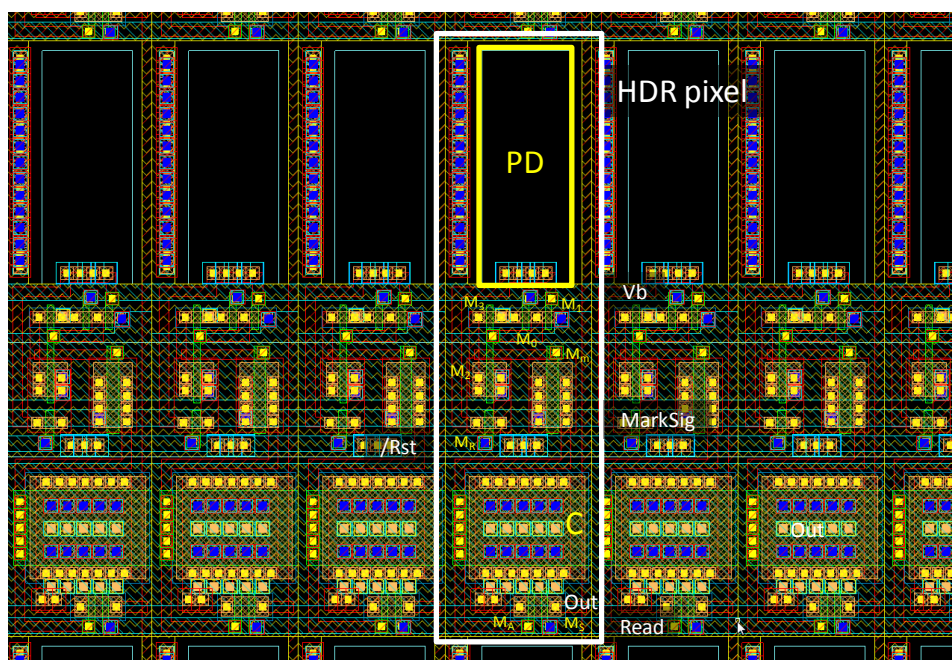


図5.4.1.1.2 WDR画素回路のレイアウト図

画素回路がリセット($\text{PixRst}=\text{Low}$)されるとフォトダイオードの両端電圧 V_{pix} の値はVDDにセットされる。このとき、マーク信号入力用MOSFET(M_m)のゲート電圧(シャッター信号) V_{sh} はLowとなり、マーク信号の電圧値がMOS容量Cに与えられる。リセット完了後($\text{PixRst}=\text{High}$)、フォトダイオードに光が入射されると光電変換効果によって V_{pix} の降下を開始し、それに従って M_2 と M_3 からなるインバータの入力電圧が降下する。 V_{pix} の降下が進みインバータの入力電圧がその論理しきい値を超えると、シャッター信号 V_{sh} がHighとなりマーク信号入力用MOSFET(M_m)が遮断される。その結果、受光強度に応じたタイミングでマーク信号の電圧値が容量Cに保持される。インバータの入力電圧は制御電圧 PixVb で調整することができ、 V_{pix} に対するシャッタータイミングを制御することが可能である。制御電圧 PixVb を変化させた時の $V_{\text{pix}}-V_{\text{sh}}$ 特性を図5.4.1.1.3に示す。制御電圧 PixVb を高くする程、 V_{pix} の変化に対してより高い電圧値、即ちより早いタイミングで V_{sh} を反転させることが出来る。

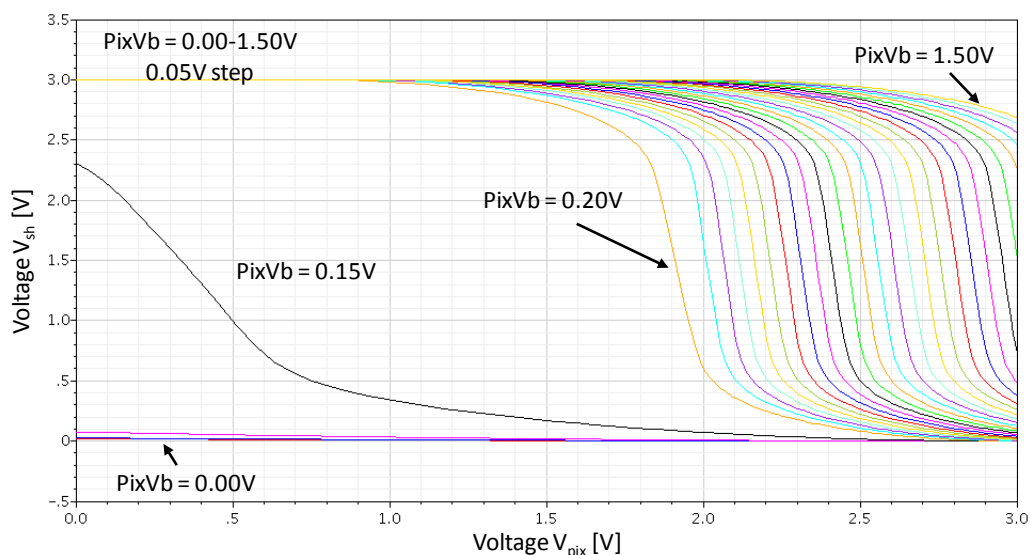


図5.4.1.1.3 PixVb に対する $V_{\text{pix}}-V_{\text{sh}}$ 特性

マーク信号は時間とともに変化する斜め波形で与えられる。このマーク信号の傾きを変えることで任意の輝度帯に対して撮影することが可能となる。したがって、1露光時間中に傾きを変えたマーク信号を複数回入力することによって、各輝度帯に対して高い分解能で撮影することが出来る。

最後に、マーク信号に対する画素回路の出力電流特性を図5.4.1.1.4、マーク信号に対するI/V変換回路の出力電圧特性を図5.4.1.1.5に示す。

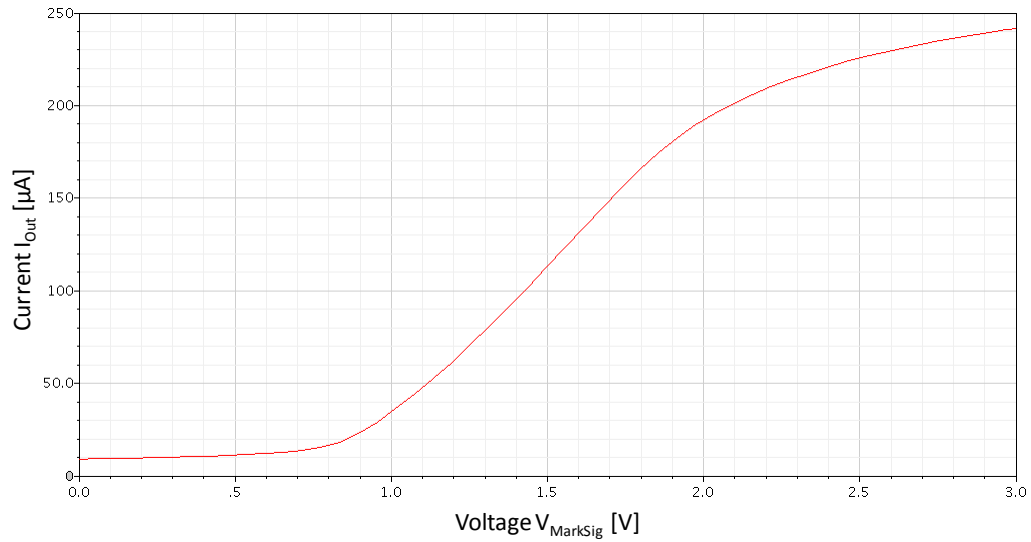


図5.4.1.1.4 マーク信号に対する画素回路の出力電流特性

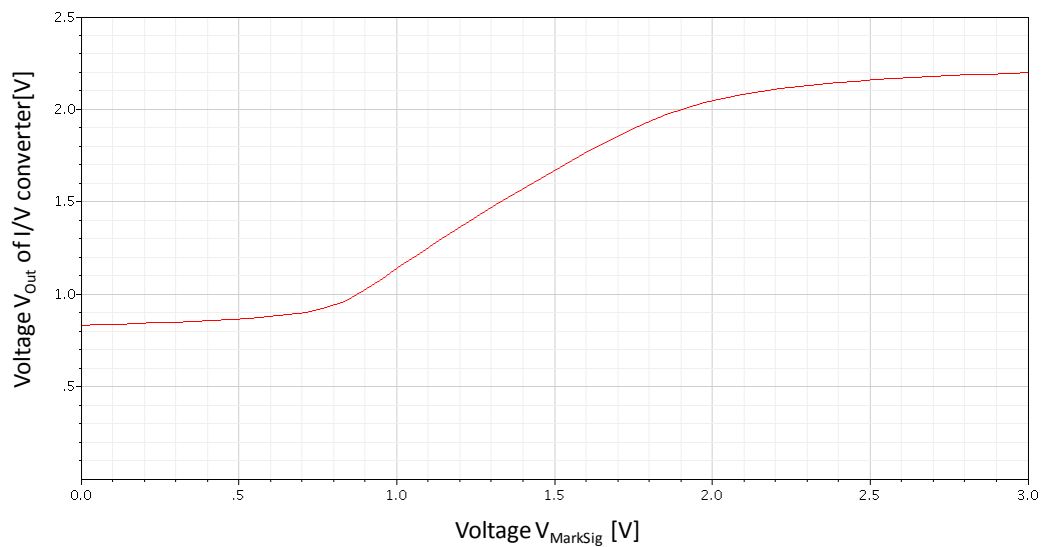


図5.4.1.1.5 マーク信号に対するI/V変換回路の出力電圧特性

5.4.1.2 マーク信号発生回路

マーク信号発生回路は、広ダイナミックレンジ画素回路に入力するマーク信号を生成する回路である。マーク信号発生回路の回路図を図5.4.1.2.1、レイアウト図を5.4.1.2.2にそれぞれ示す。このマーク信号発生回路はVT-INVのnMOS部分のみを通常のnMOSFETに置き換えた特殊インバータ、MOS容量C、VT-INVで構成される。ランプ信号発生回路と同様に入力クロックに応じて斜め波形が出力され、その出力信号の傾きはチップ外部に接続された外付け容量の大きさによって調節することが可能である。このマーク信号発生回路では、急峻な立ち下がり波形と緩慢な立ち上がり波形が生成される。

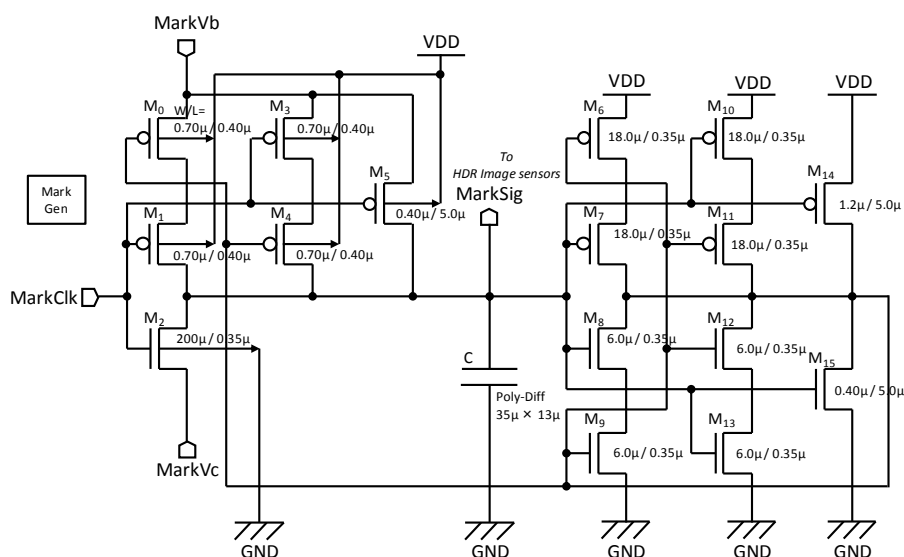


図5.4.1.2.1 マーク信号発生回路の回路図

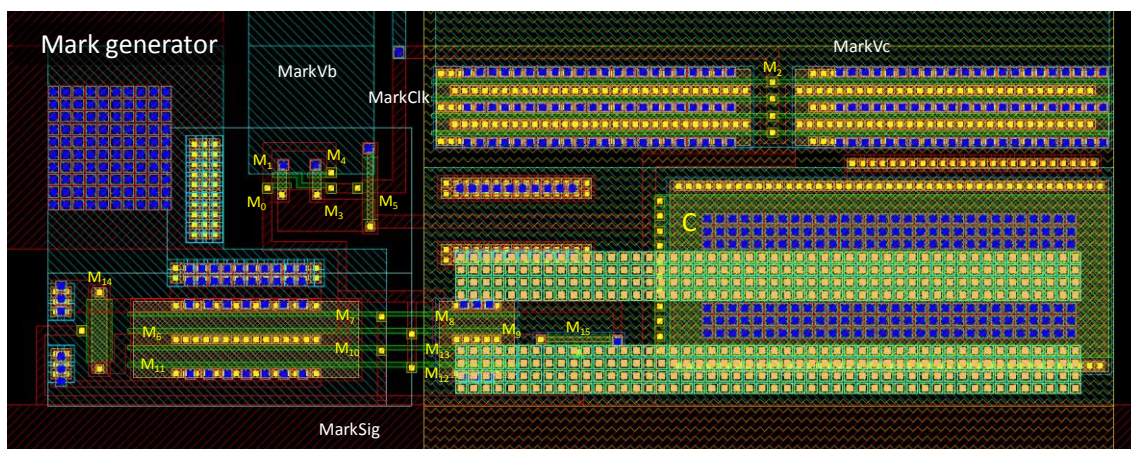


図5.4.1.2.2 マーク信号発生回路のレイアウト図

また、制御電圧MarkVbとMarkVcの値で出力されるマーク信号の上限電圧値と下限電圧値を制御することが出来る。図5.4.1.1.5に示したマーク信号に対するI/V変換回路の出力電圧特性から分かる通り、I/V変換回路の出力電圧の線形性を保つためにはマーク信号の信号範囲を0.9~2.2Vの範囲に設定する必要がある。マーク信号の立ち上がり出力特性を図5.4.1.2.3、立ち下がり出力特性を図5.4.1.2.4にそれぞれ示す。これらの出力特性はMarkVb=2.2V、MarkVc=0.9Vの時の出力特性である。

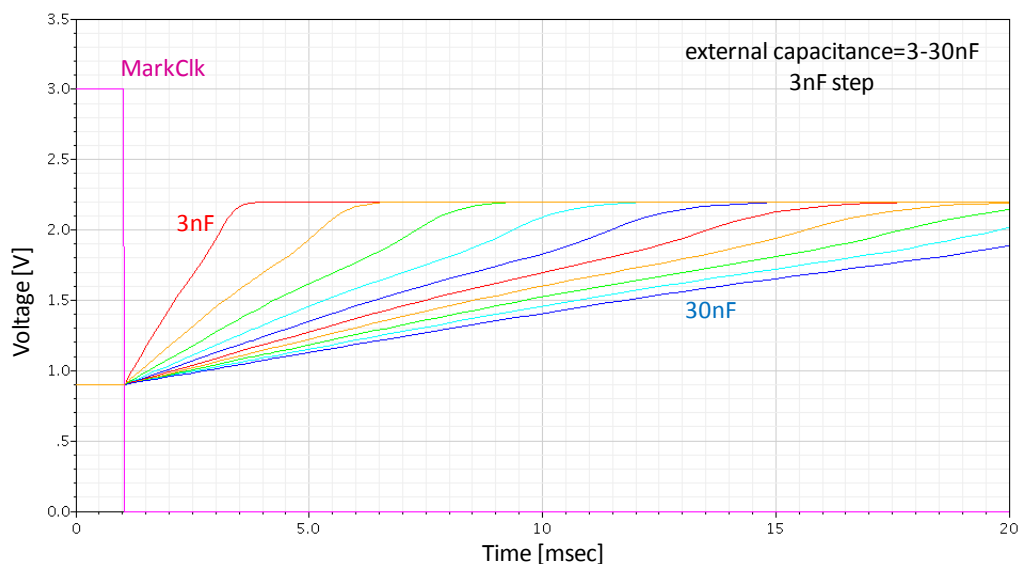


図5.4.1.2.3 マーク信号の立ち上がり出力特性

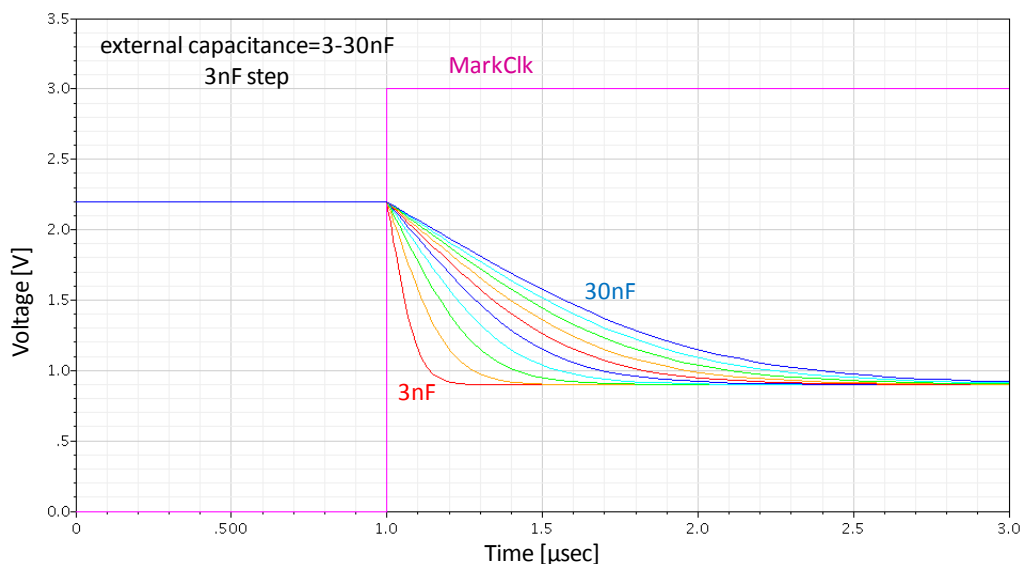


図5.4.1.2.4 マーク信号の立ち下がり出力特性

5.4.2 広ダイナミックレンジ化の原理

イメージセンサー広ダイナミックレンジ化の動作原理について述べる。広ダイナミックレンジ画素回路のタイミングチャートを図5.4.2.1に示す。画素回路のリセット後、フォトダイオードに光が入射されると光電変換効果によってフォトダイオードの両端電圧 V_{pix} が低下する。この電圧低下速度は受光強度に比例して早くなる。そして V_{pix} の値がしきい値を超えるとシャッター信号 V_{sh} がHighとなり、その時のマーク信号の電圧値が画素回路内にラッチされる。したがって、シャッタータイミングは受光強度に反比例し、受光強度が強くなるほど早いタイミングでマーク信号をラッチする。先に述べたように、マーク信号発生回路は急峻な立ち下がりと緩慢な立ち上がりを持つマーク信号を出力する。したがって、輝度の高い領域に対しては急峻な立ち下がり波形で撮影し、輝度の低い領域に対しては緩慢な立ち上がり波形で撮影を行う。その結果、1露光時間の撮影で二重露光撮影と同じ効果を得ることが可能である。

この撮影方式では、輝度の高い領域の撮影結果と輝度の低い領域の撮影結果が同じ信号レベルで出力される状況が発生する。しかし、三次元距離センサーLSIでは輝度の空間変化量を特徴量としてみていることから、異なる輝度に対する画素の出力レベルが同じであったとしてもその空間変化量まで同一になることは極めて稀であると考えられる。したがって、出力信号レベルとその空間変化量が一致する場合であっても、その相関結果はノイズのように散発的に現れる。よって、相関回路マトリックスのローパスフィルター機能によって除去することが可能である。このように、この撮影方式では三次元距離センサーLSIの機能を利用することで、広ダイナミックレンジ化を実現する。

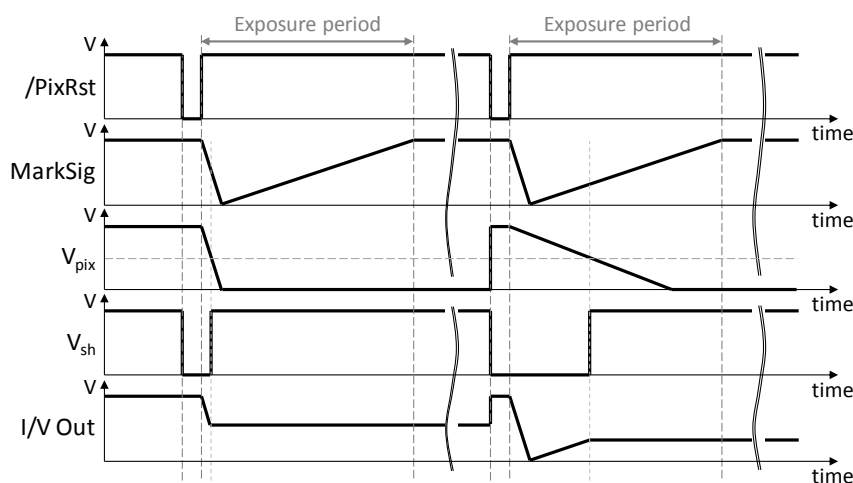


図5.4.2.1 WDR画素回路のタイミングチャート

5.5 試作したLSIの評価結果

前項で示した広ダイナミックレンジイメージセンサーを搭載した三次元距離センサーLSIを実際に試作し、その機能評価を行った。この研究成果は2010年11月にTENCON2010 (IEEE)にて発表を行った。その評価結果をここにまとめる。

5.5.1 WDR画素回路のダイナミックレンジ評価

実際に試作した広ダイナミックレンジ画素回路の受光感度特性を図5.5.1.1に示す。この受光感度特性の測定は露光時間40msで行い、マーク信号の立ち下がり時間を25 μ s、立ち上がり時間を39.970ms、そしてPixVbの電圧値を0.9Vに設定して行った。マーク信号の立ち下がり波形の受光感度特性は緑色のグラフ、立ち上がり波形の受光感度特性は紫色のグラフで表されている。マーク信号の立ち下がり波形では40-50,000lxの範囲で撮影が可能で、立ち上がり波形では0.3-40lxの範囲で撮影が可能である。この結果から、非線形ながら1回の露光でダイナミックレンジを106dBに拡大できることが確認できた。したがって、輝度差の大きな領域が混在する状況に対してもリアルタイム三次元距離検知が可能になることが見込まれる。

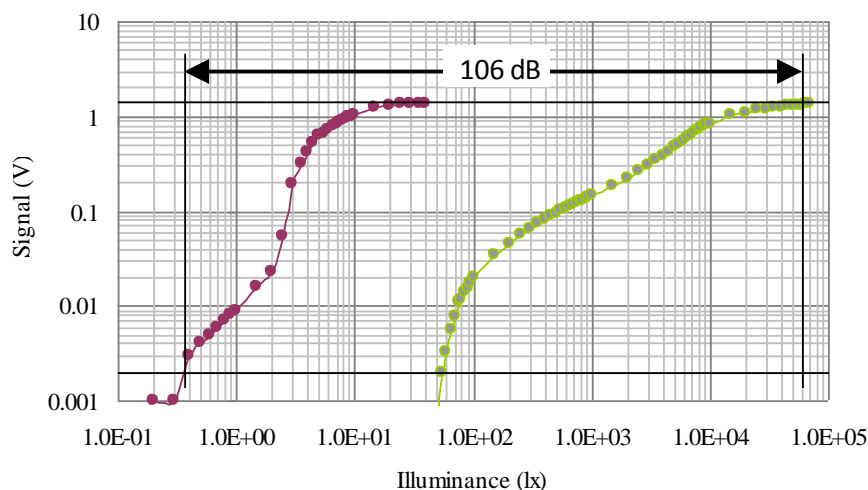


図5.5.1.1 WDR画素回路の受光感度特性

この受光感度特性では、線形性が低く特に20-40lxの範囲でその線形性が著しく低下していることが分かる。これは、その輝度帯のシャッタータイミングの変化に対してマーク信号の傾きが緩慢であったためと思われる。試作したマーク信号発生回路では実現出来ないが、マーク信号の傾きをより急峻にした上で動的に変化させて複数回入力することが出来るように改良することで各輝度帯に対する受光感度を改善させ、画素回路のダイナミックレンジをより拡大化することが可能であると考えられる。最後に、このマーク信号の例を図5.5.1.2に示す。

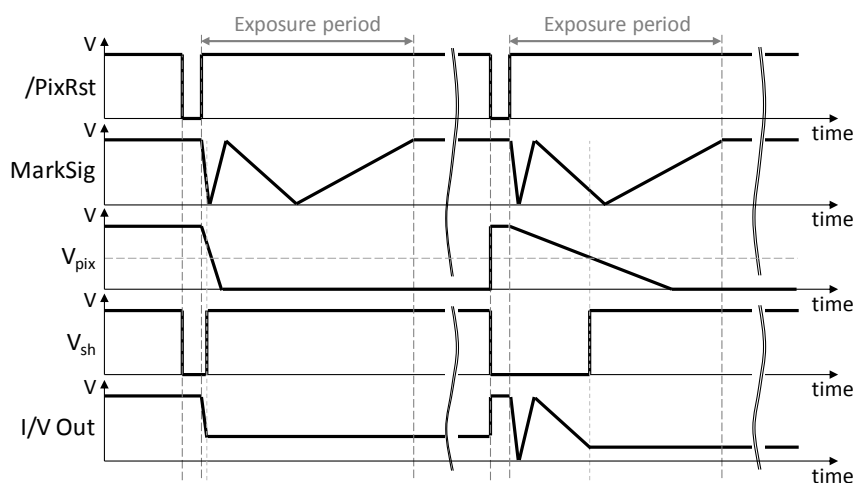


図5.5.1.2 各輝度帯の受光感度特性を改善するマーク信号の例

5.5.2 WDR三次元距離検知実験結果

試作したWDR三次元距離センサーLSIによる三次元距離検知実験を行った。その結果を図5.5.2.1に示す。この図は輝度の低い対象物Aと輝度の高い対象物B(LEDによる発光体)に対して同時に距離検知を行った時の結果を表している。対象物Aの領域の輝度は0.6-14lxで、対象物Bの領域の輝度は約35,000lxであった。露光時間は対象物Aの領域において黒つぶれが発生しないように40msに設定し、マーク信号は第5.5.1項で示した受光感度特性評価時と同様に立ち下がり時間25 μ s、立ち上がり時間39.970msに設定した。また、PixVbの電圧値も同様に0.9Vに設定して実験を行った。対象物Aに対する検知結果を見ると、明確に検知できており黒つぶれの発生は確認できない。一方、対象物Bに対する検知結果をみると、こちらもハレーションによる相関ラインの欠損は確認できず、正しく距離検知できていることが分かる。この結果から、輝度差の大きな対象物が複数混在する状況においても、それらの対象物に対して同時に三次元距離検知が可能であることが確認できた。したがって、三次元距離センサーLSIが屋外などの様々な環境下で使用可能になることが期待される。

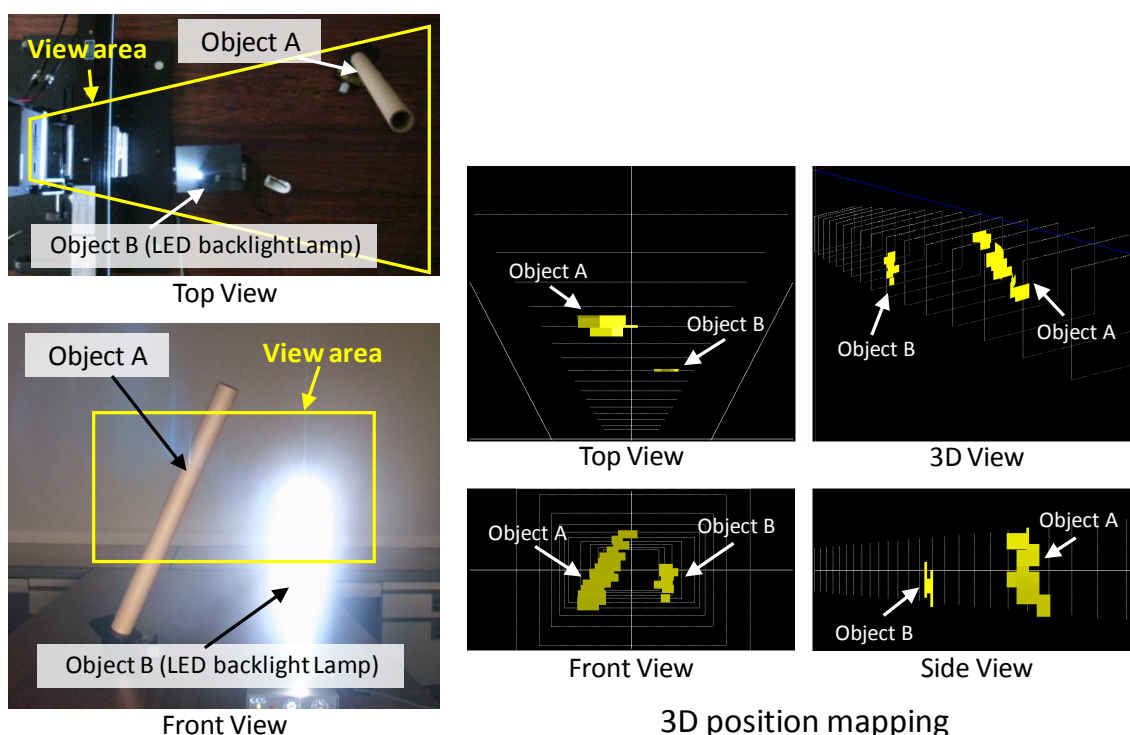


図5.5.2.1 三次元距離検知実験結果

5.6 まとめ

本章では、三次元距離センサーLSIの広ダイナミックレンジ化について述べた。一般的なイメージセンサーの高ダイナミックレンジ化手法について、三次元距離センサーLSIへの応用を検討した結果、それらの手法では相関演算処理回数の増大や空間特徴量の低下などの問題が考えられることがわかった。そこで、三次元距離センサーLSIが輝度の空間変化量を特徴量として演算を行うこと、また相関マトリックス構造を利用したローパスフィルター機能によって相関結果の連続性が重視されることに着目し、時間とともに変化するマーク信号を各画素が独立にその受光強度に応じたタイミングで保持することによるイメージセンサーの広ダイナミックレンジ化手法を提案した。このマーク信号は急峻な立ち下がり波形と緩慢な立ち上がり波形を成し、急峻な立ち下がり波形で輝度の高い領域を撮影し、緩慢な波形では輝度の低い領域を撮影することが出来る。実際にこの手法を用いて試作した画素回路では、106dBのダイナミックレンジを得ることが出来た。その結果、三次元距離検知実験において、輝度が0.6-14lxの暗い対象物と約35,000lxのLED照明の逆光に対して同時にハレーションや黒つぶれの発生なく距離検知を行うことが出来た。

これらの成果によって、三次元距離センサーLSIの利用環境の拡大が期待される。

参考文献

- [1] G. Ramos, Y. Hirata, and Y. Arima, "A CMOS Image Sensor with an Automatic Pixel-Sensitivity Adjustment Function," Extended abstracts of the Conference on Solid State Devices and Materials (SSDM) 2010, 2010.
- [2] ラモス・ヒルベルト, "画素感度自動調整機能を有するイメージセンサーに関する研究," 九州工業大学大学院修士論文, 2011.
- [3] 川人, 高柳, 高橋, 須川, 三沢, 太田, 浜本, 大竹, 原田, 小野田, "映像情報メディア年報 2008-情報センシング," 映像情報メディア学会誌, Vol.62, No.8, pp.1189-1197, 2008.
- [4] 太田, 高柳, 角, 須川, 大島, 川人, 小室, 浜本, 大竹, 武藤, 上野, 小野田, "映像情報メディア年報2010-情報センシング," 映像情報メディア学会誌, Vol.64, No.8, pp.1126-1135, 2010.
- [5] 光永, "SVE方式広ダイナミックレンジ撮像技術," 情報処理学会研究報告, CVIM147-20, pp.155-162, 2005.
- [6] 朴, 間瀬, 川人, 佐々木, 若森, 太田, "カラム固定パターンノイズ低減機能を持つ160dB 広ダイナミックレンジCMOSイメージセンサ," 電子情報通信学会技術研究報告, Vol.106, No.189, pp.85-89, 2006.
- [7] J.H. Park, S. Kawahito, M. Furuta, M. Sasaki, Y. Wakamori, M. Mase, and Y. Ohta, "A Wide Dynamic Range CMOS Image Sensor with Improved 12-bit Column Parallel Cyclic ADCs," Information and Media Technologies, Vol.2, No.3, pp.695-703, 2007.
- [8] N. Ide, W. Lee, N. Akahane, and S. Sugawa, "A Wide DR and Linear Response CMOS Image Sensor With Three Photocurrent Integrations in Photodiodes, Lateral Overflow Capacitors, and Column Capacitors," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.43, No.7, pp.1577-1587, 2008.
- [9] 井手, 赤羽, 須川, "画素容量・列容量電荷電圧変換を組合せた多重露光線形応答広ダイナミックレンジCMOSイメージセンサ," 映像情報メディア学会誌, Vol.64, No.3, pp.335-342, 2010.
- [10] 小田, 小林, 竹村, 竹内, 山田, "広ダイナミックレンジ撮像素子の開発-第4世代スーパーCCDハニカム-, " 映像情報メディア学会技術報告, Vol.27, No.25, pp.17-20, 2003.
- [11] M. Kawano, Y. Hirata, and Y. Arima, "A Three-Dimensional Binocular Range Sensor LSI with a 106 dB Wide Dynamic Range Pixel," 2010 IEEE Region 10 Conference (TENCON2010), pp.2469-2473, 2010.
- [12] 池辺, 大住, 西垣, 金高, "CMOSイメージセンサに適した広ダイナミックレンジ化の検討," 電子情報通信学会技術研究報告, Vol.104, No.174, pp.47-52, 2004.

- [13] 池辺, 齊藤, “負帰還リセットによる蓄積容量変調型CMOSイメージセンサ,” 映像情報メディア学会誌, Vol.60, No.3, pp.384-389, 2006.
- [14] 角本, 矢野, 楠田, 掃部, 田中, “FPNキャンセル・積分機能内蔵対数変換形CMOSイメージセンサ,” 映像情報メディア学会誌, Vol.57, No.8, pp.1013-1018, 2003.
- [15] 角本, 矢野, 楠田, 掃部, 田中, “対数変換形CMOSイメージセンサの開発,” KONICA MINOLTA Technology Report, Vol.1, pp.45-50, 2004.
- [16] 水谷, 安藤, 澤田, “MOSFETのサブ閾値領域の特性を利用した対数的光電変換素子,” テレビジョン学会誌, Vol.47, No.2, pp.233-239, 1993.

第6章

距離検知精度向上三次元距離センサーLSI

6.1 序

距離センサーにおいて、距離検知精度はその距離センサーの性能を決定づける重要な要素の1つである。例えば、ハンドジェスチャー入力装置であれば手や指の動きを正しく検知できるように1m程度の距離において数cm以下の検知精度が求められ、転倒検知等の介護セキュリティ分野であれば床や壁と人物を区別して検知できるように数mの距離において数cm程度の検知精度が必要となる。このように距離検知精度によって、その距離センサーの応用範囲は制限される。したがって、距離センサーの距離検知精度を向上させることは、その距離センサーの信頼性を高めるだけでなく、その汎用性を向上させるためにも重要となる。

一般にステレオ視方式の距離センサーは、アクティブセンシング方式と比較して距離検知精度を確保しにくい傾向にある。これは対応点検索処理の精度が距離検知精度に直結するためである。即ち、ブロック単位の対応点検索であればそのブロック数によって距離検知精度が制限され、ピクセル単位の対応点検索であればそのピクセル数によって距離検知精度が制限される。したがって、ステレオ視方式の距離センサーの距離検知精度を向上させる最も簡単な手法は対応点検索の解像度を上げる、即ちイメージセンサーの解像度を上げることである。特にイメージセンサーの横方向の解像度は距離検知精度を決定する。しかし、イメージセンサーの画素数増加によって距離検知精度を向上させる手法は、距離センサーのチップサイズ増大を招き、結果としてコストの増大、消費電力の増大、対応点検索処理量の増大に伴うフレームレートの低下等の問題を招いてしまう。

三次元距離センサーLSIでは、相関回路マトリックスにおいて対応点検索処理(相関演算)を同時完全並列で行う。この相関回路マトリックスがイメージセンサーの横方向の画素の2乗に比例するため、イメージセンサーの画素数を上げるとその2乗に比例してチップサイズが増大してしまう問題がある。この問題を解決する手法としてまず考えられるのは時分割相関演算による距離検知精度向上である。相関回路マトリックスはそのままにイメージセンサーの画素数のみを増やし、画像情報を時分割で読み出し相関演算を繰り返すことで距離検知を行う。この手法では、チップサイズ増大をイメージセンサーの増加した分のみに抑えることが出来る。しかし、時分割の相関演算は全ての結果を得るために分割数の2乗の演算処理回数と出力処理回数が必要となり、フレームレートが大幅に低下する問題がある。

そこで、これらの問題を生じない解決策としてイメージセンサーの画素配置を工夫することで画素数を増やさなくても距離検知精度を向上させる手法を考案した。そしてその提案手法を実装した距離検知精度向上三次元距離センサーLSIを試作してその機能性能を評価し、2014年10月に発表した[1]。この手法では、チップサイズの増大やフレームレートの低下なしに距離検知精度を向上させることが可能である。

本章では、イメージセンサーの画素配置工夫による三次元距離センサーLSIの距離検知精度向上手法について述べる。第6.2節では、距離検知精度を向上させた三次元距離センサーLSIの構成について述べる。第6.3節では、この三次元距離センサーLSIにおける距離検知精度向上手法について述べる。そして第6.4節では、試作したその三次元距離センサーLSIの評価結果について述べる。

6.2 距離検知精度向上三次元距離センサーLSIの構成

画素配置の工夫によって距離検知精度を従来の4倍に向上させた三次元距離センサーLSIのチップ写真を図6.2.1、その機能回路構成を図6.2.2に示す。この三次元距離センサーLSIは0.35 μm 、1-Poly、3-Metal、CMOSプロセスで作成され、チップサイズは4.10 \times 3.90mm²である。

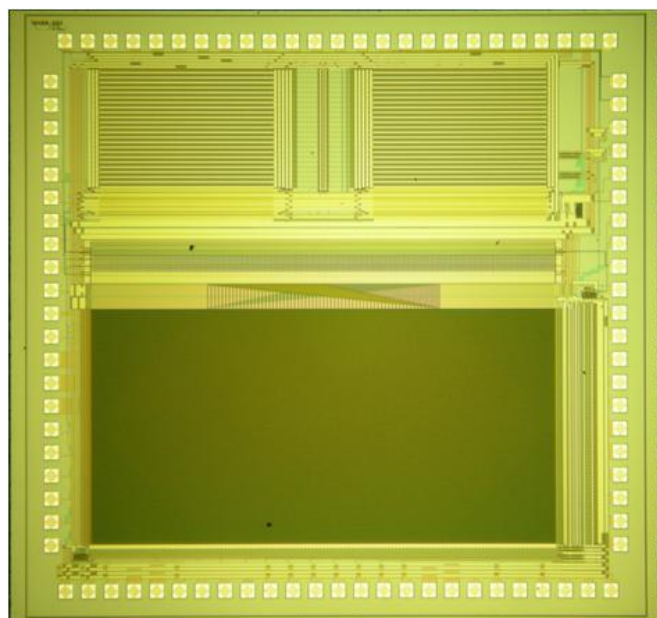


図6.2.1 距離検知精度向上三次元距離センサーLSI[1]

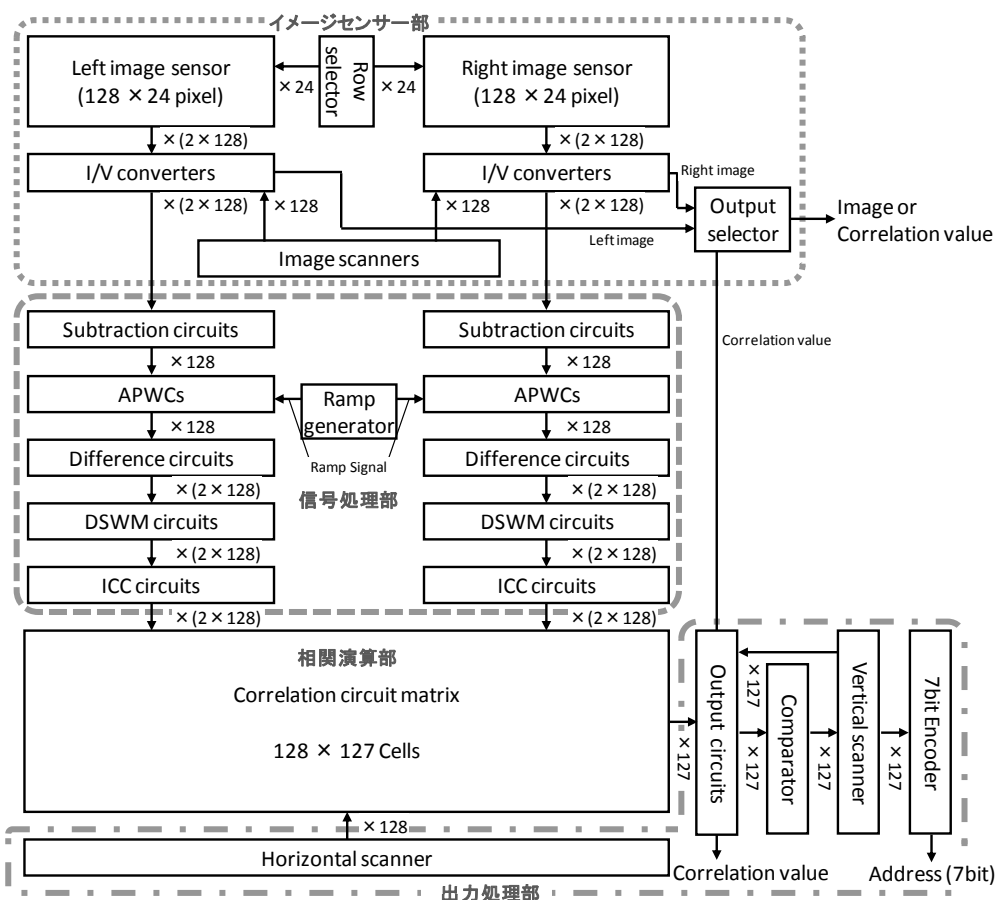
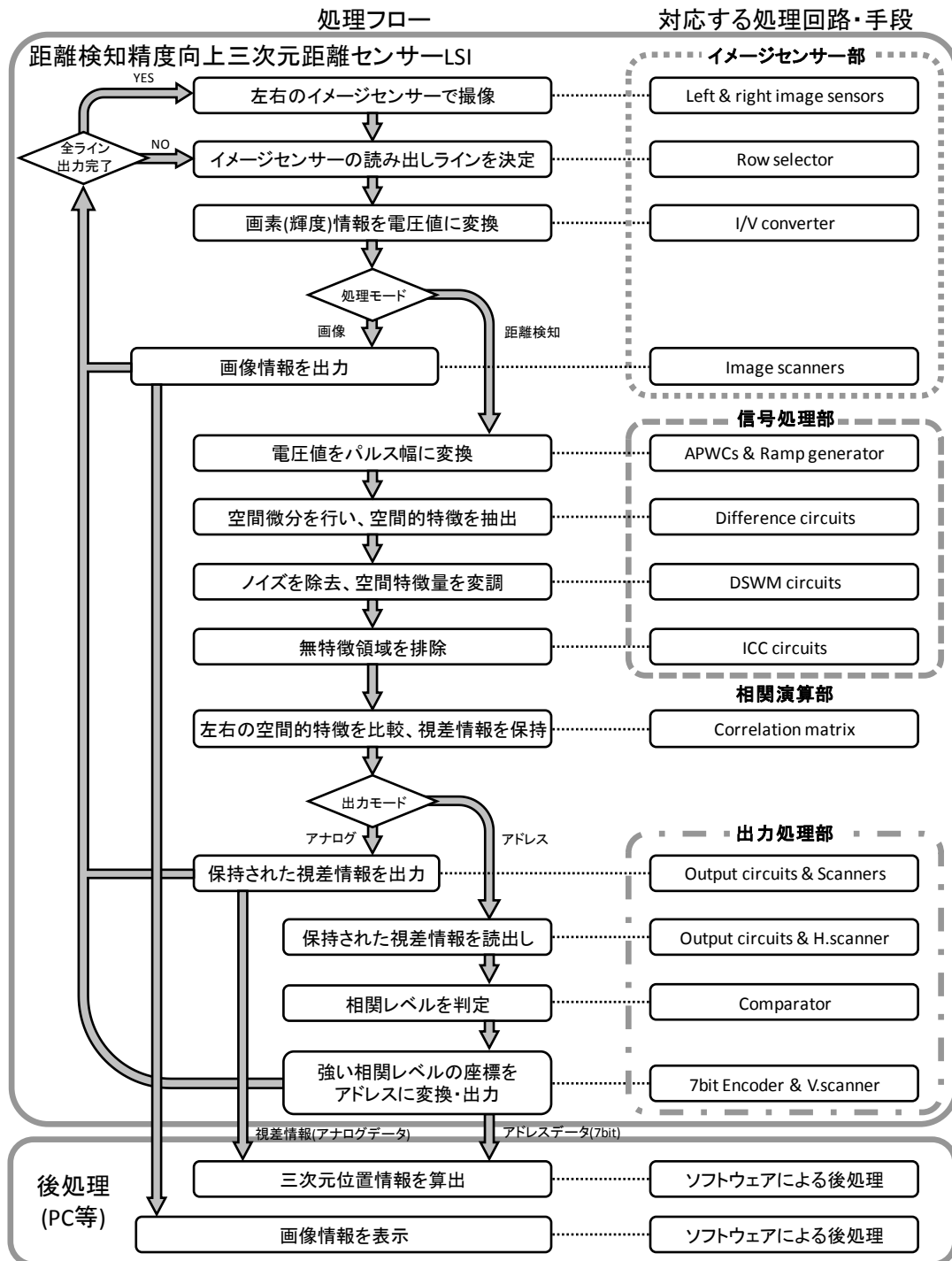


図6.2.2 距離検知精度向上三次元距離センサーLSIの機能回路構成

距離検知精度向上三次元距離センサーLSIの機能構成は、イメージセンサー部、信号処理部、相関演算部、出力処理部の4つのブロックから構成される。イメージセンサー部は、解像度128×24のイメージセンサー2つ、出力画素列セクタ(Row selector)、128アレイ×2個のI/V変換回路、そして左右の画像情報スキャナー(Image scanner)と出力信号選択回路(Output selector)から構成される。出力画素列セクタはシフトレジスタ構造になっており、入力クロックに従って出力ラインセンサーを走査する。画像情報スキャナーは7bitデコーダ構造になっており、左右のイメージセンサーの画像情報出力の制御を行う。出力信号選択回路は左右の画像情報または視差相関情報を出力信号選択信号に応じて切り替え、出力する。信号処理部は、128×2個の差分判定回路(Subtraction circuit)、128アレイ×2個のAPWC、128アレイ×2個の微分回路(Difference circuit)、256アレイ×2個のDSWM回路、128アレイ×2個のICC回路から構成される。差分判定回路は、動体検知機能並びに背景差分検知機能のために実装した回路であるが、本章テーマとは機能上関係がないので機能を無効化して動作させる。相関演算部は基本構成同様に128×127セルの相関回路マトリックスで構成される。出力処理回路は、相関座標出力回路、横方向スキャナーから構成される。この距離検知精度向上三次元距離センサーLSIの処理フロー図を図6.2.3に示す。



6.3 距離検知精度向上手法

本節では、三次元距離センサーLSIの距離検知精度向上手法について述べる。第6.3.1項では一般的な画素配置の三次元距離センサーLSIの距離検知精度について述べる。第6.3.2項では画素配置を工夫することによる距離検知精度向上の原理について述べる。そして第6.3.3項ではこの距離検知精度向上手法を用いた検知距離推定について述べる。

6.3.1 三次元距離センサーLSIの距離検知精度

三次元距離センサーLSIの相関演算結果は、その相関回路マトリックスの配置座標によって現実空間の位置座標と一意的に対応付けすることが出来る。三次元距離センサーLSIの距離検知手法を図6.3.1.1に示す。この図のように、三次元距離センサーLSIの出力アドレスが(x,y)を示すとき、この相関回路マトリックス座標(x,y)に対応した左イメージセンサーの画素iと右イメージセンサーの画素jを特定することが出来る。その結果、画素iと画素jの視界の交差する領域に視認可能な物体を検知することが出来る。三次元距離センサーLSIから各領域までの距離は三角測量法で求めることができ、画素iと画素jによって検知される領域までの距離 $Y_{i,j}$ は式(6.3.1.1)で与えられる[1,2]。

$$Y_{i,j} = \frac{B \times f \times N}{w \times (i - j)} \quad (6.3.1.1)$$

ここで、 B は光学装置の両眼間隔、 f はレンズの焦点距離、 N はイメージセンサーの横方向の画素数、 w はイメージセンサーの幅である。 $d = i - j$ とすると、2つの対物レンズが完全に平行な場合には $i \geq j$ であるので d の取りうる範囲は $0 \leq d \leq N - 1$ となる。 $i = j$ 即ち $d = 0$ の場合は、無限遠から左右の視差がイメージセンサーの解像度では検知できない距離を示しているため、検知可能な距離を $d = 1 \sim N - 1$ の範囲と定義すると、検知可能な距離の範囲 $Y_{range}(N)$ は式(6.3.1.2)で与えられる。

$$Y_{range}(N) = \frac{B \times f \times N}{w} - \frac{B \times f \times N}{w \times (N - 1)} = \frac{B \times f \times N}{w} \times \frac{N - 2}{N - 1} \quad (6.3.1.2)$$

よって、三次元距離センサーLSIは $Y_{range}(N)$ の距離範囲を $N-1$ の分解能(ただし、間隔は近いほど狭くなる)で検知することが可能である。ここでイメージセンサーの画素数のみ a 倍された場合を考えると、検知範囲 $Y_{range}(aN)$ は、

$$Y_{range}(aN) = \frac{B \times f \times aN}{w} \times \frac{aN - 2}{aN - 1} \quad (6.3.1.3)$$

となり、左右の画素の視線の交点が前後に増えるために検知可能範囲がその分だけ広がる。

また、その検知範囲を $aN-1$ の分解能で検知可能になる。このことから、距離分解能はイメージセンサーの画素数に比例することが分かる。そこで、距離分解能を向上させるためには一般にイメージセンサーの横方向の画素数を増やす必要があり、その結果チップサイズが増大する問題が発生する。特に、相関回路マトリクス構造はイメージセンサーの横方向の画素数の2乗に比例して増大するため、三次元距離センサーLSIのチップサイズはイメージセンサーの画素数に対して二次関数的に増大する。

イメージセンサーの画素数が N の場合、1画素の分解能あたりの距離間隔、即ち距離検知精度 $\Delta Y_{i,j}$ を求めると、式(6.3.1.4)で与えられる。

$$\Delta Y_{i,j} = Y_{i,j} - Y_{i,j-1} = \frac{B \times f \times N}{w \times (d^2 + d)} \quad (6.3.1.4)$$

この式から、距離検知精度は距離が遠くなるにつれて二次関数的に低下する(間隔が広がる)ことが分かる。

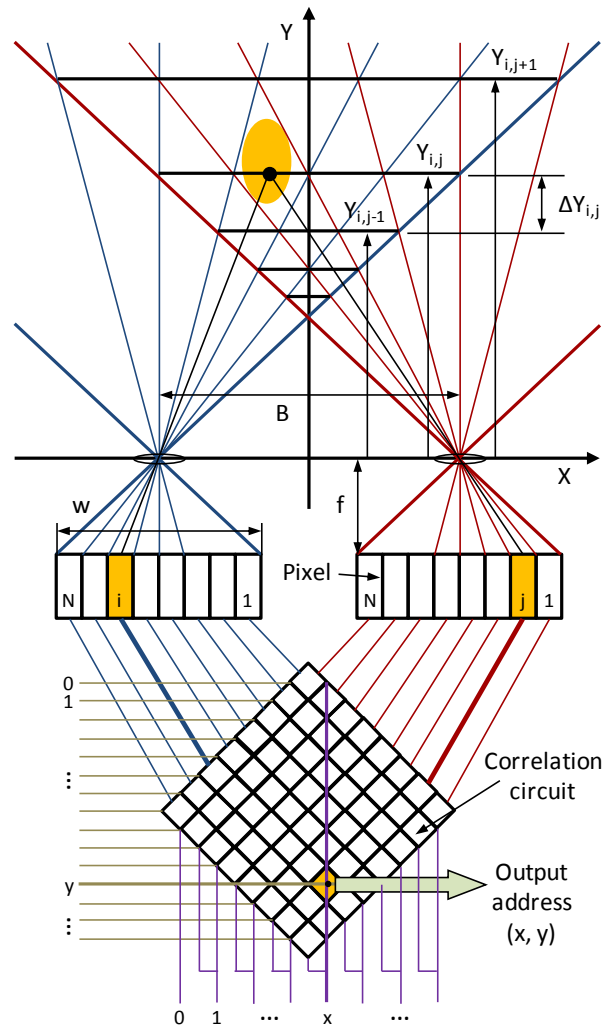


図6.3.1.1三次元距離センサーLSIの距離検知手法[1]

6.3.2 画素配置工夫による距離検知精度向上

時分割相関演算による相関回路マトリックス拡張は、イメージセンサーの画素数の増加に対して一次関数的なチップサイズ増大で距離検知精度を向上することが可能である。しかし全ての相関結果を網羅するためには、イメージセンサーの分割数に対して演算処理回数が二乗で増大することとなる。その結果、三次元距離センサーLSIのフレームレートが著しく低下してしまう問題がある。

そこで、画素配置の簡単な工夫によって距離検知精度を向上させる手法を提案する。この距離検知精度向上手法を実現するイメージセンサーの画素配置構造を図6.3.2.1に示す。このイメージセンサーはラインセンサー毎に画素の位置を少しずつスライドさせて配置する。このとき、スライドさせる方向は左右のイメージセンサーで反対方向である。このイメージセンサーの構造は距離検知精度を4倍に向上させた場合を示しており、画素回路の幅を t とすると各画素配置は1ラインセンサー毎に $t/8$ ずつ内側にスライドさせられている。この画素配置のスライド操作は4ラインセンサー周期で行われる。ラインセンサー毎に画素配置をスライドさせることで各ラインセンサーの視差も同様にスライドされる。左右のラインセンサーの視差は互いに逆方向にスライドされるので、各ラインセンサー毎に検知可能な距離が微妙に変化する。その結果、三次元距離センサーLSIの距離検知精度が向上し、この場合であれば距離検知精度は4倍に向上される。

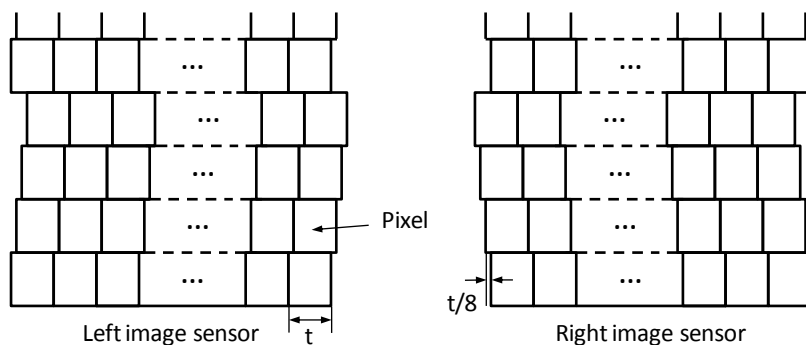


図6.3.2.1 距離検知精度向上イメージセンサーの画素配置構造(一部)[1]

この距離検知精度向上手法による距離検知の例を図6.3.2.2に示す。この図は左右のイメージセンサーの画素配置を txs だけスライドさせた時の検知距離を表している。距離検知精度を4倍に向上させる場合、 s の取りうる値は0、1/8、2/8、3/8である。このとき、左イメージセンサーの画素 i と右イメージセンサーの画素 j によって検知される領域までの距離 $Y_{i,j,s}$ は式(6.3.2.1)で与えられる。

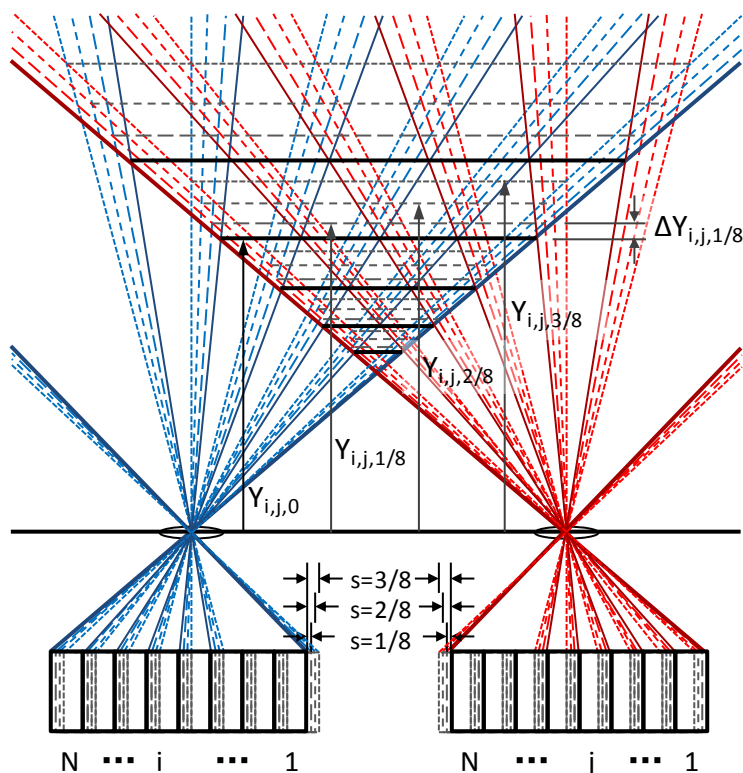


図6.3.2.2 画素配置をスライドさせた時の検知距離[1]

$$Y_{i,j,s} = \frac{B \times f \times N}{w \times (d - 2s)} \quad (6.3.2.1)$$

また、検知可能な距離の間隔 $\Delta Y_{i,j,s}$ は式(6.3.2.2)で与えられる。

$$\Delta Y_{i,j,s} = Y_{i,j,s} - Y_{i,j,s+1/8} = \frac{B \times f \times N}{4w \times (d - 2s)(d - 2s + 1/4)} \quad (6.3.2.2)$$

ここで、変数 $n = 8s$ を用いて式(6.3.2.1)、式(6.3.2.2)を変形すると、

$$Y_{i,j,n} = \frac{B \times f \times 4N}{w \times (4d - n)} \quad (6.3.2.3)$$

$$\Delta Y_{i,j,n} = \frac{B \times f \times 4N}{w \times \{(4d - n)^2 + (4d - n)\}} \quad (6.3.2.4)$$

n は画素配置のスライドサイズを表す変数で、距離検知精度向上4倍の場合の n の取りうる値は0、1、2、3である。したがって $1 \leq d \leq N - 1$ であることから、 $d' = 4d - n$ とおくと d' の取りうる範囲は $1 \leq d' \leq 4(N - 1)$ となり、イメージセンサーの画素数が4倍に増えたことと等価と見ることが出来る。式(6.3.2.3)、(6.3.2.4)を改めて d' を用いて書き直すと、画素 i と画素 j によって検知される領域までの距離 Y'_{ij} とその距離間隔 $\Delta Y'_{ij}$ は式(6.3.2.5)、式(6.3.2.6)で表される。

$$Y'_{i,j} = \frac{B \times f \times 4N}{w \times d'} \quad (6.3.2.5) \quad \Delta Y'_{i,j} = \frac{B \times f \times 4N}{w \times (d'^2 + d')} \quad (6.3.2.6)$$

また、このときの検知範囲 $Y'_{range}(N)$ は式(6.3.2.7)で表される。

$$Y'_{range}(N) = \frac{B \times f \times 4N}{w} - \frac{B \times f \times 4N}{w \times 4(N-1)} = \frac{B \times f \times 4N}{w} \times \frac{4(N-1) - 1}{4(N-1)} \quad (6.3.2.7)$$

この結果からも、イメージセンサーの画素数が4倍に増えたことと等価と見ることが出来る。したがって、この手法を用いることで画素数やチップサイズを増大させることなく、通常の画素配置時と比較して距離検知精度が4倍に向上させることが可能となる。

6.3.3 検知距離の推定

前項で画素配置のスライドによる距離検知精度向上手法を示したが、各ラインセンサーだけを見た場合、視差がスライドしただけで距離検知精度自体は変化していない。つまり、そのラインの視差以外の距離を検知することはできない。そこで、近傍の4つのラインセンサーの距離検知結果を用いて各ラインでの物体までの距離を推定することによって距離検知精度を向上させる。

相関回路マトリックス内の各相関回路の演算結果(相関値)は対応する画素 (i,j) の輝度の大きさとその空間変化量の一致度によって決定される。各相関回路 (i,j) の相関値はコンパレータによって比較演算され、その相関値がコンパレータのしきい値を超えるときその相関結果 $C(i,j)$ は1となる。一方、相関値がしきい値以下となるときその相関結果は0となる。これまで述べてきたように、相関結果が1となる相関回路の座標情報から物体の位置情報を得ることが出来る。相関結果はイメージセンサーの全てのラインセンサーで検知され、その結果として物体の三次元位置情報を検知することが可能である。ここで、 k 番目のラインセンサーの相関結果を $C_k(i,j)$ と定義する。

この三次元距離センサーLSIでは、イメージセンサーの近傍4つのラインセンサーの相関結果を用いて距離検知精度を4倍に向上させる。 k 番目のラインセンサーにおける検知距離は $k-2$ 、 $k-1$ 、 k 、 $k+1$ 番目の4つのラインセンサーの相関結果から推定を行う。相関回路の相関値は、左右の画素の輝度の大きさとその空間変化量によって決まるため、視差が極めて近い場所では相関値は近い値をとる。したがって、4つのラインセンサーで同じ対象物を検知するとき各ラインセンサーの相関値は近い値を取るため、各ラインセンサーの相関結果が1となるようにコンパレータのしきい値を設定することで4つのラインセンサーで相関結果を得ることが出来る。このように、この距離検知精度向上手法では、4つのラインセンサーで相関結果を得ることが必要条件となる。また、検知距離の推定には4つの相関結果が空間的に連続、即ち4つのラインセンサーの視差の変化が連続であることが必要となる。

各ラインセンサーの視差の連続性を考慮した時、相関結果の検知位置の分布は図6.3.3.1で表される。図6.3.3.1において、縦軸はイメージセンサーの列 k 、横軸は距離を示している。ここでは簡単化のために縦軸、横軸とも一様な間隔で表す。変数 n は画素配置のスライド量を示す値(0~3)、変数 m は実際に存在する相関回路がある位置からのズレを示す値(0~3)をそれぞれ表す。また、図中の黒い丸は各ラインセンサーで検知可能な実際に相関回路が実在する位置を示し、白い丸は相関回路が実在しない位置を示す。したがって、黒い丸の位置では $m = 0$ となる。ここで、変数 k 、 n の関係は式(6.3.3.1)、変数 l 、 m 、 n の関係は式(6.3.3.2)で与えられる。

$$n = k \text{Mod} 4 \quad (6.3.3.1) \quad l = (m + n) \text{Mod} 4 \quad (6.3.3.2)$$

通常の画素配置を持つイメージセンサーでは $l = 0$ の距離のみを検知する。その結果、 $l = 0$ 以外の距離に対象物が存在する場合にはより近くの $l = 0$ となる距離に丸められて検知される。視差の異なる4つのラインセンサーで対象物を検知するとき、その対象物の距離に応じて4つのラインセンサーの相関結果の現れる場所(丸められる場所)が変わる。したがって、4つのラインセンサーの相関結果の組み合わせから対象物の距離をより正確に推定することが可能となる。

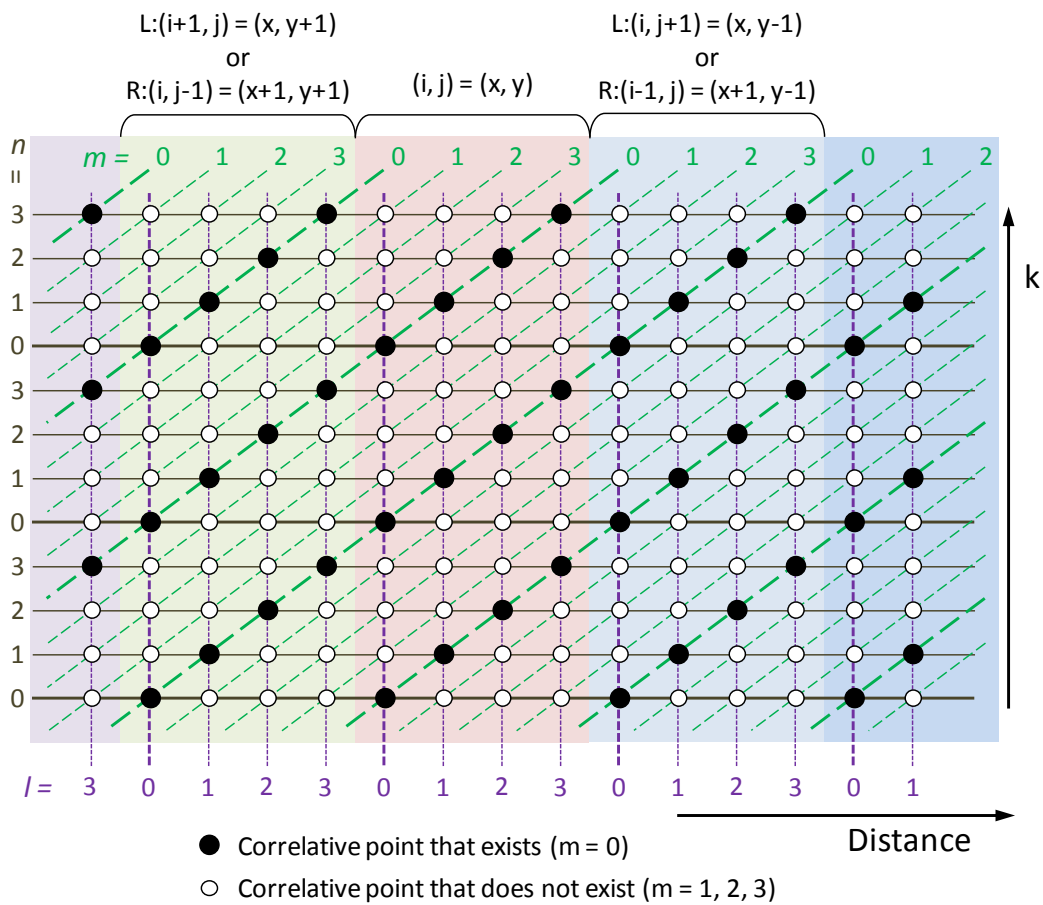


図6.3.3.1 相関結果検知位置の分布図[1]

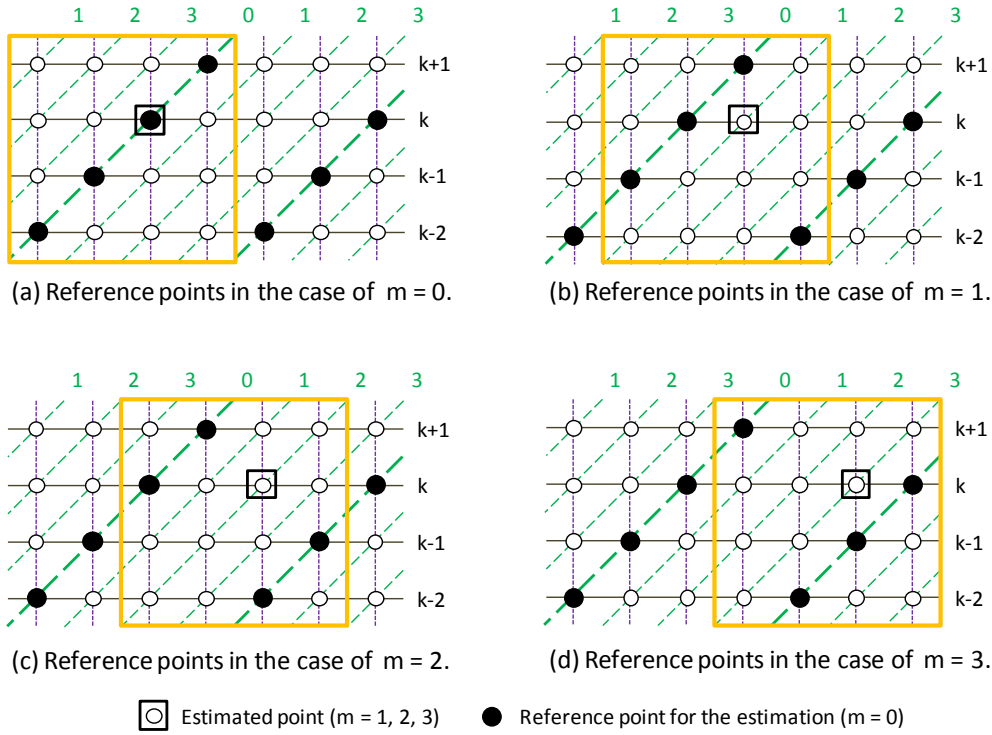


図6.3.3.2 4つの相関結果による検知距離の推定[1]

4つのラインセンサーの相関結果による検知距離推定の方法を図6.3.3.2に示す。図中の黄色の線で囲まれた領域内の4つの黒丸で示す実在する相関結果から、対象物までの距離の推定を行う。小さな四角で囲まれたポイントの相関結果を黄色の枠内の4つの相関結果によって推定する。この推定相関結果 $C_k^\dagger(i, j, m)$ は変数 m を用いた4つの相関結果を用いて論理式(6.3.3.3)で与えられる。

$$\begin{aligned}
 C_k^\dagger(i, j, m) = & \{C_{k-2}(i_{L-2-L}, j_{2-L}, 0) + C_{k-2}(i_{2-R}, j_{2-R}, 0)\} \\
 & \cdot \{C_{k-1}(i_{-L}, j_{-L}, 0) + C_{k-1}(i_{-R}, j_{-R}, 0)\} \quad (6.3.3.3) \\
 & \cdot \{C_k(i_L, j_L, 0) + C_k(i_R, j_R, 0)\} \\
 & \cdot \{C_{k+1}(i_{+L}, j_{+L}, 0) + C_{k+1}(i_{+R}, j_{+R}, 0)\}
 \end{aligned}$$

ここで各項の i 、 j の値は変数 l 、 m の値によって以下の条件式のとおりの場合分けされる。

$$\begin{aligned}
 l = 0 \text{ の時: } m = 0 \text{ ならば: } & i_{2-L} = i_{-L} = i + 1, j_{2-L} = i_{-L} = j, i_{2-R} = i_{-R} = i, j_{2-R} = i_{-R} = j - 1 \\
 m = 1 \text{ ならば: } & i_{-L} = i_L = i + 1, j_{-L} = j_L = j, i_{-R} = i_R = i, j_{-R} = j_R = j - 1 \\
 m = 2 \text{ ならば: } & i_L = i_{+L} = i + 1, j_L = j_{+L} = j, i_R = i_{+R} = i, j_R = j_{+R} = j - 1 \\
 m = 3 \text{ ならば: } & i_{+L} = i_{2-L} = i + 1, j_{+L} = j_{2-L} = j, i_{+R} = i_{2-R} = i, j_{+R} = j_{2-R} = j - 1
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 l = 1 \text{ の時: } m = 0 \text{ ならば: } & i_{2-L} = i + 1, j_{2-L} = j, i_{2-R} = i, j_{2-R} = j - 1 \\
 & m = 1 \text{ ならば: } i_{-L} = i + 1, j_{-L} = j, i_{-R} = i, j_{-R} = j - 1 \\
 & m = 2 \text{ ならば: } i_L = i + 1, j_L = j, i_R = i, j_R = j - 1 \\
 & m = 3 \text{ ならば: } i_{+L} = i + 1, j_{+L} = j, i_{+R} = i, j_{+R} = j - 1
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 l = 3 \text{ の時: } m = 0 \text{ ならば: } & i_{+L} = i, j_{+L} = j + 1, i_{+R} = i - 1, j_{+R} = j \\
 & m = 1 \text{ ならば: } i_{2-L} = i, j_{2-L} = j + 1, i_{2-R} = i - 1, j_{2-R} = j \\
 & m = 2 \text{ ならば: } i_{-L} = i, j_{-L} = j + 1, i_{-R} = i - 1, j_{-R} = j \\
 & m = 3 \text{ ならば: } i_L = i, j_L = j + 1, i_R = i - 1, j_R = j
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{上記以外: } & i_{2-L} = i_{2-R} = i, j_{2-L} = j_{2-R} = j \\
 & i_{-L} = i_{-R} = i, j_{-L} = j_{-R} = j \\
 & i_L = i_R = i, j_L = j_R = j \\
 & i_{+L} = i_{+R} = i, j_{+L} = j_{+R} = j
 \end{aligned}$$

推定相関結果 $C_k^\dagger(i, j, m)$ が1となる時、対象物までの距離は式(6.3.3.4)で与えられる。

$$Y_{i,j,l} = \frac{B \times f \times 4N}{w \times (4d - l)} \quad (6.3.3.4)$$

したがって、この距離推定手法によって距離検知精度を4倍に向上させることが可能である。

式(6.3.3.3)による距離推定は、4つのラインセンサー間で対象物の位置が変化しないことが条件となる。したがって、対象物の大きさが4画素未満である場合や対象物が傾いた状態にあり4ラインセンサー間で位置が変化する場合には適用することが出来ない。これらの場合では、以下の式を用いて距離推定を行う。

$$\begin{aligned}
 C_k^*(i, j, 0) = & \frac{\{C_k^\dagger(i_{-L}, j_{-L}, 3) + C_k^\dagger(i_{-R}, j_{-R}, 3)\} \cdot C_k(i, j, 0)}{\cdot \{C_k^\dagger(i_{+L}, j_{+L}, 1) + C_k^\dagger(i_{+R}, j_{+R}, 1)\}} \\
 & \cdot \{C_k^\dagger(i_{2+L}, j_{2+L}, 2) + C_k^\dagger(i_{2+R}, j_{2+R}, 2)\}
 \end{aligned} \quad (6.3.3.5)$$

$$\begin{aligned}
 l = 0 \text{ の時: } & i_{-L} = i + 1, j_{-L} = j, i_{-R} = i, j_{-R} = j - 1 \\
 l = 2 \text{ の時: } & i_{2+L} = i, j_{2+L} = j + 1, i_{2+R} = i - 1, j_{2+R} = j \\
 l = 3 \text{ の時: } & i_{2+L} = i_{+L} = i, j_{2+L} = i_{+L} = j + 1, i_{2+R} = i_{+R} = i - 1, j_{2+R} = i_{+R} = j \\
 \text{上記以外: } & i_{-L} = i_{-R} = i, j_{-L} = j_{-R} = j \\
 & i_{+L} = i_{+R} = i, j_{+L} = j_{+R} = j \\
 & i_{2+L} = i_{2+R} = i, j_{2+L} = j_{2+R} = j
 \end{aligned}$$

式(6.3.3.5)の相関結果は距離推定の条件をすべて満たさない場合に選ばれる。この場合、距離検知精度向上の効果を得ることが出来ず、通常の画素配置の距離検知精度と同じ検知精度に制限される。

式(6.3.3.5)では、4つの相関結果が得られない場合に通常の画素配置の距離検知精度と同じ検知精度に制限されることを示したが、条件によっては得られた相関結果が4つに満たない場合においても、それらの相関結果から距離を推定することが出来る。4つ未満の相関結果からの距離推定を図6.3.3.3に示す。得られた相関結果が3つの場合、緑色の枠で示す組み合わせであれば距離推定が可能である。また、相関結果が2つの場合には赤色の枠で示す組み合わせから距離推定が可能である。得られた相関結果が1つの場合は青色の枠のように通常の画素配置と同じ検知精度となる。

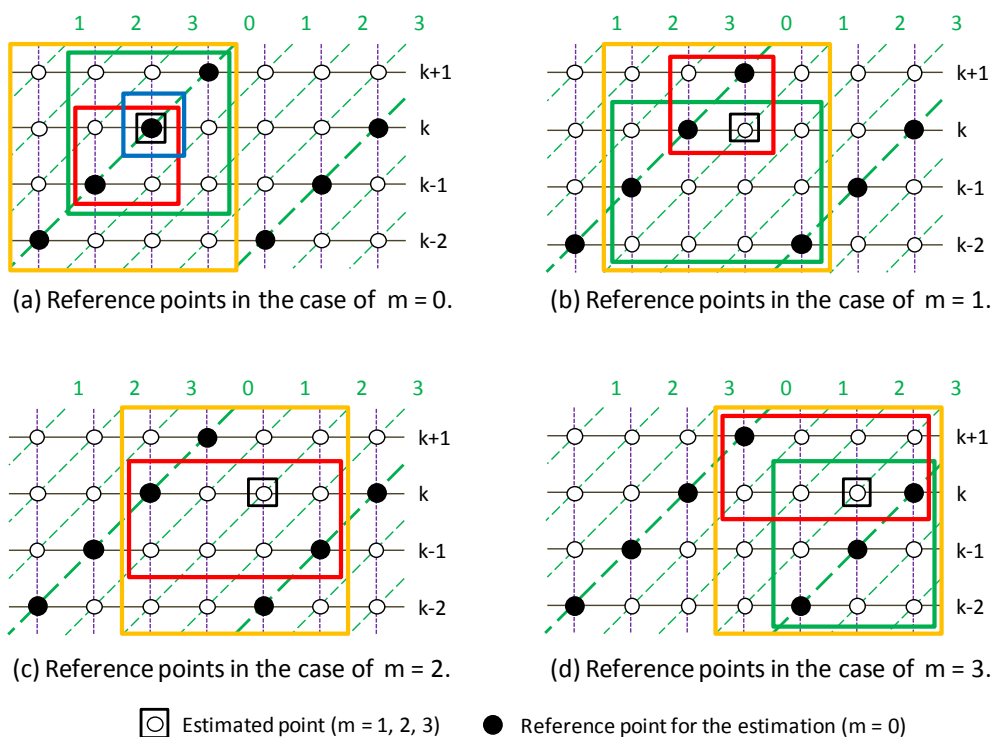


図6.3.3.3 相関結果が4つ未満となる場合の距離推定

このように、この距離検知手法では視差の異なる4つのラインセンサーの相関結果を用いて対象物までの距離を推定することで距離検知精度を向上させることが可能である。この手法を用いることで、イメージセンサーの画素数を増加することなく距離検知精度を向上させることができる。したがって、チップサイズの増大やフレームレートの低下が生じない優位性がある。ただし、大きさが4画素未満である対象物や4画素間で距離が大きく変わる対象物に対する距離検知では距離検知精度向上の効果が制限される。また、距離推定に4つの相関結果を必要とするためイメージセンサーの上端と下端では距離検知精度が制限されてしまう問題がある。ただし、条件によっては相関結果が4つに満たない場合でも距離推定が可能で、その場合には距離検知精度を向上させることが出来る。

6.4 評価結果

本章で示した距離検知手法を用いた三次元距離センサーLSIを実際に試作し、距離検知精度向上の評価を行った。この研究成果は2014年11月にELEXにて発表した[1]。その評価結果をここにまとめる。

6.4.1 距離検知アルゴリズム

第3.4.2項で示したように、左イメージセンサーの画素*i*と右イメージセンサーの画素*j*によって検知される実空間上の位置($X_{i,j}$, $Y_{i,j}$)は次式で与えることが出来る。

$$X_{i,j} = \frac{b_j - b_i}{a_i - a_j} \quad (3.4.2.19) \quad Y_{i,j} = a_i X_{i,j} + b_i \quad (3.4.2.20)$$

$$a_i = \frac{Y_2 - Y_0}{X_{L2-r} - (i-1) \times \Delta S_{L2} - X_{L0}} \quad (3.4.2.8) \quad b_i = Y_0 - a_i X_{L0} \quad (3.4.2.9)$$

$$a_j = \frac{Y_2 - Y_0}{X_{R2-r} - (j-1) \times \Delta S_{R2} - X_{R0}} \quad (3.4.2.17) \quad b_j = Y_0 - a_j X_{R0} \quad (3.4.2.18)$$

変数*n*を用いて式(3.4.2.8)、式(3.4.2.17)を書き換えると、以下の式で表すことが出来る。

$$a_{i,n} = \frac{Y_2 - Y_0}{X_{L2-r} - (i-1 + n/8) \times \Delta S_{L2} - X_{L0}} \quad (6.4.1.1)$$

$$a_{j,n} = \frac{Y_2 - Y_0}{X_{R2-r} - (j-1 - n/8) \times \Delta S_{R2} - X_{R0}} \quad (6.4.1.2)$$

したがって、各ラインセンサーにおける画素*i*と画素*j*によって検知される実空間上の位置($X_{i,j,n}$, $Y_{i,j,n}$)は次式で与えられる。

$$X_{i,j,n} = \frac{b_{j,n} - b_{i,n}}{a_{i,n} - a_{j,n}} \quad (6.4.1.3) \quad Y_{i,j,n} = a_{i,n} X_{i,j,n} + b_{i,n} \quad (6.4.1.4)$$

また、4つのラインセンサーの相関結果により推定される実空間上の位置は、前項の手法から導き出される変数*l*を用いて以下の式で与えることが出来る。

$$a_{i,l} = \frac{Y_2 - Y_0}{X_{L2-r} - (i-1 + l/8) \times \Delta S_{L2} - X_{L0}} \quad (6.4.1.5)$$

$$a_{j,l} = \frac{Y_2 - Y_0}{X_{R2-r} - (j-1 - l/8) \times \Delta S_{R2} - X_{R0}} \quad (6.4.1.6)$$

$$X_{i,j,l} = \frac{b_{j,l} - b_{i,l}}{a_{i,l} - a_{j,l}} \quad (6.4.1.7) \quad Y_{i,j,l} = a_{i,l} X_{i,j,l} + b_{i,l} \quad (6.4.1.8)$$

この距離検知アルゴリズムによる検知可能距離を図6.4.1.1に示す。これらの検知可能距離は、次項で述べる距離検知実験で使用した光学装置を用いて算出したものである。この光学装置では、 $(X_{L2-l}, Y_2) = (-23, 76)$ 、 $(X_{L1-l}, Y_1) = (-1.85, -1)$ 、 $(X_{L2-r}, Y_2) = (31, 76)$ 、 $(X_{L1-r}, Y_1) = (-1.85, -1)$ 、 $(X_{R2-l}, Y_2) = (-31, 76)$ 、 $(X_{R1-l}, Y_1) = (1.85, -1)$ 、 $(X_{R2-r}, Y_2) = (23, 76)$ 、 $(X_{R1-r}, Y_1) = (1.85, -1)$ である。この図からわかるように、 n の値が大きくなるにつれて検知可能距離が後方へシフトしていることが分かる。また、前述したようにステレオ視方式の距離検知は距離に対して二次関数的に精度が落ちることがこのグラフからも見て取ることが出来る。三次元距離センサーLSIでは、装着する光学レンズの両眼間隔、収束角を変えることで任意の距離帯に対して検知を行うことができ、検知距離精度も調整することが可能である。今回使用した光学装置は両眼間隔3.7cmで検知距離範囲は2m程度を想定したものである。

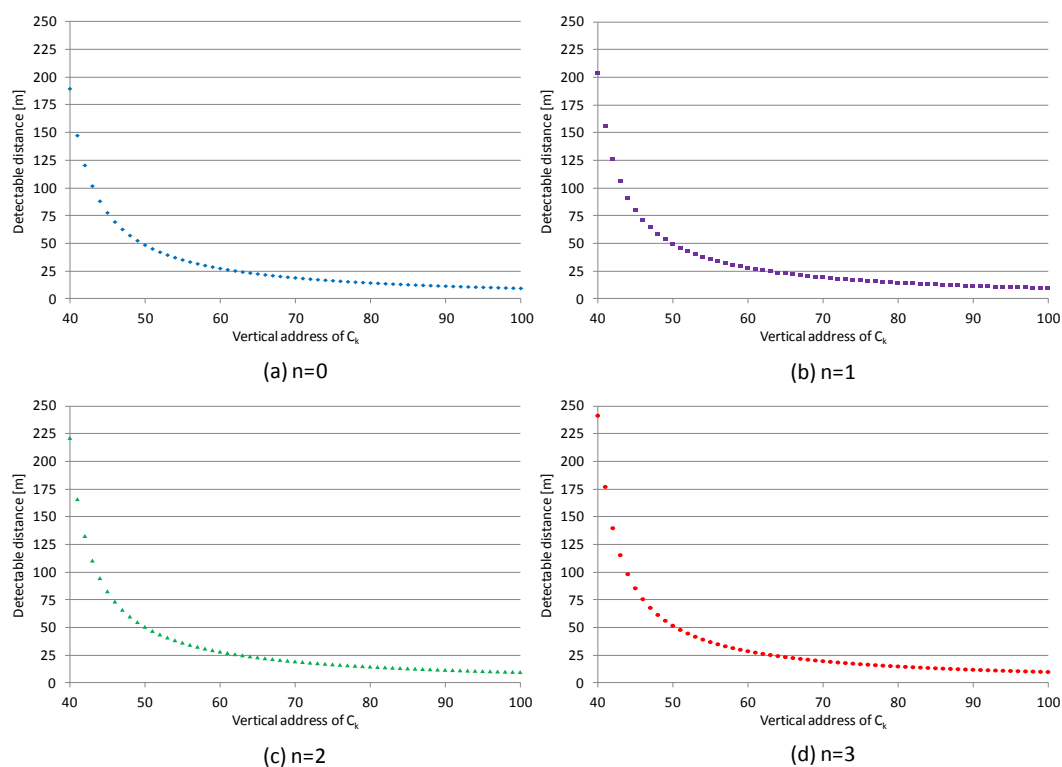


図6.4.1.1 各ラインセンサーの検知可能距離の算出結果

4つのラインセンサーの相関結果を用いて距離推定を行った際の検知可能距離を図6.4.1.2に示す。 $l=0, 1, 2, 3$ の時の検知可能距離が補完し合い、1つのラインセンサーの検知可能距離と比較して4倍の検知精度を得ることが出来る。

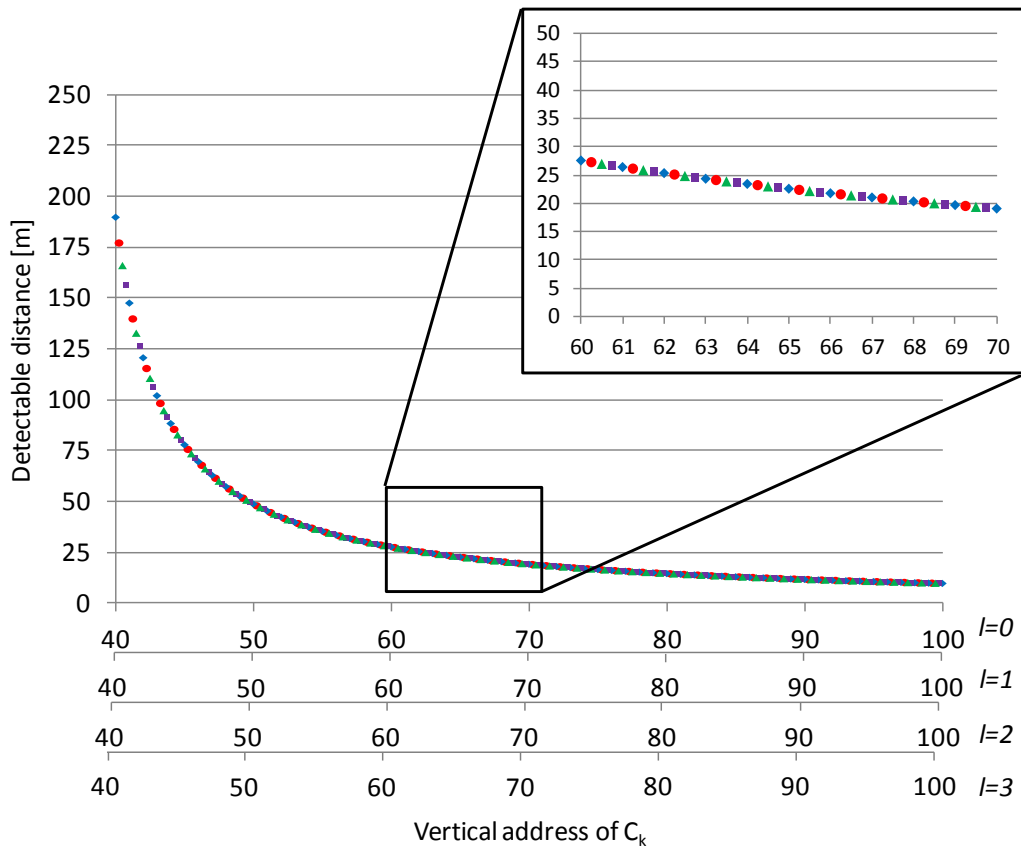


図6.4.1.1 4つのラインセンサーの相関結果を用いた検知可能距離の算出結果

6.4.2 距離検知実験

試作した三次元距離センサーLSIを用いて距離検知実験を行った。その検知結果を図6.4.2.1に示す。この結果は、1つのラインセンサー(12列目、 $n=0$)の相関結果を用いて距離検知を行った検知結果である。図6.4.2.1に示すように2つの対象物A、Bをそれぞれ三次元距離センサーLSIから138cm、170cm離れた位置において距離検知を行った。この時の相関結果を見ると2つの対象物A、Bを示す相関ラインが同じy座標上に現れている。その結果、32cmの距離の違いがあるにもかかわらず実空間マッピングでは同じ距離に丸められて表示される。

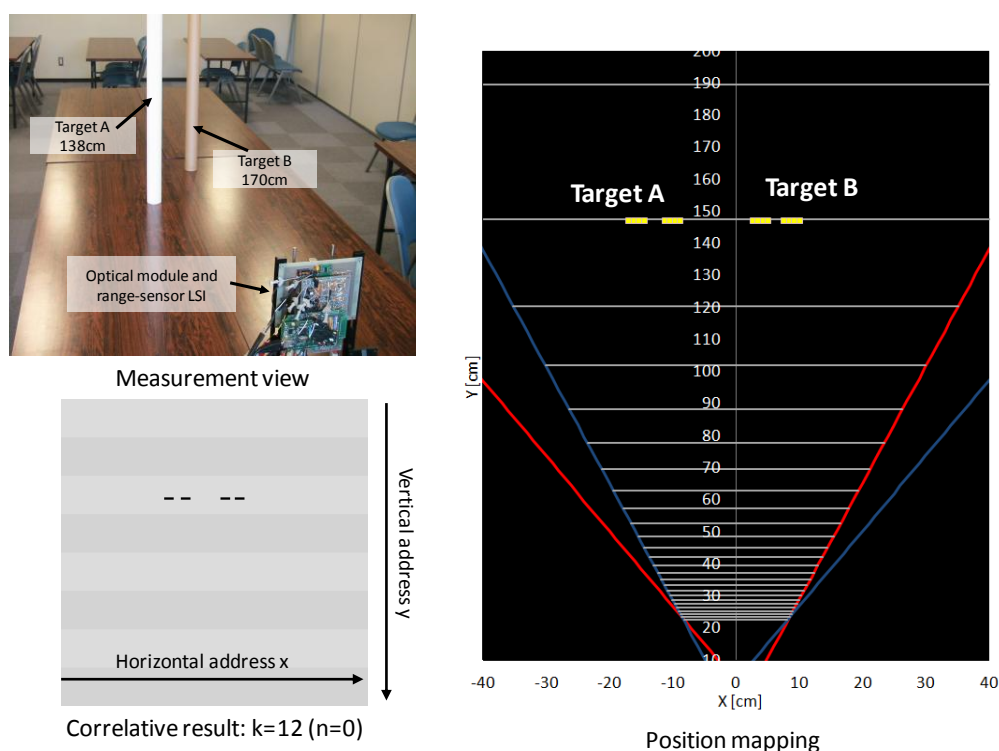


図6.4.2.1 ラインセンサー1列による距離検知実験結果(A:138cm、B:170cm)

これに対して、4つのラインセンサーを用いて距離検知を行った時の距離検知実験結果を図6.4.2.2に示す。2つの対象物A、Bの距離は上と同様に138cmと170cmである。4つのラインセンサーの相関結果をみると、 $n=1\sim3$ において対象物Aを示す相関ラインのy座標が1つ移動していることが分かる。一方、対象物Bの相関ラインを見ると4つの相関結果共に同じy座標上に現れている。その結果、距離検知精度向上手法を用いることで2つの対象物の距離を分離することが可能である。4つの相関結果を元に実空間マッピングした結果をみると、対象物Aは139cm、対象物Bは166cm付近の距離に検知することが出来た。

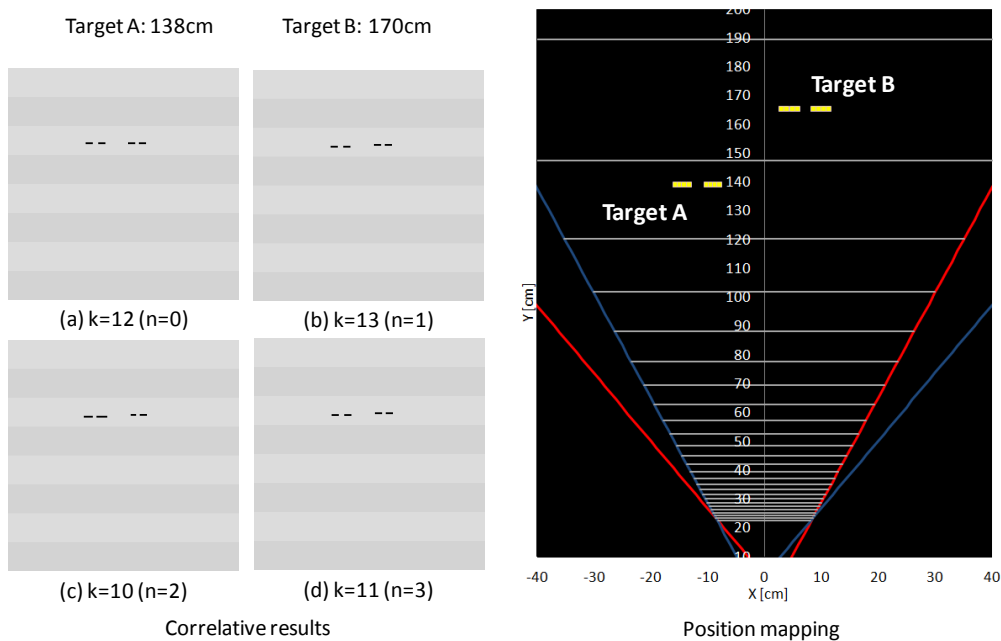


図6.4.2.2 ラインセンサー4列による距離検知実験結果(A:138cm、B:170cm)

図6.4.2.1の状態から対象物Bを158cmの距離まで移動させた時の距離検知結果を図6.4.2.3に示す。4つの相関結果を見ると、 $n=3$ において対象物Bを示す相関ラインのy座標が1つ移動していることがわかる。これらの結果から距離を推定した実空間マッピング結果では対象物Bが157cm付近に現れていることが確認できる。

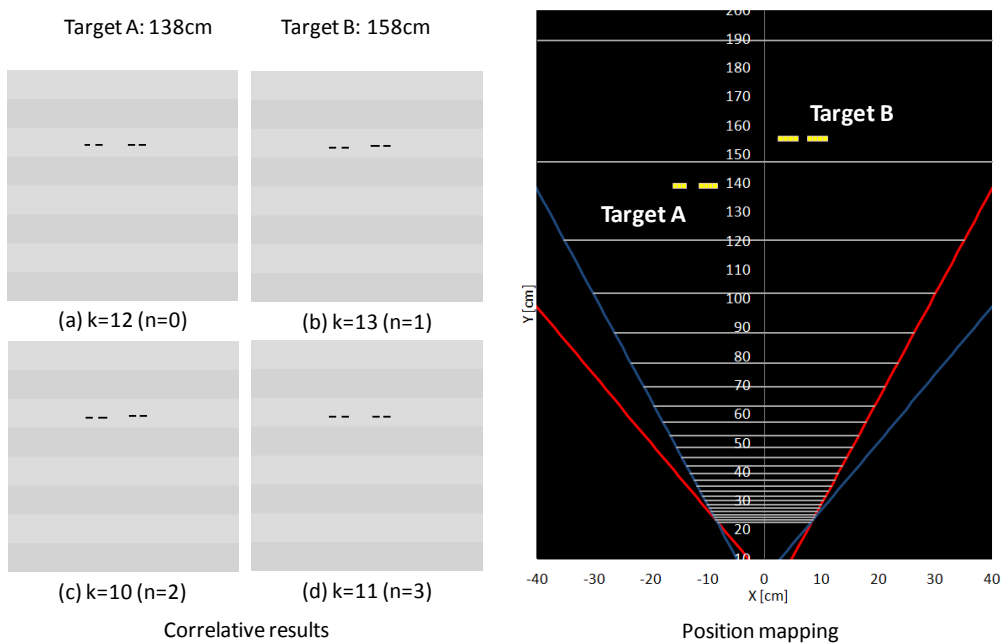


図6.4.2.3 ラインセンサー4列による距離検知実験結果(A:138cm、B:158cm)

更に対象物Bを移動させ、147cmの距離に設置した時の距離検知結果を図6.4.2.4に示す。4つの相関結果を見た時、対象物Bを示す相関ラインのy座標が $n=2,3$ において1つ移動していることが確認できる。これらの結果から距離を推定した実空間マッピング結果では対象物Bが147cm付近に現れていることがわかる。

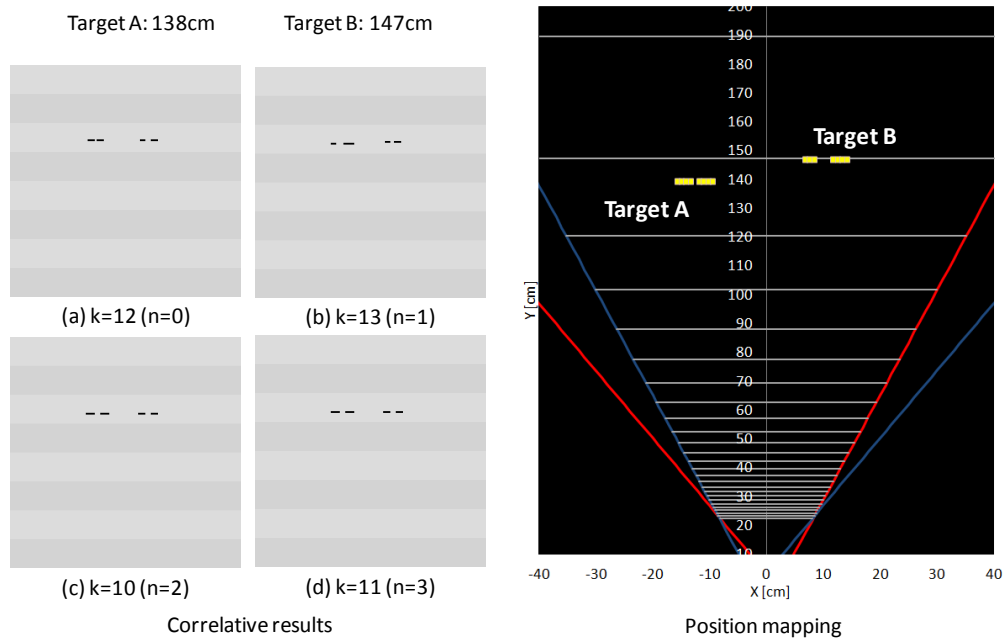


図6.4.2.4 ラインセンサー4列による距離検知実験結果(A:138cm、B:147cm)

このように、1つのラインセンサーの相関結果では検知できない距離の違いでも複数の視野の異なるラインセンサーの相関結果を参照することで、より精度の高い検知が可能となる。本実験では、1つのラインセンサーによる距離検知で32cm以上(推定40cm程度)の距離の違いが丸められて同じ距離として検知される状況に対して視野の異なる4つのラインセンサーを用いて距離検知を行い、9cm、11cm、12cmの距離の違いをそれぞれ検知することが出来た。この結果はイメージセンサーの横方向の画素数を4倍に増やした時と同等の効果があることを示している。したがって、この三次元距離センサーLSIの距離検知精度は通常のイメージセンサーによる距離検知と比較して4倍に向上されたことが確認できた。この距離検知向上手法は、チップサイズと演算処理時間を増大させることなく、また非常に簡単な構造で距離検知精度を向上させることできるため非常に有用であると考えられる。

6.5 まとめ

本章では、イメージセンサーの画素配置の工夫によって三次元距離センサーLSIの距離検知精度を向上させる手法について述べた。一般に三次元距離センサーLSIの検知可能な距離の分解能(距離検知精度)は、イメージセンサーの横方向の画素数によって決まる。したがって、イメージセンサーの横方向の画素数を増やすことで距離検知精度を向上させることが可能であるが、画素数の増加に比例してチップサイズと演算時間が二次関数的に増大する問題が生じる。本章で提案した距離検知精度向上手法では、イメージセンサーの画素配置をラインセンサー毎にシフトさせ、各ラインセンサーの視差を微妙に変化させることによって距離検知精度を向上させる。視差の異なる複数のラインセンサーで対象物を見た時、その距離に応じてそれぞれの相関結果の現れる座標が変化する。この4つの相関座標の組み合わせ(論理処理)から対象物の距離を推定することによって距離検知精度が向上する。本章では、実際に試作した三次元距離センサーLSIを用いてこの距離検知精度向上手法が有効であることを示した。この三次元距離センサーLSIでは、視差の異なる4つのラインセンサーの相関結果から距離を推定することで、イメージセンサーの画素数、チップサイズ、フレームレートを変えずに距離検知精度を従来の4倍に向上させた。

これらの結果から、提案した距離検知精度向上手法はチップコストを増大させることなく距離検知精度を向上させることができ、またその手法をLSIに実装することが容易である点において非常に有用であると考えられる。

参考文献

- [1] M. Kawano, and Y. Arima, “Binocular range-sensor LSI with improved distance detection precision by coordinated pixel placement,” IEICE Electronics Express, Vol.11, No.19, p.20140747, 2014.
- [2] T. Yoshida, and Y. Arima, “Binobjective monocular optical module for single-chip stereo vision sensor LSI,” IEICE Electron Express, Vol.3, No.17, pp.390-396, 2006.

第7章

総括

本論文は、ステレオ視方式三次元距離センサーのシングルチップ上への高集積化、そしてその三次元距離センサーLSIの物体検知性能の向上、高速データ出力、広ダイナミックレンジ化、距離検知精度向上の高性能化手法に関する一連の研究をまとめたものである。これら一連の研究では、提案した手法の機能を搭載した三次元距離センサーLSIを実際に試作し、それらの機能効果を実証した。本章では、この研究で得られた結果をまとめる。

三次元距離センサーの普及にはその低コスト化、小型化、高速処理化が強く求められる。第3章では、ステレオ視方式の三次元距離センサーをシングルチップ上に高集積に実装するための回路構成と、その距離検知アルゴリズムについて述べ、低コストかつ省サイズ、そして高速演算処理の三次元距離センサーLSIが実現されたことを示した。その要点を以下に示す。

- 1-1) 開発した三次元距離センサーLSIは、シングルチップ上に2つのイメージセンサーと対応点検索処理回路を集積し、ステレオ視法を用いて距離検知を行う。シングルチップで距離検知が可能のため、低コストかつ省サイズな三次元距離センサーを実現した。
- 1-2) この三次元距離センサーLSIは、左右のイメージセンサーで取り込んだ輝度情報を輝度の大きさとその空間変化量を示すパルス信号に変換し、相関回路マトリックスにおいて完全並列に視差相関演算を行う。視差相関演算は左右の特徴量を示すパルス信号の位相差分処理によって行われ、全ての演算処理は1ラインセンサーあたり数100n~数 μ secのオーダーで完了される。その結果、対応点検索処理の高速化を実現した。
- 1-3) 相関マトリックスは縦座標で奥行方向の距離を表し、横座標で水平方向の位置を表す。このマトリックス構造を利用し、同距離方向にローパスフィルターをかけることで相関結果の連続性に重きをおき、高い検知性能を実現した。
- 1-4) 相関マトリックスの位置座標は簡単なアルゴリズムによって実空間の位置情報と一意的に対応付けを行うことが可能で、相関結果の相関マトリックス座標から実空間における物体の位置情報を簡単に取得することが可能である。

前述したように視差相関演算処理は左右の画像の輝度の大きさとその空間変化量の特徴量としたパルス信号の位相差分評価であり、その特徴量が微小な場合には十分な相関を得ることが出来ず物体検知性能が低下する問題があった。また、視差相関情報をアナログ電圧信号で出力していたため、その出力時間によるフレームレート制限とチップ外部に視差情報判定処理が必要となる問題があった。

第4章では、特徴量変調による相関信号鮮明化手法と強い相関値を示す相関座標をアドレスデータとして出力する手法を提案し、実際に試作した三次元距離センサーLSIを用いて複数の物体の三次元位置情報を同時に検知できることを示した。その要点を以下に示す。

- 2-1) ノイズ除去機能とパルス幅変調機能を備えた微分信号変調回路を提案した。この微分信号変調回路は、制御電圧に応じて数n~数10nsオーダーのノイズ除去と数10n~数100nsオーダーのパルス幅変調を実現した。
- 2-2) 微分信号変調回路による特徴量変調によって、相関信号が鮮明化され、その相関S/Nを従来の10倍以上となる14.2dBまで改善できたことを確認した。その結果、物体を示す強い相関ラインを得ることが可能となった。
- 2-3) 三次元距離センサーLSIに特徴量変調(相関信号鮮明化)機能を搭載したことによって、その物体検知性能が向上し、複数の物体に対して同時に距離検知を行うことが可能となったことを確認した。
- 2-4) 強い相関結果を示す相関回路の配置座標を7bitのアドレスデータとして出力する相関座標出力回路を提案した。
- 2-5) 相関座標出力回路は、相関出力を並列に読み出してしきい値処理を行い、相関値がしきい値以上となる信号ラインに接続されたシフトレジスタのみで走査を行い、その縦座標値をアドレスデータとして出力する。その結果、従来と比較して30倍以上の出力高速化が実現されたことを示した。
- 2-6) 相関座標出力回路によって出力信号が物体の位置座標を示すデジタルデータとなったことにより、出力の高速化と後処理の単純化が達成され、リアルタイム三次元距離検知が可能となったことを、実際に試作した三次元距離センサーLSIを用いて示した。

三次元距離センサーLSIを実用化する上で、輝度が大きく異なる物体が混在する状況下でも正しく距離検知ができることが重要となる。そのために、イメージセンサーのダイナミックレンジを拡大することが望まれる。第5章では、単フレーム撮影であってもイメージセンサーの広ダイナミックレンジ化を実現する画素回路を提案し、実際に広ダイナミックレンジイメージセンサーを搭載した三次元距離センサーLSIを試作し、その機能評価を行い、視野内に輝度差の大きな領域が混在する状況下でも三次元距離検知が可能となったことを示した。その要点を以下に示す。

- 3-1) 時間とともに変化するマーク信号を受光強度に応じたタイミングでラッチすることでダイナミックレンジを拡大する広ダイナミックレンジ画素回路と、そのマーク信号を生成するマーク信号発生回路を提案した。
- 3-2) マーク信号は輝度の高い領域撮影用の急峻な立ち下がり波形と輝度の低い領域撮影用の緩慢な立ち上がり波形を持ち、単フレームの撮影であっても二重露光方式と同等の効果を得ることが可能であることを示した。

- 3-3) 提案した広ダイナミックレンジ化手法では、輝度の高い領域と輝度の低い領域での撮影結果が同じ信号レベルとなる状況が発生するが、三次元距離センサーLSIでは輝度の空間変化量を特徴量とするため、それらの特徴量まで一致することは極めて稀であり、相関マトリックスのローパスフィルター機能を用いることで、それらの状況においても問題なく距離検知が可能であることを示した。
- 3-4) 実際に試作した広ダイナミックレンジ画素回路のダイナミックレンジの評価を行い、マーク信号の立ち下がり時間 $25\mu\text{s}$ 、立ち上がり時間 39.97ms の条件下において、そのダイナミックレンジは 106dB に拡大できたことを確認した。
- 3-5) 広ダイナミックレンジイメージセンサーを搭載した三次元距離センサーLSIを実際に試作し、上記と同条件において輝度が $0.6\sim 14\text{lx}$ の暗い物体と約 $35,000\text{lx}$ のLED照明の逆光に対して同時にハレーションと黒つぶれを発生させずに距離検知が出来たことを確認した。

距離検知精度は距離センサーの性能を決定づける重要な要素である。ステレオ視方式の三次元距離センサーLSIの距離検知精度はイメージセンサーの横方向の画素数によって制限され、その画素数を増やすことによって距離検知精度の向上が可能であるが、その画素数の増加に比例してチップサイズと演算時間が二次関数的に増加する問題がある。第6章では、イメージセンサーの画素配置を工夫することで、画素サイズや集積度を変えることなく距離検知精度を向上させる手法を提案し、実際に試作した三次元距離センサーLSIを用いてその機能評価を行い、通常の画素配置と比較して距離検知精度を4倍に向上出来ることを確認した。その要点を以下に示す。

- 4-1) イメージセンサーの画素回路をライン毎に画素回路の幅の $1/8$ ずつシフトさせて配置することで、通常の画素配置の4倍の距離検知精度を実現する距離検知精度化向上手法を提案した。
- 4-2) 提案した距離検知精度向上手法では、画素配置をシフトさせたことで4つのラインセンサー間で視差が微妙に変化し、物体の距離に応じてそれぞれの相関結果の現れる座標が変化する。その結果、4つの相関結果の座標分布から距離を推定することによって距離検知精度を通常の画素配置の4倍に向上させることができることを示した。
- 4-3) 提案した距離検知精度向上手法を搭載した三次元距離センサーLSIを試作し、その距離検知実験の結果から実際に距離検知精度を4倍に向上できたことを確認した。
- 4-4) 提案した距離検知精度向上手法はLSIへの実装が容易であり、画素サイズや集積度、フレームレートを変えることなく距離検知精度を向上させることが出来るため、チップコストの増大を抑えたまま距離検知精度を向上させる効果があることを示した。

これら一連の研究によって、シングルチップ上に距離検知機能の全てを集積したことで低コスト、省サイズ、高速な距離演算、高い検知精度を両立するステレオ視方式三次元距離センサーLSIを実現した。そして、特徴量変調によって相関信号の鮮明化を行うことにより高い物体検知性能と、相関座標出力による高速データ出力と応用後処理の単純化が果たされた。また、フレームレートを維持するイメージセンサー広ダイナミックレンジ化手法と、チップサイズ増大を伴わない画素配置工夫による距離検知精度向上手法を実証し、三次元距離センサーLSIの実用化へ向けた高性能化を実現した。

本研究では、人や物の三次元の位置情報をリアルタイムに計測できる三次元距離センサーLSIを実現したが、このセンサーで危険警報装置や非接触入力インターフェース等の応用システムを実現するためには、いくつかの課題が存在し、より高度な機能拡張が求められる。これらを今後の課題として以下に纏める。

(1) 動き検知機能の実現

距離センサーをより高度にしたものとして動きセンサーが考えられる。距離センサーで動きを検知する場合、数フレームにわたって座標データの推移を追う必要がある。また、物体が複数ある場合にフレーム間での同一データの紐付けが非常に難しくなる問題がある。物体の動き(始点と終点)を直接検知することができれば、入退室の監視や非接触入力インターフェース等の応用システムの実現が容易となる。三次元距離センサーLSIの機能を応用して、異なるタイミングで撮影した画像間で相関を取ることで、物体の始点と終点の情報(動き)を相関座標データとして得ることが出来る。ただし、物体が奥行方向に動く場合、画像内における物体の大きさが変化するため、フレーム間でうまく相関ができない問題が発生すると思われる。また、この手法では動きと距離の情報を同時に取得できないため、出力データから実際の移動距離を計測することが出来ない課題もある。今後、これらの課題の解決が強く望まれる。

(2) 空間特徴量のない領域の検知

開発した三次元距離センサーLSIでは、輝度の空間変化量を特徴量とした相関演算によって距離検知を行う。そのため、輝度変化を認識できない領域、物体に対して距離を検知することが出来ない問題がある。例えば手の平や一様な平面では輝度変化がない、もしくは認識できないほど小さいためエッジ部分の距離しか検知できないことが多い。そのため、より細かな輝度変化を検知できるよう各回路の高精度化を図る他、輝度変化がない領域では強制的に変化を与えて距離検知可能とするような機能が求められる。

(3) 更なる低消費電力化

開発した三次元距離センサーLSIは、200mW程度と距離センサーとしては比較的低い消費電力を実現しているが、バッテリー駆動で動作させるには数十mW程度まで消費電力を抑える必要がある。そのためには、各回路構成と制御系の更なる最適化や製造プロセスの微細化を実施する必要がある。

(4) 応用システムの構築と実証実験

本研究では、実験室や屋内での動作検証が多く、屋外での動作検証はそれらに比べ限定的であった。今後は、実用化に向けて様々な応用システムを構築し、実際の使用を想定した環境での実証実験を行っていく必要がある。その過程で実用化への課題をより明確にし、三次元距離センサーLSIの有用性を更に向上させて行くことが重要である。

(5) 似た特徴を持つ対象物間で生じる擬似相関問題

視野内に似た特徴を持つ複数の物体が存在する場合、各物体の検知信号と差のない擬似相関信号が現れる問題がある。この問題を克服するために、三次元距離センサーで検知可能な空間特徴量の分解能を改善する必要がある。ただし、全く同一の特徴を持つ物体間で生じる擬似相関は原理的に除去することが出来ないため、この問題を完全に解決するためには、人間が行う物体認識手法と同様の知識処理等を活用した高次元の手法を確立する必要がある。

謝辞

本論文を結ぶにあたり、お世話になりました多くの方々に深く感謝致します。

九州工業大学マイクロ化総合技術センター 有馬裕 教授には、学部卒業研究から始まり約9年間に亘って、研究を進める上で学術的な御指導と御鞭撻を賜るとともに、物事の本質を捉える能力、問題解決へのアプローチ方法など研究者としての心得についても数々の御指導を賜り、心より深く感謝致します。

九州工業大学マイクロ化総合技術センター 中村和之 教授、同大学大学院情報工学研究院機械情報工学研究系 伊藤高廣 教授、同大学マイクロ化総合技術センター 馬場昭好 准教授、同大学大学院情報工学研究院電子情報工学研究系 小西直樹 准教授には、本論文を纏めるに際し、詳細な御検討と貴重な御指導を賜りました。また、本論文審査の副査を担当して頂きました。ここに、厚く御礼申し上げます。

九州工業大学マイクロ化総合技術センター 有吉哲也 助教には、約8年間に亘り様々な御指導と、日々の研究を行う上でのシステム面に関する多大なるサポートを賜り、深く感謝致します。

株式会社ひびきのシステムラボ 西村貴志 氏には、三次元距離センサーLSIのデモシステムや制御ソフトウェアに関して多大なるサポートを賜るとともに、学術的にも数々の知見を得る御助力を賜り、深く感謝致します。

本研究は、九州工業大学マイクロ化総合技術センターの施設を利用し行ったものであり、当施設の利用に関して、同センター 新海聡子 准教授、坂本憲児 准教授、同センター試作部 松島雅寛 氏、佐藤広和 氏、村山賢次 氏、同センター事務 岡松妙子 氏に深く感謝致します。

また、同じ有馬研究室で研究活動を行ってきた多くの方々に御礼申し上げます。特に、研究活動に関して多くの議論を交わした、川口徳仁 氏、ラモス・ヒルベルト 氏、外間大地 氏に心より感謝するとともに、彼らの更なる活躍を心より願います。

最後に、日々の研究活動を遂行する上での精神的な支えとなってくれた友人らに心より深く感謝致します。