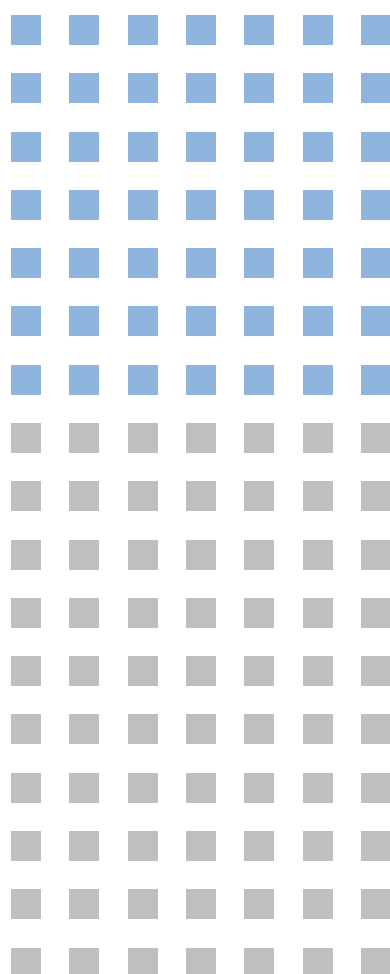


技 術 資 料

SD-26

NMOSリニアイメージセンサの 特性と使い方



目次

1. はじめに	3
2. NMOSリニアイメージセンサの概略	3
2-1 構成の概略	3
2-2 電荷蓄積方式の特長	3
2-3 シフトレジスタ読み出し方式の特長	3
3. NMOSリニアイメージセンサの種類と動作	4
3-1 NMOSリニアイメージセンサの種類	4
3-2 電流出力型NMOSリニアイメージセンサ	5
3-2-1 電流出力型の構成	5
3-2-2 電流出力型の動作原理	6
3-2-3 電流出力型の読み出し方式	7
3-2-4 電流出力型の端子電圧	7
3-2-5 電流出力型の入出力パルスタイミング	9
3-3 電圧出力型NMOSリニアイメージセンサ	10
3-3-1 電圧出力型の構成	10
3-3-2 電圧出力型の動作原理	11
3-3-3 電圧出力型の読み出し方式	11
3-3-4 電圧出力型の端子電圧	11
3-3-5 電圧出力型の入出力パルスタイミング	12
4. NMOSリニアイメージセンサの諸特性	14
4-1 入出力特性	14
4-1-1 電流出力型の入出力特性	14
4-1-2 電圧出力型の入出力特性	14
4-2 直線性変動率	14
4-3 分光感度特性	15
4-4 感度不均一性	15
4-5 暗出力	16
4-6 解像度	17
4-7 残像	18
4-8 ノイズ	19
4-8-1 電流出力型のランダムノイズ	19
4-8-2 電圧出力型のランダムノイズ	20
4-9 シフトレジスタの周波数特性	21
4-10 紫外線照射による特性の変化	22
5. 使用上の注意	22
5-1 蓄積時間の設定	22
5-2 出力の概算	23
5-3 使用光源	23
5-4 受光部の位置精度	24
5-5 使用上の注意	25
5-6 回路基板作成上の注意事項	25
6. 推奨回路	26
6-1 電流出力型用駆動回路	26
6-1-1 電流電圧変換方式	26
6-1-2 外部電流積分方式	29
6-2 電圧出力型用駆動回路	34
6-3 パルスジェネレータ	39
7. 標準駆動回路	40
7-1 回路構成別	40
7-2 機能別	40
7-3 電流出力型用外部電流積分方式標準回路 C7884シリーズ	42
7-3-1 製品の種類	42
7-3-2 仕様	43
7-3-3 推奨回路との比較	43
8. 信頼性	44

NMOSリニアイメージセンサの特性と使い方

1. はじめに

NMOSリニアイメージセンサは、主にマルチチャンネル分光光度計用検出器として設計された自己走査型フォトダイオードアレイです。広い受光面積、高紫外感度、紫外線に対する安定した特性、低暗電流と大飽和電荷量から得られる広いダイナミックレンジ、優れた出力直線性とユニフォミティ、低消費電力などの特長をもちます。受光窓は石英の他にファイバオプティクプレートをつけたタイプも用意されており、他のイメージ素子との結合が容易です。また分光光度計以外に、イメージリードアウトシステムなど多岐にわたる応用に対応できます。

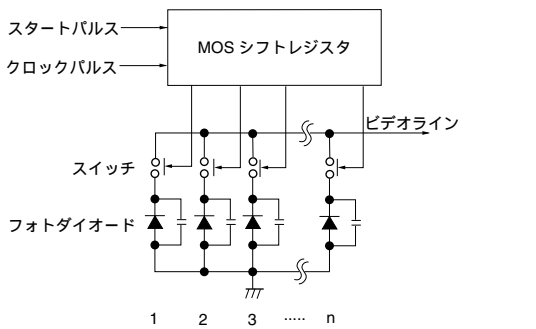
2. NMOSリニアイメージセンサの概略

本章ではNMOSリニアイメージセンサの構成と動作の概略を説明します。

2-1. 構成の概略

NMOSリニアイメージセンサは図2-1に示すように、フォトダイオードアレイから成る受光部、フォトダイオードの信号を読み出すスイッチ部、そのスイッチをアドレスするシフトレジスタから構成されています。

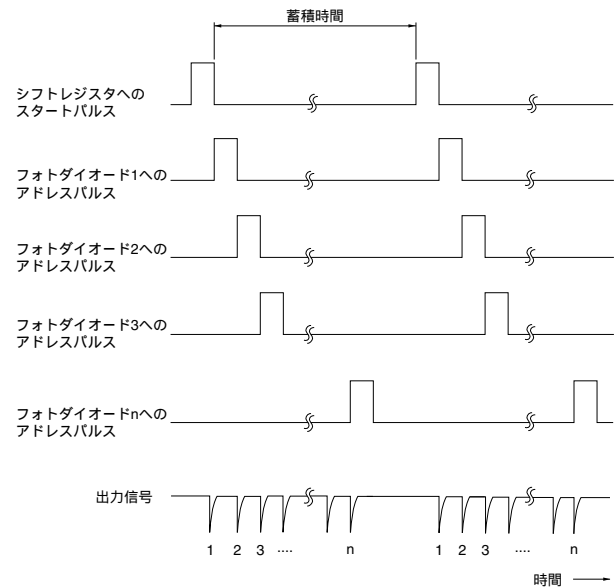
図2-1 NMOSリニアイメージセンサの概略図



KMPDC0057JA

NMOSリニアイメージセンサの場合、電荷蓄積方式によって信号読み出しを行います。この方式では、フォトダイオードにおいて光信号から電気信号に光電変換された電荷を、一時的にフォトダイオードの接合容量に蓄積します。そして各フォトダイオードに接続されたアドレススイッチを時刻をずらして順次オンさせることにより、各フォトダイオードの信号を1本の出力ライン(ビデオライン)を通じて読み出していきます。このスイッチをオンさせるアドレスパルスを作るのが、MOSシフトレジスタです。出力タイミング図を図2-2に示します。

図2-2 出力タイミング図



KMPDC0058JA

2-2. 電荷蓄積方式の特長

フォトダイオードのリアルタイム読み出し方式では出力は光の強さのみに比例しますが、電荷蓄積方式では光の強さと蓄積時間の積(露光量)に比例します。したがってフォトダイオードサイズが小さくても蓄積時間を長くすることによって、微弱光を検出することが可能になります。

NMOSリニアイメージセンサの場合、各フォトダイオードの蓄積時間は、読み出しスイッチをオンして信号を読み出してから、次に読み出すためにオンするまでの間で、シフトレジスタのスタートパルス信号の間隔に相当します。この時間内に生じた光の変化の様子は読み取ることができません。また、読み出しの際に各フォトダイオードのスイッチを時刻をずらしてオンさせるため、厳密には蓄積開始時刻にずれが生じます。そのため一様に光が当たっていても時間的に光量が変化している場合には各フォトダイオードの信号出力は様になりません。

信号電荷を蓄積するフォトダイオード接合容量は有限なため、出力電荷量には上限が存在します。これを飽和電荷量と呼びます。飽和露光量以上の光量を当てても信号出力は増加せず、過剰光に対しては信号を得ることはできません。

2-3. シフトレジスタ読み出し方式の特長

NMOSリニアイメージセンサは、時間をずらして各フォトダイオードの信号を1本の出力ラインを介して読み出していく方式をとっています。このため、各フォトダイオードに個別に読み出し回路を接続する必要がなく、外付け回

路が簡略化できます。

シフトレジスタに2相のクロックパルスを入力した状態で、スタートパルスを入力すると、アドレスパルスが1チャンネル目のフォトダイオードのアドレススイッチから順に送られ、各フォトダイオードに蓄積された信号が読み出されます。全チャンネルの信号が読み出される前に次のスタートパルスを入れると、同時に2つのスイッチがオンしてしまうため、異常動作となります。したがってスタートパルス間隔(蓄積時間)は全チャンネルの読み出し時間より長く設定する必要があります。

このようにNMOSリニアイメージセンサは、通常のフォトダイオードとは異なる読み出し方式を採用しているため、その特色を理解して入射光量、蓄積時間など動作条件を適切に設定する必要があります。

3. NMOSリニアイメージセンサの種類と動作

3-1. NMOSリニアイメージセンサの種類

浜松ホトニクスは、その構成により、以下の2タイプに分類されます。

1. 電流出力型 S3901～S3904シリーズなど
2. 電圧出力型 S3921～S3924シリーズ

電流出力型は、外部信号読み出し回路として電流積分方式を用いることにより、優れた直線性の出力を得ることができ、特に精度の要求される用途に適しています。また電流電圧変換方式を用いることにより、高速読み出しを行うことができます。

電圧出力型は、電流出力型の出力部にビデオライン容量を用いた電流積分回路とインピーダンス変換回路からなる信号出力処理回路を内蔵しています。電流出力型を電流積分方式で読み出した場合に比べると直線性精度が劣りますが、低インピーダンスのボックスカー波形出力がセンサ内

表3-1 NMOSリニアイメージセンサ一覧表

電流出力型

型名	画素数	画素サイズ (画素ピッチ × 高さ) (μm)	受光面サイズ [mm (H) × mm (V)]	主な特長
S3901-128Q	128	50 × 2500	6.4 × 2.5	●低消費電力 ●優れた出力直線性 ●広いダイナミックレンジ
S3901-256Q, F	256		12.8 × 2.5	
S3901-512Q, F	512		25.6 × 2.5	
S3904-256Q	256	25 × 2500	6.4 × 2.5	
S3904-512Q, F	512		12.8 × 2.5	
S3904-1024Q, F	1024		25.6 × 2.5	
S3902-128Q	128	50 × 500	6.4 × 0.5	
S3902-256Q	256		12.8 × 0.5	
S3902-512Q	512		25.6 × 0.5	
S3903-256Q	256	25 × 500	6.4 × 0.5	
S3903-512Q	512		12.8 × 0.5	
S3903-1024Q	1024		25.6 × 0.5	

電圧出力型

型名	画素数	画素サイズ (画素ピッチ × 高さ) (μm)	受光面サイズ [mm (H) × mm (V)]	主な特長
S3921-128Q	128	50 × 2500	6.4 × 2.5	●ボックスカー出力波形 ●簡単な外部読み出し回路 ●広いダイナミックレンジ
S3921-256Q	256		12.8 × 2.5	
S3921-512Q, F	512		25.6 × 2.5	
S3924-256Q	256	25 × 2500	6.4 × 2.5	
S3924-512Q, F	512		12.8 × 2.5	
S3924-1024Q	1024		25.6 × 2.5	
S3922-128Q	128	50 × 500	6.4 × 0.5	
S3922-256Q	256		12.8 × 0.5	
S3922-512Q	512		25.6 × 0.5	
S3923-256Q	256	25 × 500	6.4 × 0.5	
S3923-512Q	512		12.8 × 0.5	
S3923-1024Q	1024		25.6 × 0.5	

部で得られるため、外部読み出し回路の構成を簡単にすることができます。

表3-1に主な製品ラインアップを示します。なお、型名のサフィックスの「Q」は石英窓タイプ、「F」はファイバオプティクプレートタイプを示します。石英窓タイプは、紫外感度が高く、紫外線照射に対しても暗電流や感度などの特性が安定しています。また、ファイバオプティクプレートタイプを用いれば、イメージインテンシファイアなどの他の光学素子とのファイバ結合が容易になります。この他にファイバの入射面上に蛍光体を塗布し、10~100 keVのX線に対し感度をもたせた「FX」タイプがあり、電流出力型、電圧出力型のいずれのタイプについて供給が可能です。

さらに、近赤外感度を高めたS8380/S8381シリーズも用意しています。

3-2. 電流出力型NMOSリニアイメージセンサ

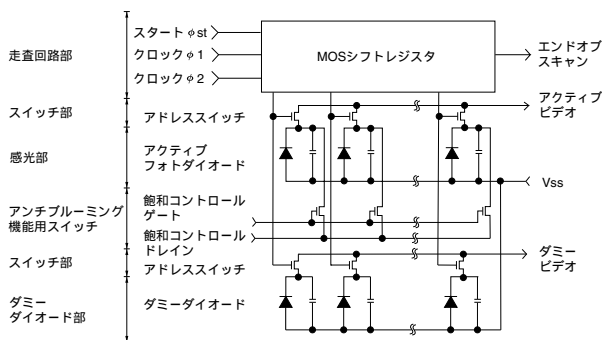
3-2-1. 電流出力型の構成

電流出力型NMOSリニアイメージセンサは受光部、読み出しスイッチ、シフトレジスタを集積化したものです。この他にダミーダイオード、アンチブルーミング機能用スイッチも配置されています。図3-1に電流出力型の等価回路、図3-2にピン配置図、表3-2にピン名称と機能を示します。

(1) シフトレジスタ

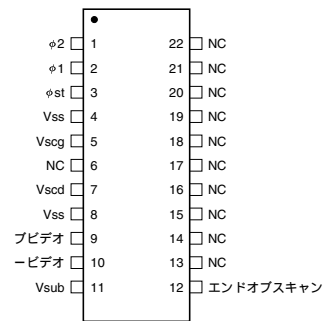
$\phi 1$ 、 $\phi 2$ 、 ϕst はシフトレジスタへの入力パルス端子です。シフトレジスタはNチャンネルMOSトランジスタで構成されており、外部から2相のクロックパルス $\phi 1$ 、 $\phi 2$ を加えた状態でスタートパルス ϕst を加えると、シフトレジスタ動作が開始し、1チャンネル目から順にアドレススイッチをオンさせるアドレスパルスが発生します。シフトレジスタは素子の温度上昇を抑えるため、低消費電力タイプになっています。全画素の読み出しが終わると、最終画素の次のタイミングでエンドオブスキャン (EOS)パルスが出力されます。

図3-1 等価回路 (電流出力型)



KMPDC0059JA

図3-2 ピン配置図 (電流出力型)



KMPDC0021JA

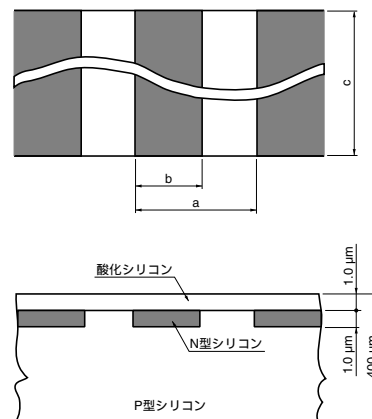
表3-2 ピン名称 (電流出力型)

	端子	端子機能
入力	$\phi 1$	クロックパルス 1
	$\phi 2$	クロックパルス 2
	ϕst	スタートパルス
	Vscd	飽和コントロールドレイン
	Vscg	飽和コントロールゲート
接地	Vss	グラウンド (アノード電位)
	Vsub	サブストレート電位
	NC	無接続
出力	アクティブビデオ	信号出力
	ダミービデオ	スイッチングノイズ出力
	エンドオブスキャン	エンドオブスキャン

(2) 受光部

受光部は、P型シリコン基板とその上に形成されたN型拡散層からなるPN接合フォトダイオードから成り、光信号を電気信号に変える光電変換機能と、得られた信号電荷を一時蓄積する機能を備えています。Vssはフォトダイオードのアノードに接続されています。フォトダイオードは紫外感度が高く、暗電流が小さくなるように設計されています。図3-3に構造図を示します。同図においてaはフォトダイオードのピッチ、bはフォトダイオードの拡散層の幅、cはフォトダイオードの高さを示します。

図3-3 受光部の構造図 (電流出力型)



S3901シリーズ	a=50 μm	b=45 μm	c=2.5 mm
S3904シリーズ	a=25 μm	b=20 μm	c=2.5 mm
S3902シリーズ	a=50 μm	b=45 μm	c=0.5 mm
S3903シリーズ	a=25 μm	b=20 μm	c=0.5 mm

KMPDA0147JA

(3) ダミーダイオード

ダミーダイオードは、電流－電圧変換読み出し方式で外部でスパイクノイズをキャンセルする際のスパイクノイズ信号を発生させるためのダイオードです。光に感じないようにアルミでシールドされています。

(4) 読み出しスイッチ

読み出しスイッチは、フォトダイオードまたはダミーダイオードのカソードをソース、ビデオラインをドレイン、アドレスパルス入力部をゲートとするNチャンネルMOSトランジスタからなるアドレススイッチアレイにより構成されています。フォトダイオードはアドレススイッチを介してアクティブビデオラインに接続され、ダミーダイオードは別のアドレススイッチを介してダミービデオラインに接続されています。シフトレジスタからのアドレスパルスにより、この2つのアドレススイッチが同時に開き、アクティブビデオラインからは出力信号とスパイクノイズ信号が、ダミービデオラインからはスパイクノイズ信号が出力されます。電流－電圧変換読み出し方式の際に、2本のビデオラインからの信号を外で差動増幅すれば低スパイクノイズの出力信号を得ることができます。なおスパイクノイズは、アドレスパルスが入った際に、アドレススイッチのゲートドレイン間の浮遊容量を介して現れます。

(5) アンチブルーミング機能用スイッチ

アンチブルーミング機能用スイッチ部はフォトダイオードのカソードをソース、飽和コントロールゲート V_{scg} をゲート、飽和コントロールドレイン V_{scd} をドレインとするNチャンネルMOSトランジスタからなるスイッチで構成されています。

飽和露光量以上の光量があるフォトダイオードに入射すると、信号電荷は飽和電荷量以上はそのフォトダイオードに蓄積できず、あふれ出した余剰信号電荷は隣接フォトダイオードやビデオラインに拡散し、信号の純度が劣化するブルーミング現象が起こります。

浜松ホトニクスNMOSリニアイメージセンサでは、ビデオラインへの通常の信号出力経路とは別に各フォトダイオードにもう1つこのアンチブルーミング機能用スイッチをつけ、余剰電荷をそこから逃がす構造にしています。

3-2-2. 電流出力型の動作原理

図3-4にフォトダイオードと読み出しスイッチの1画素の構成を、図3-5にその等価回路をそれぞれ示し、具体的な読み出し動作について説明します。

フォトダイオードは、P型シリコン基板上に形成したN型拡散領域からなるPN接合フォトダイオードです。読み出しスイッチはフォトダイオードのカソードをソース、ビデオライン側をドレイン、シフトレジスタからのアドレスパルス入力部をゲートとするNチャンネルMOSトランジスタで構成されています。フォトダイオードのアノード(シリコン基板)はGND、ビデオラインは正電位 V_b にバイアスされています。

シフトレジスタからアドレスパルスが読み出しスイッチ

のゲートに入り、スイッチがオンします。その結果、フォトダイオードのカソードはビデオラインと同電位になり、フォトダイオードは逆バイアス状態に初期化されます。この時フォトダイオード接合容量 C_j には $Q_j = C_j \times V_b$ なる電荷が電源から充電されます。スイッチがオフして蓄積が始まると、充電電荷は光入射で生成された電荷によって放電し、カソード電位はGND電位に近づいていきます。この放電電荷量は入射光量に比例して増加しますが、その最大量は初期に充電された電荷量で、これが飽和電荷量となります。

図3-4 読み出し部の構造

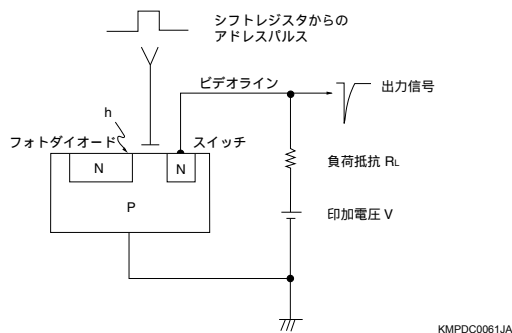
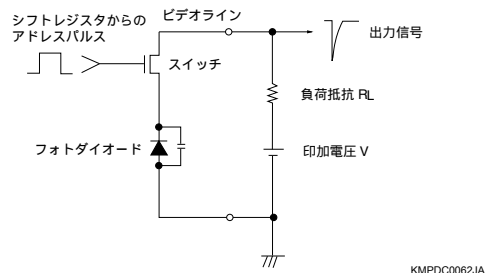


図3-5 電流－電圧変換方式の等価回路



再びアドレスパルスにより読み出しスイッチがオンすると、蓄積時間中の放電電荷に相当する電荷が負荷抵抗 R_L を通じて電源から充電され、フォトダイオードは再び初期化されます。このとき負荷抵抗 R_L の両端には充電電流による電位差が生じ、出力電圧として検出されます。この出力はビデオラインバイアス電圧 V_b からの負極性の微分波形です。この信号読み出し方式を電流－電圧変換方式と呼び、その動作の概略図を図3-6に示します。なお充電電流供給の際の等価入力抵抗を下げるるとともに、出力を正極性にするため、図3-7のようにオペアンプを用いた負帰還回路も用いられます。

図3-6 電流－電圧変換方式の動作の概略

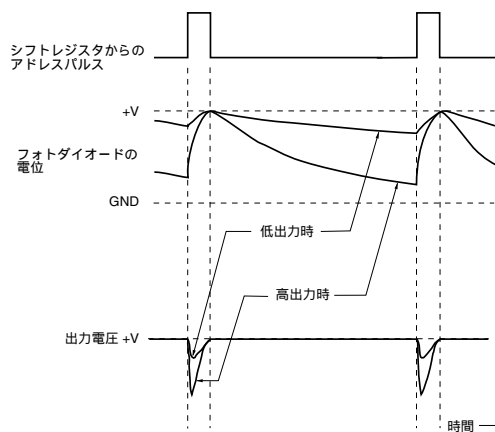
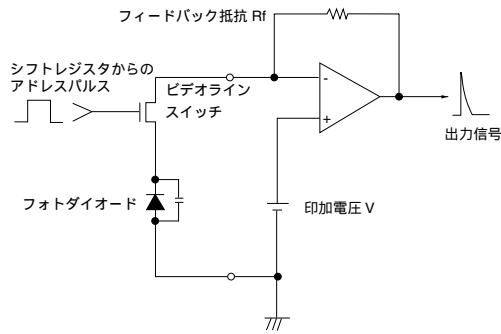


図3-7 オペアンプを用いた電流-電圧変換方式の等価回路



KMPDC0064JA

実際には、前に述べた光生成電流の他にも、空乏層内の再結合電流や表面リーク電流によって、充電電荷は徐々に放电していきます。この光照射に関係のない電流を暗電流、その出力を暗出力と呼びます。(4-5項参照)

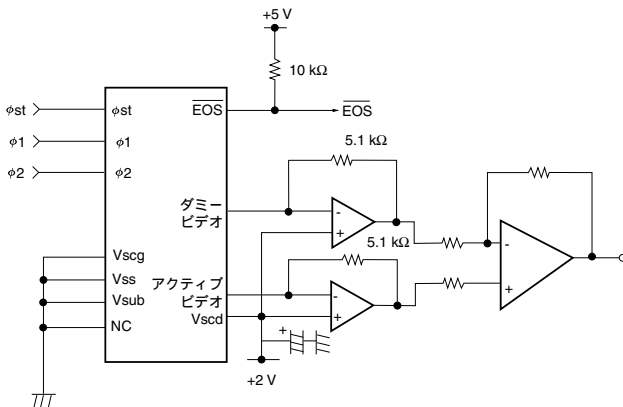
3-2-3. 電流出力型の読み出し方式

(1) 電流-電圧変換方式

前項では電流-電圧変換によって光信号を検知する方式を例にとって、読み出し動作の原理を説明しました。この方式では微分出力波形のピーク値を信号出力として読み取りますが、低出力時と高出力時の出力波形は完全に相似にはならず、低出力時ほどピークに達する時間は長くなり、ピーク値の微分波形の面積に対する割合は低下します。読み出し時の充電電荷量は微分波形の面積に相当するため、電流電圧変換方式における入出力特性は低出力時には傾きが高出力時より大きくなってしまいます。そのため、この方式は低出力領域において精度の要求される測定には適しません。ただし、高速読み出しが可能であることと、回路が簡略であるという利点をもっています。

図3-8に推奨読み出し回路を示します。ビデオラインとダミービデオラインからの信号をそれぞれ電流-電圧変換した後、両者の差動を取り、スパイクノイズを除去しています。

図3-8 電流-電圧変換方式の推奨読み出し回路



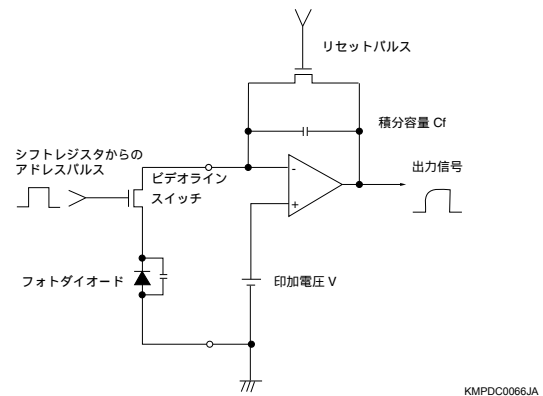
KMPDC0065JA

(2) 電流積分方式

一方、外部回路で充電電流を積分し充電電荷量を求める方式を用いれば、低出力領域でも精度の高い信号検出を行うことができます。図3-9にチャージアンプによる電流積分回路の構成図を示します。読み出しスイッチがオンする直前に、チャージアンプの積分容量 Cf を外部からのリセットパルスを用いて放電させます。読み出しスイッチがオンすると、蓄積期間中の放電電荷に相当する電荷が電源からフォトダイオード接合容量に充電され、フォトダイオードは初期化されます。同時にその充電電流によって積分容量 Cf も充電されます。そのため積分回路の出力端子には正極性の積分波形が得られ、その出力電圧 Vout は充電電荷量 Q に比例し、 $V_{out} = Q/C_f$ となります。また出力波形はボックスカー波形のため信号処理は容易になります。しかし出力波形の応答は積分容量 Cf の放電時定数で決まるため最大読み出し周波数は約100 kHz になります。

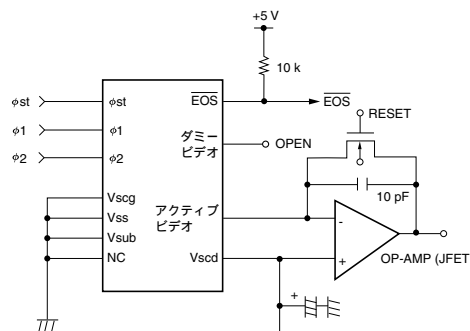
図3-10に推奨読み出し回路を示します。この方式を用いた評価回路として浜松ホトニクスはC7884シリーズを用意しています。C7884シリーズではランダムノイズ成分を低減させるため、後段にクランプ回路を接続しています。

図3-9 チャージアンプによる電流積分回路の構成図



KMPDC0066JA

図3-10 電流積分方式の推奨読み出し回路例



KMPDC0023JA

3-2-4. 電流出力型の端子電圧

表3-3に推奨端子電圧を示します。

2相のクロックパルス $\phi1, \phi2$ も正極性パルスで、推奨振幅電圧 $V\phi$ は5 V、最小は4.5 V、最大は10 Vです。スタートパルス ϕ_{st} も正極性パルスで、振幅電圧 $V\phi_{st}$ はクロックパルス電圧と同じです。シフトレジスタの動作にはDC電圧の印加は必要ありません。Vss, Vsub, NC端子はいずれも接地します。

表3-3 推奨端子電圧 (電流出力型)

項目		記号	Min.	Typ.	Max.	単位
クロックパルス電圧	High	$V\phi1, V\phi2$ (H)	4.5	5	10	V
	Low	$V\phi1, V\phi2$ (L)	0	-	0.4	
スタートパルス電圧	High	$V\phi_{st}$ (H)	4.5	$V\phi$	10	
	Low	$V\phi_{st}$ (L)	0	-	0.4	
ビデオバイアス電圧		V_b	1.5	$V\phi-3.0$	$V\phi-2.5$	
飽和コントロールドレイン電圧		V_{scd}	-	V_b	-	
飽和コントロールゲート電圧		V_{scg}	-	0	-	

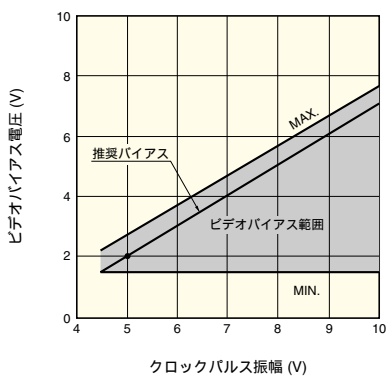
3-2-2項で説明したように、ビデオラインには正のバイアス電圧 V_b を加えます。電流-電圧変換方式や、電流積分方式の読み出し回路のオペアンプの非反転入力端子に加える電圧がこれに相当します。 V_b の推奨電圧はクロックパルス電圧から3 V引いた値で、 $V\phi$ が5 Vの時には2 Vとなります。最大は $(V\phi-2.5)$ V、最小は1.5 Vです。

この $V\phi$ に対して V_b の設定可能な電圧範囲を図3-11に示します。 $V\phi$ を大きな値に設定すれば、 V_b の設定可能な範囲は広がります。 V_b を大きくすると飽和出力電荷量が大きくなります。同時に暗出力も大きくなりますが、飽和出力電荷量ほど大きな変化はありません。反対に V_b を小さくすると出力波形の応答が速くなります。この様子を図3-12、13に示します。図3-12は $V\phi$ を10 Vにしたときの飽和電荷量、暗出力の V_b 依存性の測定例で V_b が2 Vのときの値に規格化した値を示しています。図3-13にはS3901-512Qの $V\phi$ を5 V, 10 Vとして電流-電圧変換方式で読み出したときの、クロックパルスが入ってから微分波形のピークまでの時間の V_b 依存性の測定例を示します。このように使用状況に応じてクロックパルス電圧 $V\phi$ 、ビデオバイアス電圧 V_b を適切に設定する必要があります。

飽和コントロールドレイン電圧 V_{scd} の推奨電圧は、ビデオラインバイアス電圧 V_b と同じ値です。飽和コントロールゲート V_{scg} は接地します。入射光強度が特に強く、この設定でもブルーミング現象が生じる場合は、 V_{scg} を正電位にすればブルーミング抑制の効果は高まります。ただし、同時に飽和電荷量が低下するため注意が必要です。この飽和コントロールゲート電圧 V_{scg} と飽和出力電荷量の関係を図3-14に示します。

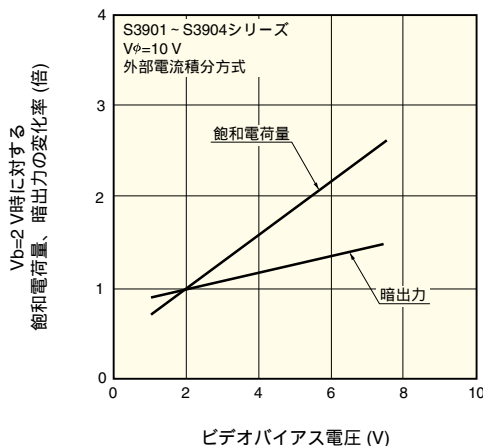
エンドオブスキャン端子は10 k Ω の抵抗で5 Vにプルアップすると、最終画素出力が出た次の $\phi2$ のタイミングで5 Vから負極性の信号が得られます。

図3-11 ビデオバイアス電圧マージン (電流出力型)



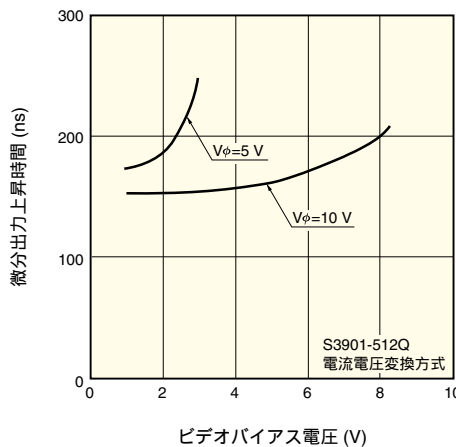
KMPDB0043JA

図3-12 飽和電荷量、暗出力-ビデオバイアス電圧



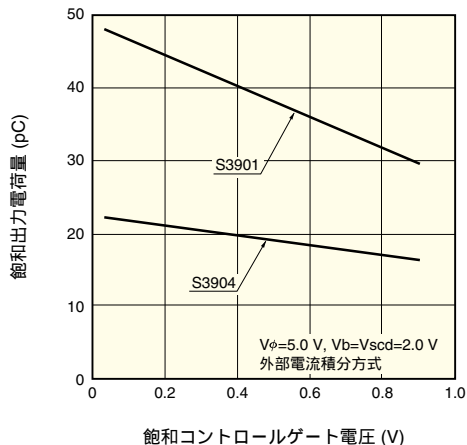
KMPDB0061JA

図3-13 微分出力応答時間-ビデオバイアス電圧



KMPDB0062JA

図3-14 飽和出力電荷量-飽和コントロールゲート電圧



KMPDB0063JA

3-2-5. 電流出力型の入出力パルスタイミング

図3-15に電流出力型の入出力パルスのタイミング図を、表3-4にクロック条件を、表3-5に波形条件をそれぞれ示します。

2相のクロックパルス $\phi 1, \phi 2$ は完全に分離していても相補な関係にあっても構いませんが、両パルスが同時にHighになる時間がないようにしてください。

$\phi 1, \phi 2$ の上昇/下降時間が20 ns以上かかる場合は、(上昇時間/下降時間 - 20) ns 以上のクロックパルススペース X1, X2を入れてください。また $\phi 1, \phi 2$ とも、最低200 nsの保持が必要です。フォトダイオードの信号は $\phi 2$ の各立ち上がりで得られるため、クロックパルスの周波数とビデオデータレートは等しくなります。

スタートパルス ϕ_{st} の大きさは $\phi 1, \phi 2$ と同じであり、Highレベルでシフトレジスタが動作を始め、信号読み出しを開始するため、スタートパルスの間隔で信号蓄積時間が決められます。 ϕ_{st} は最低200 nsの保持が必要で、 $\phi 2$ と最低200 nsオーバーラップしていなければなりません。さらに、シフトレジスタを正常に動作開始させるためには、 ϕ_{st} がHighレベルの間に、 $\phi 2$ は一度だけHighレベルからLowレベルに変化しなければいけません。

また、電流出力型のフォトダイオード電位のリセット動作は、アドレススイッチが開いている読み出し期間内に行われるため、アドレスパルスに同期した $\phi 2$ のパルス幅が短かすぎると残像現象の原因になります。 $\phi 2$ は走査動作の機能しかないので、同じクロックパルス周波数の場合、 $\phi 2$ のパルス幅を $\phi 1$ に比べ長く取る方が、特性的には有利です。ただし、1 MHz以上の高速読み出しの場合には、 $\phi 1$ と $\phi 2$ のデューティ比は1:1にしてください。

電流出力型の信号を外部電流積分方式で読み出す場合、この他に積分容量をリセットさせるリセットパルス ϕ_{reset} が必要になります。図3-16に示すようなタイミングのパルスを用いれば、前述のパルス条件を満足させながら、 $\phi 1$ と ϕ_{reset} を共用することができます。フォトダイオードのリセット電位を常に安定させるため、 ϕ_{reset} の立ち上がりを $\phi 2$ の立ち下がりより最低50 ns以上離す必要があります。この場合も $\phi 1$ に比べ $\phi 2$ のパルス幅を長く取った方が、フォトダイオード電位のリセット時間、出力の取り込み時間の点で有利ですが、 ϕ_{reset} のパルス幅が短すぎると積分容量のリセットが完全に行われず、逆に外部回路に起因する残像現象が発生するため注意が必要です。

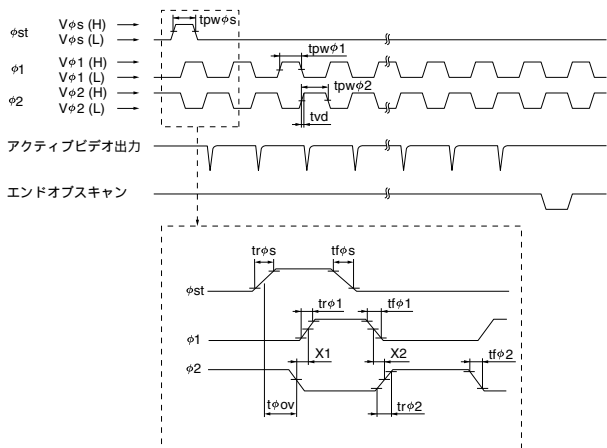
表3-4 クロック特性 (電流出力型)

項目			記号	Min.	Typ.	Max.	単位
動作周波数 (Vb=2 V, Vφ=5 V)			f	0.1	-	2000	kHz
クロックパルスライン容量 (5 V バイアス)	S3901 S3902	-128Q	Cφ	-	21	-	pF
		-256Q		-	36	-	
	S3903 S3904	-512Q		-	67	-	pF
		-256Q		-	27	-	
		-512Q		-	50	-	
		-1024Q		-	100	-	
飽和コントロールゲート容量 (5 V バイアス)	S3901 S3902	-128Q	Cscg	-	12	-	pF
		-256Q		-	20	-	
	S3903 S3904	-512Q		-	35	-	pF
		-256Q		-	14	-	
		-512Q		-	24	-	
		-1024Q		-	45	-	
ビデオライン容量 (2 V バイアス)	S3901 S3902	-128Q	Cv	-	7	-	pF
		-256Q		-	11	-	
	S3903 S3904	-512Q		-	20	-	pF
		-256Q		-	10	-	
		-512Q		-	16	-	
		-1024Q		-	30	-	

表3-5 パルス波形条件 (電流出力型)

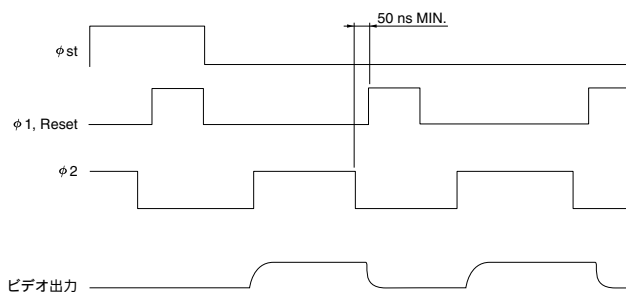
項目		記号	Min.	Typ.	Max.	単位
スタートパルス上昇/下降時間		trφs, tfφs	-	20	-	ns
スタートパルス幅		tpws	200	-	-	
クロックパルス上昇/下降時間		trφ1, trφ2 tfφ1, tfφ2	-	20	-	
クロックパルス幅		tpwφ1, tpwφ2	200	-	-	
スタートパルスークロックパルス 2 間 オーバーラップ時間		tφov	200	-	-	
クロックパルススペース		X1, X2	trf - 20	-	-	
ビデオ遅延時間 (飽和の 50 %) Vb=2 V, Vφ=5 V	S3901-128Q	tvd	-	80	-	
	S3901-256Q		-	120	-	
	S3901-512Q		-	160	-	
	S3902-128Q		-	70	-	
	S3902-256Q		-	110	-	
	S3902-512Q		-	140	-	
	S3903-256Q		-	80	-	
	S3903-512Q		-	120	-	
	S3903-1024Q		-	160	-	
	S3904-256Q		-	100	-	
S3904-512Q	-	150	-			
S3904-1024Q	-	200	-			

図3-15 パルスタイミング図 (電流出力型)



KMPDC0022JA

図3-16 外部電流積分方式のパルスタイミング例



KMPDC0024JA

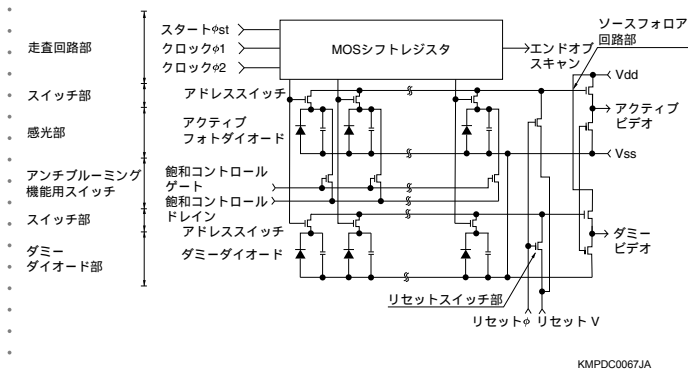
3-3. 電圧出力型NMOSリニアイメージセンサ

3-3-1. 電圧出力型の構成

電圧出力型NMOSリニアイメージセンサは受光部、読み出しスイッチ、シフトレジスタ、出力信号処理部が集積されたもので、出力をボックスカー波形で得ることができます。図3-17に電圧出力型の等価回路、図3-18に受光部の構造図、図3-19にピン配置図、表3-6にピン名称と機能を示します。

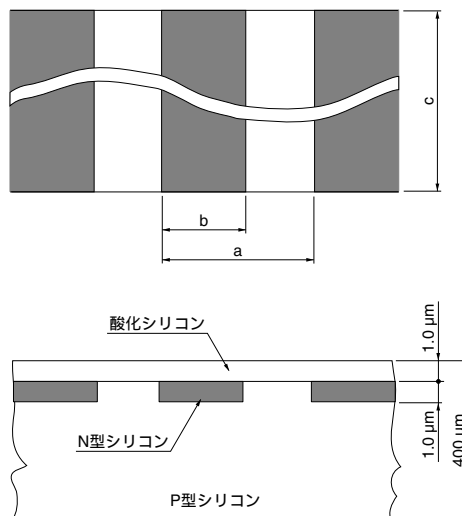
出力信号処理部以外の構成は電流出力型と同じで、 ϕ_{st} , ϕ_1 , ϕ_2 , V_{scd} , V_{scg} , V_{ss} , V_{sub} , NCの各入力端子、エンドオブスキャン出力端子は電流出力型とく同じ機能をもっています。 V_{dd} 、リセットVは出力信号回路への電圧入力端子で、リセット ϕ はパルス入力端子です。出力イッチングトランジスタと、出力信号のインピーダンス変換をするためのソースフォロア回路からなり、いずれもNチャンネルMOSトランジスタで構成されています。 V_{scd} 端子とリセットV端子はチップ内部で結線され、共通端子となっています。

図3-17 等価回路 (電圧出力型)



KMPDC0067JA

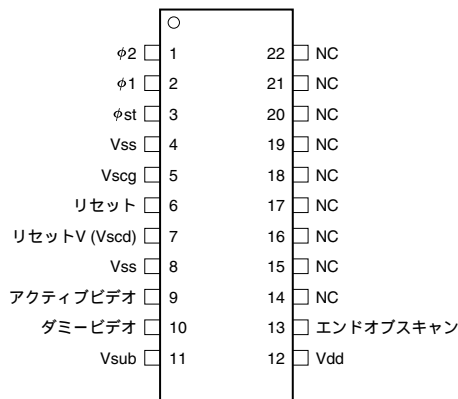
図3-18 受光部の構造図 (電圧出力型)



S3921シリーズ	a=50 μ m	b=45 μ m	c=2.5 mm
S3924シリーズ	a=25 μ m	b=20 μ m	c=2.5 mm
S3922シリーズ	a=50 μ m	b=45 μ m	c=0.5 mm
S3923シリーズ	a=25 μ m	b=20 μ m	c=0.5 mm

KMPDA0148JA

図3-19 ピン配置図 (電圧出力型)



KMPDC0025JA

表3-6 ピン名称 (電圧出力型)

	端子名	端子機能
入力	$\phi 1$	クロックパルス 1
	$\phi 2$	クロックパルス 2
	ϕst	スタートパルス
	Vscd	飽和コントロールドレイン
	Vscg	飽和コントロールゲート
	リセット V	リセット電圧
	リセット ϕ	リセットパルス
	Vdd	ソースフォロアドレイン電圧
接地	Vss	グランド (アノード電位)
	Vsub	サブストレート電位
	NC	無接続
出力	アクティブビデオ	信号出力
	ダミービデオ	スイッチングノイズ出力
	エンドオブスキャン	エンドオブスキャン

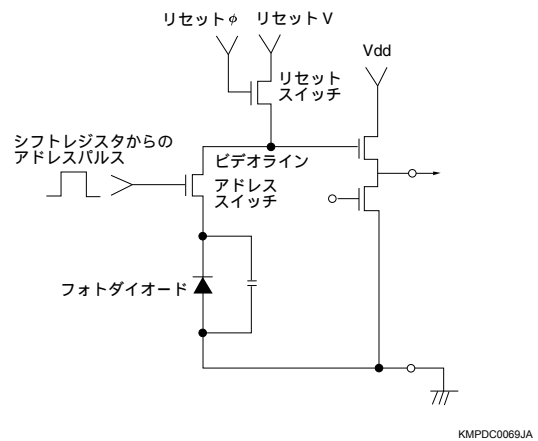
3-3-2. 電圧出力型の動作原理

図3-20にフォトダイオードと読み出しスイッチの1画素と出力信号処理部の等価回路を示します。

具体的な読み出し動作について説明します。ある時刻にアドレススイッチとリセットスイッチを同時にオンさせ、ビデオラインとフォトダイオードの電位を初期化します。このリセットスイッチはリセットV端子をソース、リセット ϕ 端子をゲート、ビデオラインをドレインとするMOSトランジスタで構成され、1画素の信号出力を読み出すごとにリセットパルスのリセット ϕ 端子にを入力し、ビデオラインとフォトダイオードの電位を、リセットV端子に加えるリセット電圧 V_r に初期化します。両スイッチがオフし、蓄積時間内にフォトダイオードの充電電荷は光出力や暗出力のため放電します。次にアドレススイッチのみがオンすると、ビデオラインとフォトダイオードの間に容量分割で電荷の再分配が生じ、フォトダイオード電位とビデオライン電位が一致するまでビデオラインからフォトダイオードに電荷が充電されます。このビデオラインの電位変化がソースフォロア回路のゲートに入力され、負荷用トランジスタを流れる電流が変化し、電圧信号として出力端子から読み出されます。その後、アドレススイッチがオンしたままでリセットスイッチもオンさせ、ビデオラインとフォトダイオードの電位が再び初期化されます。

この読み出し方式はビデオライン容量を利用して読み出すため、ビデオライン積分方式と呼ばれます。ダミービデオライン側も同様に動作します。負荷用トランジスタのゲートにはチップ内部で一定電圧が加えられています。出力はソースフォロア回路の特性とリセット電位で決まる一定の電位 (約1.5 V) から負極性で得られます。

図3-20 読み出し部の構造 (電圧出力型)

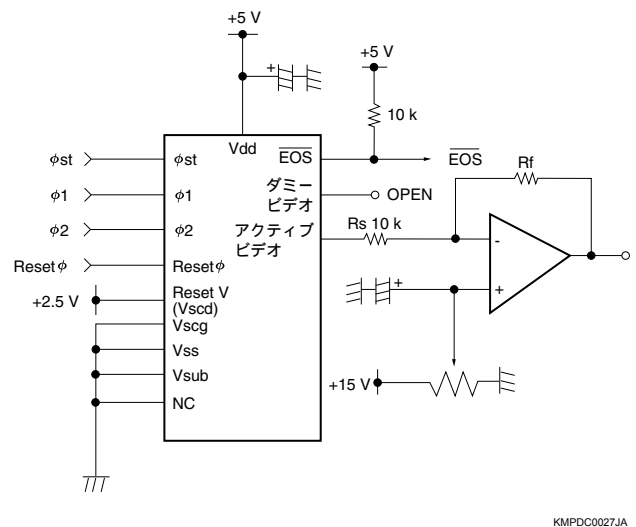


3-3-3. 電圧出力型の読み出し方式

電圧出力型の出力は正電位からの負極性のボックスカー波形で得られるため、外部回路で反転増幅、オフセット除去を行います。

図3-21に推奨読み出し回路を示します。この回路のゲインは R_f/R_s となります。 R_s は10 k Ω 以上の抵抗値のものを使用します。オペアンプの非反転入力側の可変抵抗を変化させてオフセット調整を行います。

図3-21 推奨読み出し回路 (電圧出力型)



3-3-4. 電圧出力型の端子電圧

表3-7に電圧出力型の推奨端子電圧を示します。

$\phi 1, \phi 2$ の振幅電圧 $V_{\phi 1}, V_{\phi 2}$ の推奨電圧は電流出力型と同様に5 Vで、上限は10 V、下限は4.5 Vです。 ϕst の振幅電圧 $V_{\phi s}$ はクロックパルス電圧 V_{ϕ} と同じ値にし、Vss, Vsub, NC端子は接地します。

電圧出力型の場合、フォトダイオードはリセットスイッチを介してリセットV端子電圧 V_r に初期化されます。この電圧は電流出力型におけるビデオバイアス V_b に相当します。電圧出力型の場合、このリセット電圧 V_r の推奨電圧は、クロックパルス電圧 V_{ϕ} から2.5 Vを引いた値で、 V_{ϕ} が5 Vのときの推奨値は2.5 Vとなります。なお、 V_r の設定値の上限は $(V_{\phi}-2)V$ 、下限は2 Vです。この V_{ϕ} に対して V_r

表3-7 推奨端子電圧 (電圧出力型)

項目		記号	Min.	Typ.	Max.	単位
クロックパルス電圧	High	$V_{\phi 1}, V_{\phi 2}(H)$	4.5	5	10	V
	Low	$V_{\phi 1}, V_{\phi 2}(L)$	0	-	0.4	
スタートパルス電圧	High	$V_{\phi st}(H)$	4.5	V_{ϕ}	10	
	Low	$V_{\phi st}(L)$	0	-	0.4	
リセットパルス電圧	High	$V_{r\phi}(H)$	4.5	V_{ϕ}	10	
	Low	$V_{r\phi}(L)$	0	-	0.4	
ソースフォロアドレイン電圧		Vdd	4.5	V_{ϕ}	10	
リセット電圧		Vr	2.0	$V_{\phi}-2.5$	$V_{\phi}-2.0$	
飽和コントロールドレイン電圧		Vscd	-	Vb	-	
飽和コントロールゲート電圧		Vscg	-	0	-	

の設定可能な電圧範囲を図3-22に示します。電流出力型と同様に V_{ϕ} を大きな値に設定すれば、 V_r の設定可能な範囲が広がり、 V_r を大きくすると飽和電荷量を大きくでき、小さくすると出力応答が速くなります。使用状況に応じてクロックパルス電圧 V_{ϕ} とリセット電圧 V_r を適切に設定する必要があります。リセットパルスはCMOSコンパチブルの正極性パルスで、リセットパルス振幅電圧 $V_{r\phi}$ はクロックパルス電圧 V_{ϕ} と同じ値にします。

出力処理回路部のソースフォロア回路のドレインにはVdd端子から定電圧を印加します。この電圧Vddはクロックパルス電圧 V_{ϕ} と同じ値にします。飽和コントロールドレイン電圧Vscdはリセット電圧 V_r と同じ値にして、飽和コントロールゲート電圧Vscgは接地します。

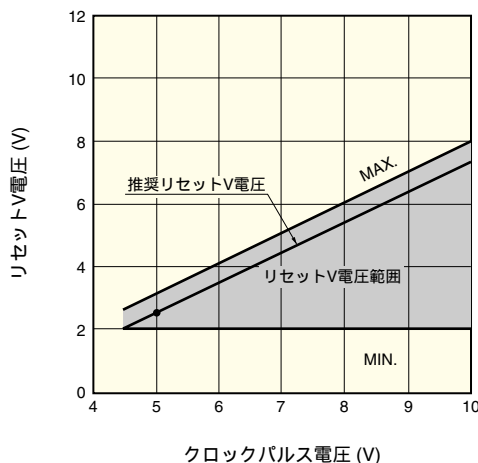
3-3-5. 電圧出力型の入出力パルスタイミング

図3-23に電圧読み出し型の入出力パルスのタイミング図を、表3-8にクロック特性を、表3-9に波形条件をそれぞれ示します。

クロックパルス $\phi 1, \phi 2$ とスタートパルス ϕst のタイミングは電流出力型と全く同じです。信号は $\phi 2$ が立ち上がってからリセットパルス ϕr が立ち上がるまでの期間で得られます。電圧出力型のリセット動作は電流出力型と違い、アドレススイッチとリセットスイッチを同時にオンしている期間に行われます。そのため、リセットパルスは必ずクロックパルス $\phi 2$ とオーバーラップしなければなりません。つまりリセットパルスは $\phi 2$ がHighレベルの時に立ち上がり、 $\phi 2$ がLowレベルの時に立ち下がるようにします。

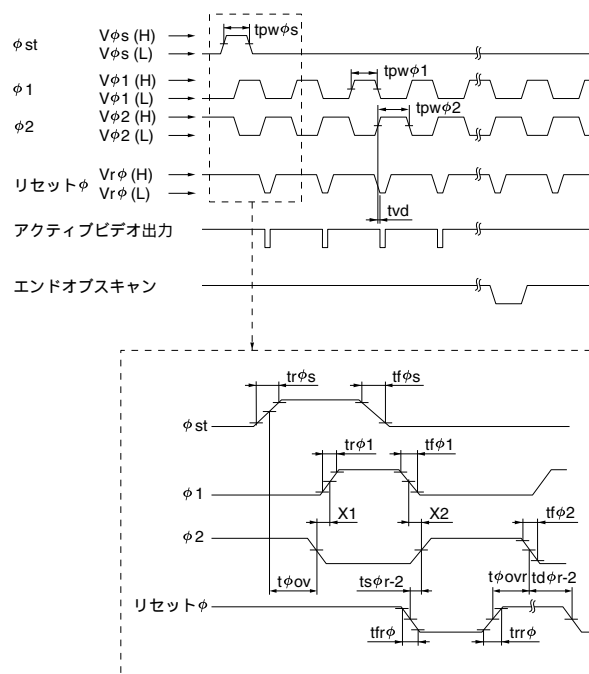
このオーバーラップ時間が短すぎるとフォトダイオード電位のリセットが完全に行われず残像現象の原因になります。 $\phi 1$ は走査動作の機能しかないので、電流出力型と同様に、同じクロックパルス周波数でも、図3-24に示したタイミング図のように $\phi 2$ のパルス幅を $\phi 1$ に比べ長く取る方が、特性的には有利です。ただし、 $\phi 1, \phi 2$ のパルス幅は最低でも200 ns以上に設定しなければなりません。またリセット電位を常に安定させるため、 $\phi 2$ の立ち上がりをリセットパルスの立ち下がりから最低50 ns以上遅らせる必要があります。

図3-22 リセット電圧マージン (電圧出力型)



KMPDB0047JA

図3-23 パルスタイミング図 (電圧出力型)



KMPDC0026JA

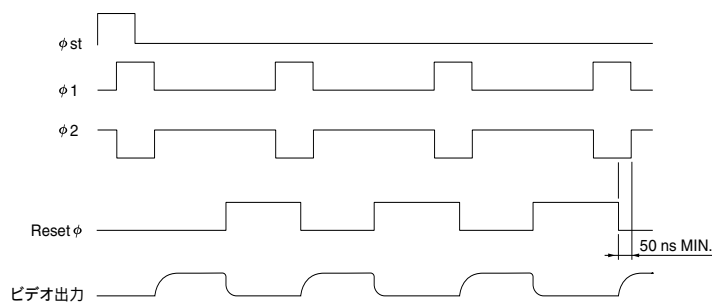
表3-8 クロック特性 (電圧出力型)

項目			記号	Min.	Typ.	Max.	単位
動作周波数 (Vr=2.5 V, Vφ=Vdd=5 V)			f	0.1	-	500	kHz
クロックパルスライン容量 (5 V バイアス)	S3921 S3922	-128Q	Cφ	-	21	-	pF
		-256Q		-	36	-	
		-512Q		-	67	-	
	S3923 S3924	-256Q		-	27	-	pF
		-512Q		-	50	-	
		-1024Q		-	100	-	
リセットパルス端子容量 (5 V バイアス)			Cr	-	6	-	pF
飽和コントロールゲート容量 (5 V バイアス)	S3921 S3922	-128Q	Cscg	-	12	-	pF
		-256Q		-	20	-	
		-512Q		-	35	-	
	S3923 S3924	-256Q		-	14	-	pF
		-512Q		-	24	-	
		-1024Q		-	45	-	

表3-9 パルス波形条件 (電圧出力型)

項目			記号	Min.	Typ.	Max.	単位
スタートパルス上昇/下降時間			trφs, tfφs	-	20	-	ns
スタートパルス幅			tpws	200	-	-	
クロックパルス上昇/下降時間			trφ1, trφ2 tfφ1, tfφ2	-	20	-	
クロックパルス幅			tpwφ1, tpwφ2	200	-	-	
リセットパルス上昇/下降時間			trrφ, tfrφ	-	20	-	
スタートパルスークロックパルス 2 間 オーバーラップ時間			tφov	200	-	-	
クロックパルス 2ーリセットパルス間 オーバーラップ時間			tφovr	660	-	-	
クロックパルス 2ーリセットパルス遅延時間			tdφr-2	50	-	-	
クロックパルススペース			X1, X2	trf-20	-	-	
クロックパルスーリセットパルススペース			tsφr-2	0	-	-	
ビデオ遅延時間 (飽和の 50 %) Vr=2.5 V, Vφ=Vdd=5 V	S3921 S3922	-128Q	tvd	-	100	-	
		-256Q		-	150	-	
		-512Q		-	200	-	
	S3923 S3924	-256Q		-	100	-	
		-512Q		-	150	-	
		-1024Q		-	200	-	

図3-24 パルスタイミング例 (電圧出力型推奨回路)



KMPDC0028JA

4. NMOSリニアイメージセンサの諸特性

本章ではNMOSリニアイメージセンサの基本的な諸特性について説明します。また具体的な測定例も併せて示します。なお、第6章で紹介するNMOSリニアイメージセンサ用駆動回路を用いて測定を行っています。

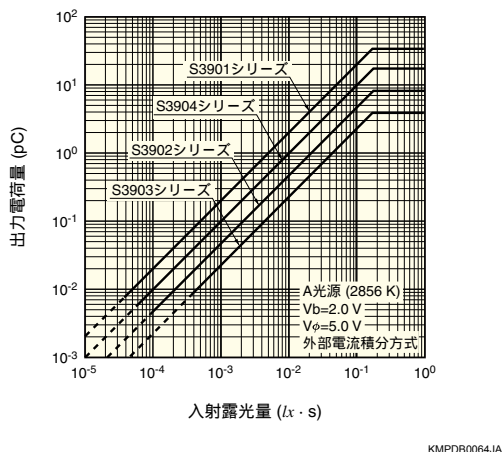
4-1. 入出力特性

イメージセンサの入射光量と信号出力の関係を示したものを入出力特性といいます。NMOSリニアイメージセンサは、第2章で述べたように電荷蓄積読み出し方式で動作しており、入射光量は照度 (lx) と蓄積時間 (s) の積、入射露光量 (lx・s) で表されます。

4-1-1. 電流出力型の入出力特性

電流出力型の場合、出力は出力電荷量 (pC) で表されます。図4-1に外部積分回路で読み出した場合のS3901～S3904シリーズによる測定例を示します。入射露光量が増加しても、出力電荷量の上限はフォトダイオード接合容量に充電できる電荷量で決まるため、入出力特性は屈曲点を持ち、その点における入射露光量を飽和露光量、出力電荷量を飽和電荷量と呼びます。光源は2856 Kのタングステンランプ (A光源) を用いています。感度は波長依存性をもつため使用光源によって変わります。画素数が異なり、ビデオライン容量が変化しても出力は変わりません。

図4-1 入出力特性測定例 (電流出力型)



4-1-2. 電圧出力型の入出力特性

電圧出力型の場合、出力は出力電圧 (mV) で表されます。電流出力型と同様、入出力特性には屈曲点が存在し、その点における入射露光量を飽和露光量、出力電圧を飽和出力電圧と呼びます。3-3-2項で説明したように、出力電圧はアドレススイッチが入ったときのフォトダイオードとビデオラインとの間の電荷の再分配で決まります。したがってフォトダイオードの大きさが同じでも感度と飽和出力電圧はビデオライン容量 (画素数) によってそれぞれ異なります。さらにソースフォロア回路には出力電圧の上限値が存在

するため、最終的な飽和出力電圧はその上限値によっても制限されます。「リセット電圧=2.5 V, Vdd=Vφ=5 V」の推奨動作条件の場合、ソースフォロア回路の出力の上限は約1.3 Vです。

図4-2, 3にはS3921/S3922シリーズ、およびS3923/S3924シリーズの測定例をそれぞれ示します。出力電圧はセンサ出力端子電圧を示しています。なお光源はA光源を用いています。

図4-2 入出力特性測定例 [電圧出力型 (50 μmピッチ)]

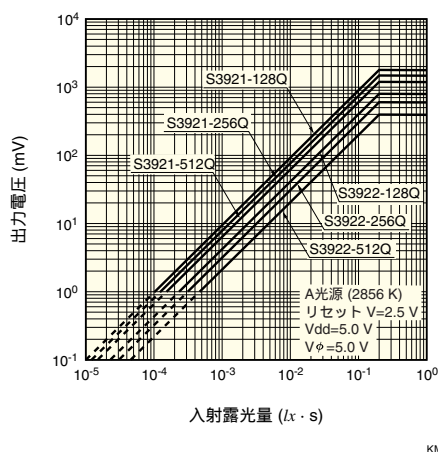
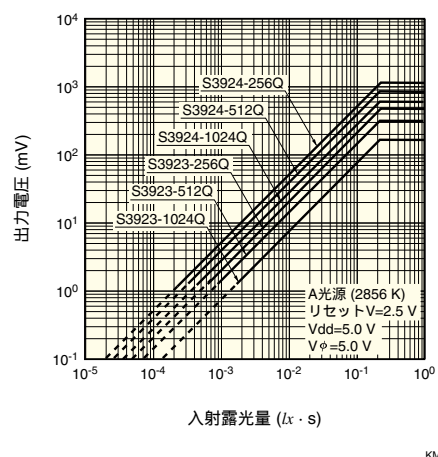


図4-3 入出力特性測定例 [電圧出力型 (25 μmピッチ)]



4-2. 直線性変動率

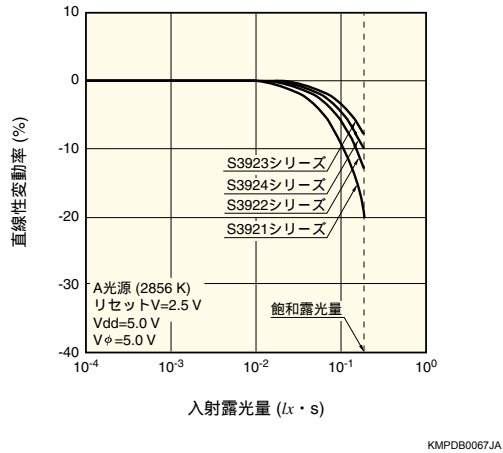
前項において入出力特性を対数グラフで示したときのグラフの傾きγの値はほぼ1ですが、実際の入出力特性はγ=1よりわずかにずれています。このずれを直線性変動率 (リニアリティエラー) と呼び、ある点におけるγ=1からのずれΔXを、そのときの出力Xで割った値をパーセント表示で表します。

電流出力型の場合、外部回路で電流積分読み出しを行えば、直線性変動率は飽和の95%以下の出力では小さく、精度の要求される測定に適しています。飽和電圧の95%以上では、一部がアンチブルーミング機能用スイッチに流れ始めるため、出力はγ=1より小さくなり、直線性変動率は-1%以上になります。

電圧出力型の場合、出力はビデオライン容量とフォトダイオード接合容量によって決まりますが、接合容量が電圧

依存性をもち飽和に近づくほど大きくなるため、出力は $\gamma=1$ より小さくなり、直線性変動率は大きくなります。図4-4に電圧出力型の直線性変動率を示します。飽和の10%の露光量では-2%で、それ以上では-2~数十%と大きくなります。このように電圧出力型は、取り扱いは簡単ですが直線性変動率が飽和に近づくほど大きくなるという欠点があります。

図4-4 直線性変動率測定例 (電圧出力型)



4-3. 分光感度特性

PN接合で形成された受光部に、入射した光のエネルギーがシリコンのバンドギャップ E_g より大きいと、価電子帯の電子が伝導帯に励起され、電子-正孔対が生成されます。この生成電荷は、拡散によってフォトダイオードの空乏層に到達し、電界で加速され接合を通過し、蓄積され信号として読み出されます。このため、バンドギャップより小さいエネルギーの光は感じる事ができず、この限界波長は $\lambda(\text{nm})=1239.5/E_g(\text{eV})$ で与えられます。シリコンのバンドギャップは常温で1.12 eVなので、シリコンの限界波長は1100 nmになり、シリコンではこれ以上の長波長の光を検出することができません。

また、シリコンの光吸収係数は波長によって異なり、長波長ほど吸収係数が小さくなります。すなわち長波長光ほどシリコン基板深部まで到達し、キャリアの生成位置が深くなります。一方キャリアは一定のライフタイムをもっており、生成されてから一定の距離(拡散長)しか拡散できないので、同じ入射光量が入っても空乏層に到達し信号として出力される確率は、キャリア生成深さによって変わり波長依存性を持ちます。さらにフォトダイオード上の酸化膜などの表面保護膜による入射光の干渉、反射、吸収のされ方も波長によって異なり感度に影響します。

この入射光の波長ごとの感度を表したものを分光感度特性といいます。同じシリコンでも、使用基板の種類やPN接合の拡散深さなどが違えば分光感度特性は変わります。図4-5にS3904-1024Q, Fの分光感度の測定例を示します。プロセスロットによって山谷の現れ方は多少異なります。PN接合の形成方法を工夫し、「Qタイプ」の場合、窓材は石英を用いているため紫外域まで高い感度をもっています。さらに解像度の悪い赤外光の特性への影響を小さくし、ま

た短波長光と長波長光の感度比率を小さくするため、ウェル構造を採用し長波長感度を抑え最高感度波長を600 nm付近にしてあります。

素子の温度が変わると、分光感度も変化します。これは温度上昇による上述の光吸収係数の増加が主な原因で、感度は温度に対しリニアに変化します。図4-6にNMOSリニアイメージセンサの各波長ごとの1°Cあたりの感度の変化率(温度係数)を示します。ある波長の温度係数を $C\lambda$ (%/°C)とし、温度が ΔT (°C)低くなると、感度は $C\lambda \cdot \Delta T$ (%)下がります。長波長ほど感度の変化が大きく、最大感度波長より長波長側で特にこの傾向が顕著です。

図4-5 分光感度特性例

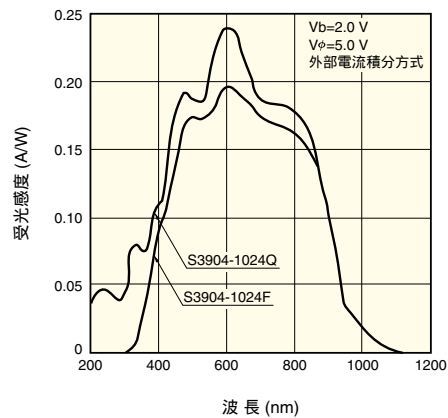
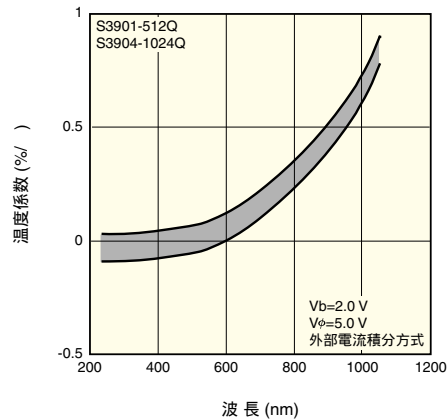


図4-6 分光感度の温度特性例



4-4. 感度不均一性

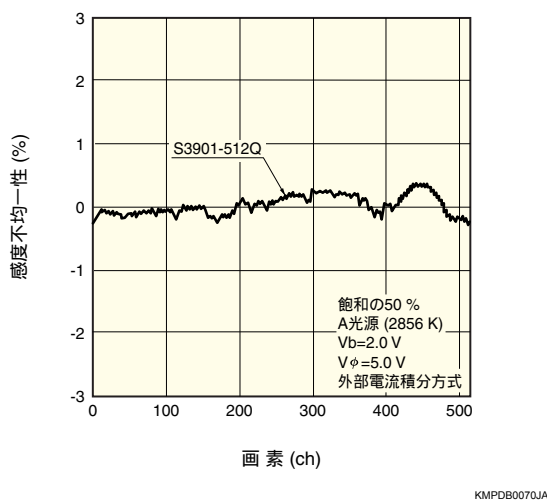
イメージセンサには多数のフォトダイオードが配列されていますが、それぞれのフォトダイオードの感度には、ばらつきがあります。これはシリコン基板内の結晶欠陥や製造工程における加工や拡散のばらつきなどに起因しています。浜松ホトニクスはNMOSリニアイメージセンサでは、フォトダイオードの有効受光面の全面に均一な光を入射したときの全画素の出力のばらつきを感度不均一性として次式のように定義しています。

$$PRNU = (\Delta X / X) \times 100 (\%)$$

ここでXは全画素の出力の平均値、 ΔX は最大または最小出力画素の出力とXとの差の絶対値です。測定時の平均出力値は飽和出力の50%とし、使用光源はA光源です。また1画素目と最終画素の出力は、画素の配列や入力パルスの連続性が中間の画素と異なるため、規格から除いています。図4-7にS3901-512Qの全画素の感度不均一性の測定例を示します。フォトダイオード長さが2.5 mmの場合、通常平均出力値に対し、ばらつきは $\pm 1\%$ 以内で良好な出力ユニフォミティを実現しています。なお、最大規格は $\pm 3\%$ 以内です。

なお受光窓上の傷や汚れが特定画素上の窓材の透過率を下げ、出力ユニフォミティを悪化させることがありますから、取り扱いには注意が必要です。

図4-7 感度不均一性 (測定例)



4-5. 暗出力

光が照射されていない場合の出力を暗出力(暗電流)といいます。暗出力は、フォトダイオードの空乏層内での再結合電流や表面のリーク電流などによりフォトダイオードの充電電荷が放電することによって発生します。出力の上限は飽和電荷量で制限されるため、暗出力が大きいと光出力のダイナミックレンジが狭くなります。また暗出力にもばらつきが存在し、それが光出力とともに出力されるので画素ごとに暗出力を減算する信号処理を行わない場合には、暗出力を光出力に比べ無視できる値に抑える必要があります。

暗出力電荷量は暗電流と蓄積時間の積で表され、蓄積時間に比例して増加します。したがって蓄積時間は暗出力の大きさを考慮して決めなければなりません。電流出力型NMOSリニアイメージセンサを外部電流積分回路で読み出す場合、暗出力電圧をVd (V)、積分容量をCf (pF)とすると暗出力電荷量 Qd (pC)はCf・Vdで与えられます。蓄積時間をTs (s)とすると暗電流 Id (pA)は次式で与えられます。

$$I_d = C_f \cdot V_d / T_s$$

温度が高いほど熱によって伝導帯から価電子帯に励起するキャリアの数が増えるため、暗電流は素子の温度に対し

指数関数的に変化します。浜松ホトニクスはNMOSリニアイメージセンサの場合、温度が約5°C上昇するごとに暗電流は2倍になります。1°Cあたりでは1.15倍変化し、温度が ΔT (°C)変化すると暗電流は $(1.15)^{\Delta T}$ 倍になります。したがって素子の使用温度の上限は暗出力の大きさに制限を受け、精度の必要な測定では素子温度を制御する必要があります。また電子冷却素子を用いて素子を冷却すれば暗電流は下がり、蓄積時間を長く設定できるため微弱光測定が可能になります。

図4-8には、電流出力型 S3901～S3904シリーズの暗電流の温度特性を示します。表4-1には25°Cにおける暗電流値(標準値、最大値)を示します。図4-9, 10にはS3901/S3904シリーズの素子温度を変化させた場合の暗出力電荷量の蓄積時間依存性をそれぞれ示します。図4-11にはS3904-1024Qの暗電流ユニフォミティの測定例を示します。浜松ホトニクスはNMOSリニアイメージセンサは暗出力、暗出力不均一性を小さく抑えるように設計されていますが、暗出力不均一性は出力均一性ほどは良好ではなく、また小さな突起が見られることもあります。

図4-8 電流出力型: 暗電流-温度 (測定例)

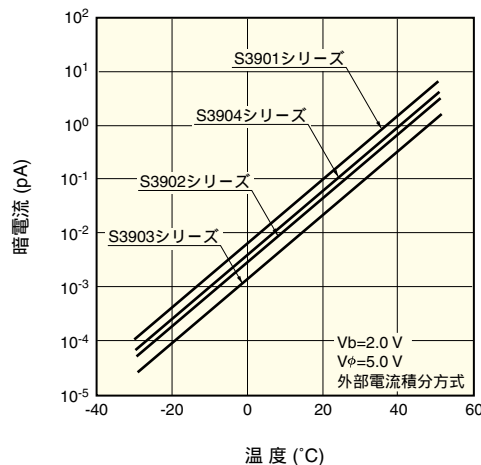


図4-9 暗電流-蓄積時間 (S3901シリーズ)

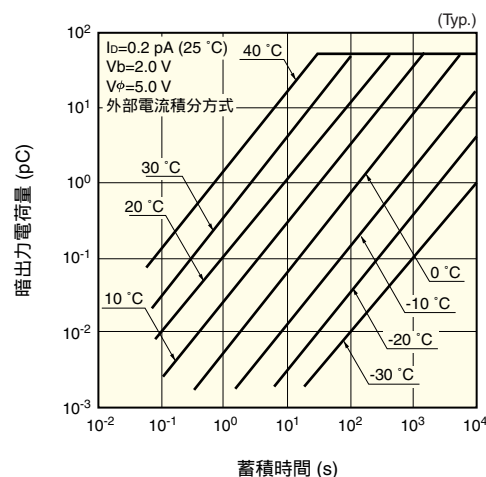
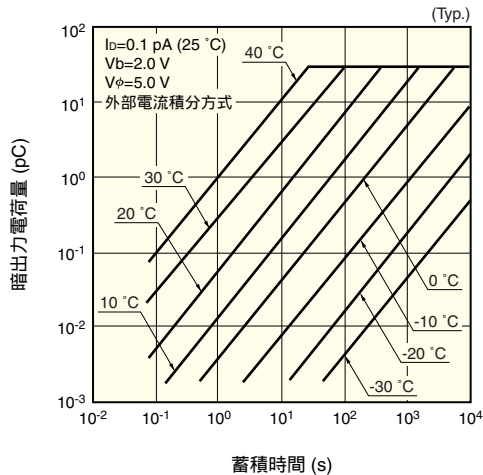
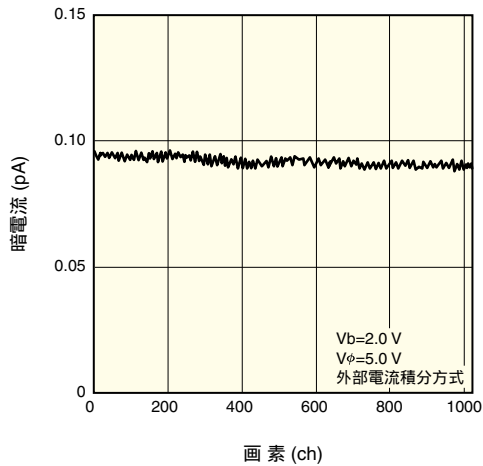


図4-10 暗電流－蓄積時間 (S3904シリーズ)



KMPDB0073JA

図4-11 暗電流ユニフォミティ測定例 (S3904-1024Q)



KMPDB0074JA

表4-1 電流出力型の暗電流値

型名	暗電流 Ta=25 °C (pA)	
	Typ.	Max.
S3901 シリーズ	0.2	0.6
S3902 シリーズ	0.08	0.15
S3903 シリーズ	0.04	0.08
S3904 シリーズ	0.1	0.3

外部電流積分方式、Vb=2 V, Vφ=5 V

4-6. 解像度

解像度とは入射光のパターンを、出力においてどれだけ細かく再現できるかを示す割合のことをいいます。イメージセンサの受光部は連続的ではなく、多くのフォトダイオードが規則的に並んでいるため、入射像を各画素ごとに分離して出力します。したがって図4-12に示すように間隔の違う白黒の繰り返し矩形波パターン像を入射すると、その繰り返し間隔が短くなるほど白黒の出力差が小さくなります。この入力に対する出力の変調の割合をCTF (Contrast Transfer Function)といい、次式で定義されます。

$$CTF = \frac{V_{W0} - V_{B0}}{V_W - V_B} \times 100 [\%]$$

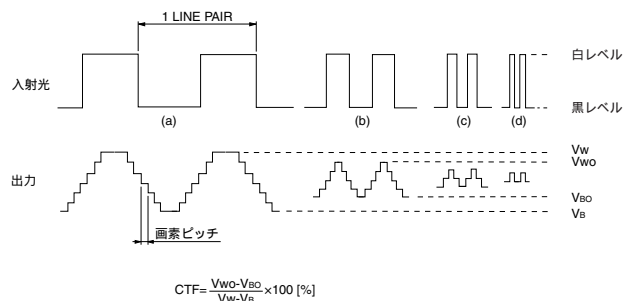
ここでV_W, V_Bは白画像、黒画像の出力、V_{W0}, V_{B0}は実際の出力の白レベル、黒レベルをそれぞれ示します。一方、正弦波パターン像入力に対する出力の割合はMTF (Modulation Transfer Function)で定義されます。

入射パターンの白黒の間隔の細かさは、入射像の空間周波数で与えられます。空間周波数は単位長さ当たりの繰り返しパターン数で、図4-12においてはパターンの白から白までの距離の逆数に当たります。単位は通常、「Line Pair/mm」が用いられます。図でもわかるように入射パターンが細かいほど、すなわち空間周波数が高いほどCTFは低下します。

浜松ホトニクスNMOSリニアイメージセンサの解像度はMTFで定義しています。実際はスリット光を受光部に移動させながら当て、ある1画素の出力応答を測定し、それをフーリエ変換することによって空間周波数とMTFの関係を求めています。図4-13, 14にS3901-512Q, S3904-1024Qについて、スリット光を移動させたときの出力応答をそれぞれ示します。横軸は出力測定を行う、ある1つのフォトダイオードの中心に対するスリット光の移動距離で、「0」はスリット光がフォトダイオードの中心に当たっている状態に相当します。また図4-15, 16にはその出力応答から求めたMTF特性をそれぞれ示します。

解像度にも波長依存性があり、長波長光ほど解像度が悪くMTFが低いことが図からわかります。これは長波長の光ほど基板深部で光電変換が行われるため、発生した電荷がPN接合の空乏層に到達するまでに、横方向に拡散する距離も長くなり隣接画素へ漏れ込む確率が高いからです。しかし浜松ホトニクスNMOSリニアイメージセンサはウェル構造を採用しており、深い所で発生したキャリアは基板側に吸い取る構造のため、長波長光の解像度劣化を抑えています。図4-13, 14からスリット光を移動した際の出力応答の半値幅は、600 nmではフォトダイオードピッチの80%であることがわかります。

図4-12 CTF特性



KMPDC0070JA

図4-13 スリット光を入射したときの出力応答特性例 (S3901-512Q)

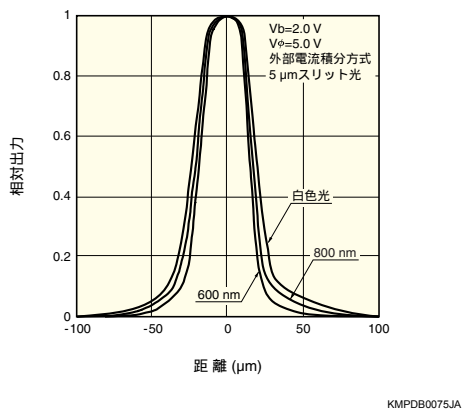


図4-14 スリット光を入射したときの出力応答特性例 (S3904-1024Q)

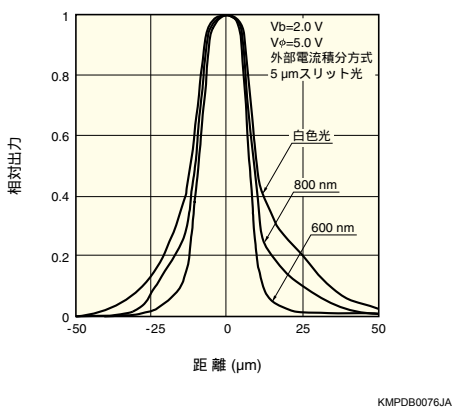


図4-15 MTF特性測定例 (S3901-512Q)

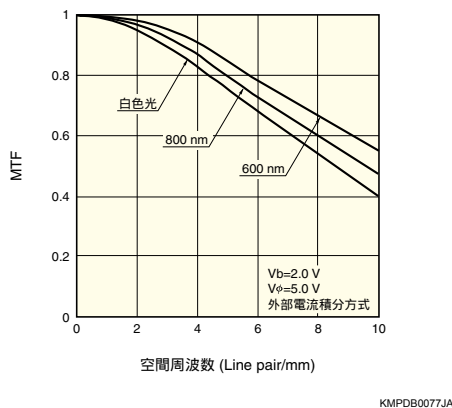
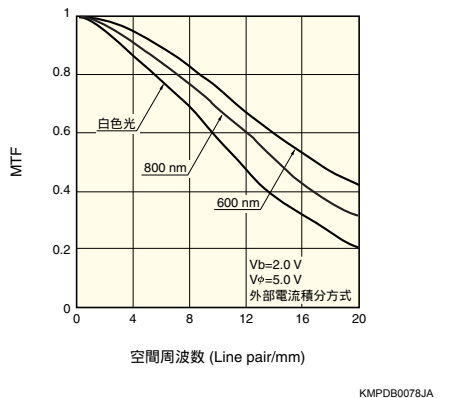


図4-16 MTF特性測定例 (S3904-1024Q)



4-7. 残像

残像とは、1回の走査で出力信号を読み出した後、次の走査時にも前回の走査で出力されるべき出力信号が残る現象をいい、タイムラグ現象とも呼ばれます。具体例を図4-17で説明します。光が時刻 Tに明状態から暗状態に変化したとします。時刻 Tの次の1回目の読み出し時には蓄積時間内に光が当たっていたため、ある出力信号が読み出されます。その次の2回目の読み出し時には蓄積時間内に光は当たっていないため、本来、光信号は読み出されません。しかし、1回目の読み出し時にすべての信号を完全に読み出せないと、光信号が無いはずの2回目の読み出し時にその信号が読み出されてしまいます。このように残像は入射光の急激な変化に出力が完全に追従できないために生じ、これによって時間に対する信号の精度が低下します。

残像は、フォトダイオードの電位の初期化が行われないために起こります。電流出力型の場合、フォトダイオードのリセット動作は第2章で述べたように、アドレススイッチがオンしている間に電源からフォトダイオード容量を充電し、フォトダイオード電位をある正電位にすることによって行います。その充電時定数はフォトダイオード容量 C_p とアドレススイッチのオン抵抗 R_{on} で決まるため、アドレス時間が短いと完全に充電電荷を注入しきれず、本来のリセット電位より低い電圧にリセットされてしまいます。次の読み出し時には光が当たっていても、その低い電位から実際のリセット電位に電荷が充電されるため、その充電電流によって信号が読み出されます。

このように残像とリセット時間の間には密接な関係があり、高速読み出しになるほど残像量は増加します。図4-18にはS3901/S3904シリーズを電流-電圧変換で読み出した場合のリセット時間と残像量の関係の測定例を示します。残像量は入射光を明状態から暗状態に変化させ、ある出力を読み出した次の読み出し時の出力を実際1回目に読み出されるべき出力で割ったパーセントで示しています。リセット時間が長いほど残像量が指数関数的に減少し、フォトダイオード面積の大きいS3901シリーズでもリセット時間を2.5 μ s以上取れば、読み残し量が0.1%以下になることがわかります。

電流出力型の場合は、前述したようにアドレススイッチがオンしている時間(クロック2が入っている時間)がリセット時間に相当しますが、電圧出力型の場合はアドレススイッチが入り、さらに外部からリセットスイッチへのリセットパルスが入っている時間にリセット動作が行われるため、リセット時間はクロック2とリセットパルスのオーバーラップしている時間に相当しますので注意が必要です。図4-19にはS3921/S3924シリーズのクロック2とリセットパルスのオーバーラップ時間と残像量の関係の測定例を示します。オーバーラップ時間が長いほど残像量が指数関数的に減少し、S3921-512Qでもリセット時間を2 μ s以上取れば、読み残し量が0.1%以下になることがわかります。

これまで光が急激に減少した場合について説明しましたが、逆に増加した場合も同様な現象が起こり、この場合は実際の出力よりも小さい信号が出力されます。また読み残し量が多い場合は、残像は1回だけでなく数回後の読み出しにも影響し、定常出力状態になるまで何回かの読み出しが必要になります。このとき入射光の変化に対し信号処理の時間に余裕がある場合は、残像の影響を少なくするため信号変化後、出力が定常状態になるまでダミー走査を行い、安定してからデータの取り込みを行います。

図4-17 残像

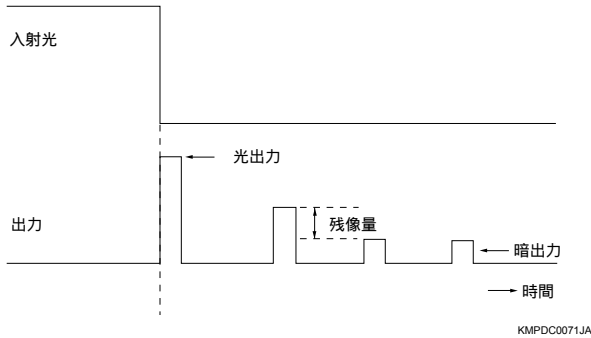


図4-18 残像量測定例 (電流出力型)

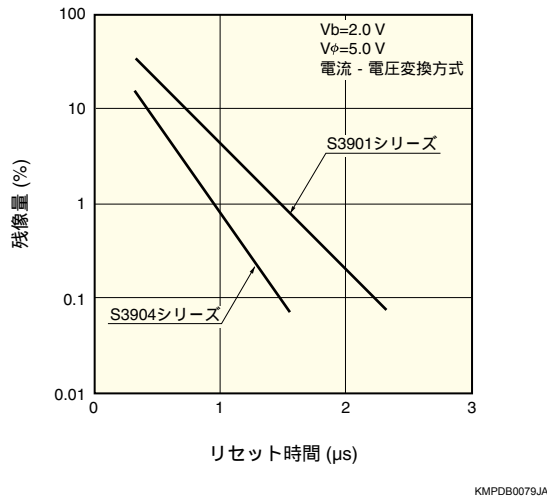
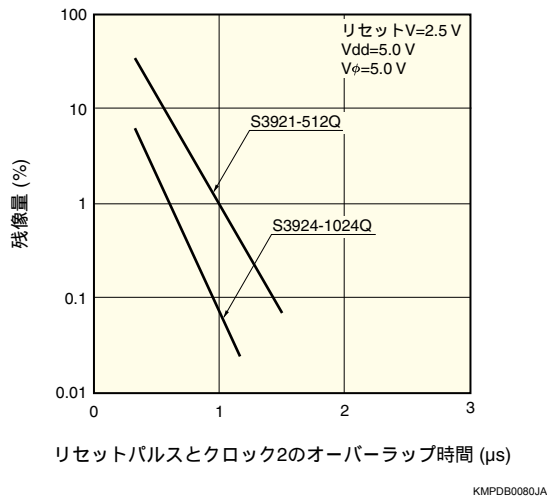


図4-19 残像量測定例 (電圧出力型)



4-8. ノイズ

NMOSリニアイメージセンサのノイズは固定パターンノイズとランダムノイズに大別されます。

固定パターンノイズにはスパイクノイズと暗出力があります。スパイクノイズは、アドレスパルスが入ったときにMOSスイッチのドレインゲート間容量を介してビデオラインに現れるスイッチングノイズです。これらのノイズの大きさは読み出し条件によって一定で、いずれも画素ごとにソフトウェア上で減算処理ができます。

一方、ランダムノイズは信号が出力される過程で起こる不規則な電圧、電流、電荷のゆらぎによって生じ、センサ内部で発生するものと読み出し回路で発生するものがあります。固定パターンノイズを外部回路で減算処理した場合、ランダムノイズがイメージセンサの微弱光に対する検出限界、つまりダイナミックレンジの下限を決定します。浜松ホトニクスでは実際の使用状態を想定し、NMOSリニアイメージセンサ単体でなく、読み出し回路からの最終出力においてランダムノイズの評価を行っています。以下に電流出力型と電圧出力型それぞれについて、浜松ホトニクスの駆動回路で読み出した場合のランダムノイズについて説明します。なお、ノイズ量はイメージセンサへの入力電荷量に換算した等価入力雑音電荷量で示し、単位は実効雑音電子数 (electrons r.m.s.) です。

4-8-1. 電流出力型のランダムノイズ

電流出力型NMOSリニアイメージセンサを外部電流積分方式を用いて読み出す場合、ランダムノイズの成分は次の5種類となります。

- (1) 暗電流によるショットノイズ
- (2) フォトダイオードのリセットノイズ
- (3) 読み出し回路の積分容量のリセットノイズ
- (4) 読み出し回路の電流性ノイズ
- (5) 読み出し回路の電圧性ノイズ

図4-20に電流出力型NMOSリニアイメージセンサを外部電流積分回路で読み出した場合のノイズ量を示します。横軸はフォトダイオード容量とビデオライン容量の和です。また、読み出し速度は1画素あたり64 μs、蓄積時間は100 ms、素子温度は15 °Cで動作させています。ノイズ量は画素サイズ、画素数によって異なり、2000~3500 electrons r.m.s. です。

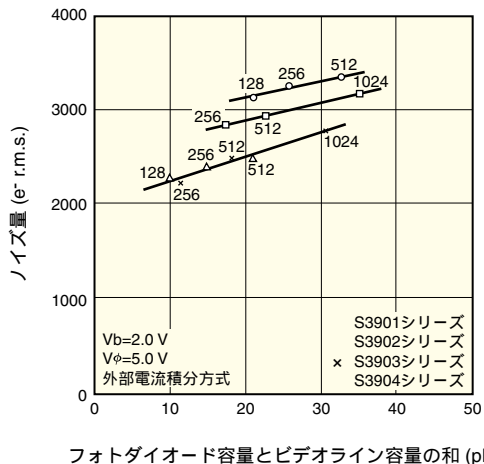
通常、電流積分回路では(3)の積分容量をリセットする際に発生するリセットノイズが支配的になります。しかし、リセット直後の期間に、信号を強制的に一定電位(GND)に固定するクランプ回路を導入することにより、この成分を大幅に低減させることができます。そのためノイズ量は(5)の読み出し回路の電圧性ノイズと(2)のフォトダイオードのリセットノイズが大きな成分になっています。読み出し回路の電圧性ノイズはビデオライン容量とフォトダイオード容量の和に、フォトダイオードのリセットノイズはフォトダイオード容量の平方根にそれぞれ比例して増加します。フォトダイオード面積が大きいS3901/S3904シ

リーズは特にフォトダイオードのリセットノイズの成分の割合が大きくなっています。

(1)の暗電流によるショットノイズは暗出力電荷の不規則な発生によるゆらぎで生じます。そのノイズ量は上述の測定条件では小さい値ですが、暗出力電荷量とともに増加するため、蓄積時間、温度(暗電流値)など動作条件によって値が異なります。図4-21にS3904-1024Qの暗出力電荷量に対するノイズ量(理論値)を示します。暗出力電荷量が増加するにしたがって、この暗電流によるショットノイズの成分の割合が増し、ノイズ量が増加します。この他にノイズの発生源としては光が入射した際に、光で励起された電荷によるショットノイズがあります。これは入射フォトンが不規則に到達することによるゆらぎで生じます。このように実際の動作環境によっては図4-20で示した値が得られない場合があります。

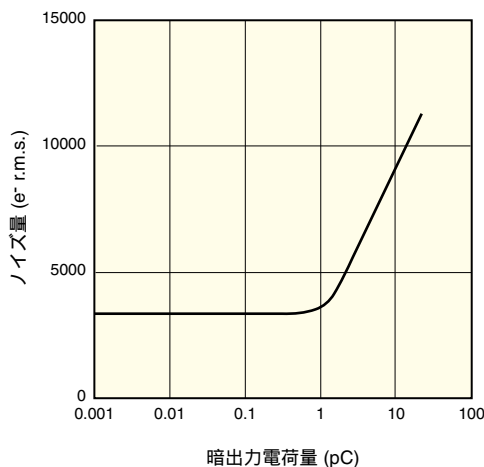
飽和出力電荷量と図4-20に示したノイズ量を電荷に換算した値をそれぞれダイナミックレンジの上限、下限とすると、これらの比からダイナミックレンジが得られます。表4-2に電流出力型のダイナミックレンジを示します。

図4-20 ノイズ量(電流出力型)



KMPDB0081JA

図4-21 ノイズ量—暗出力電荷量 (S3904-1024Q, 理論値)



KMPDB0082JA

表4-2 電流出力型のダイナミックレンジ

型名	DR	ADC
S3901-128	9.5×10^4	16
-256	9.1×10^4	
-512	8.7×10^4	
S3902-128	2.5×10^4	15
-256	2.4×10^4	
-512	2.3×10^4	
S3903-256	1.2×10^4	14
-512	1.0×10^4	
-1024	0.9×10^4	
S3904-256	4.4×10^4	15
-512	4.2×10^4	
-1024	4.0×10^4	

4-8-2. 電圧出力型のランダムノイズ

電圧出力型NMOSリニアイメージセンサを外部で反転増幅方式を用いて読み出す場合、ランダムノイズの成分は次の6種類で表されます。

- (1)暗電流によるショットノイズ
- (2)フォトダイオードのリセットノイズ
- (3)ビデオラインのリセットノイズ
- (4)読み出し回路の電流性ノイズ
- (5)読み出し回路の電圧性ノイズ
- (6)読み出し回路の反転増幅器の抵抗のジョンソンノイズ

図4-22に電圧出力型NMOSリニアイメージセンサを外部反転増幅回路で読み出した場合のノイズ量を示します。横軸はフォトダイオード容量とビデオライン容量の和です。また、読み出し速度は1画素あたり64 μs 、蓄積時間は100 ms、素子温度は15 $^{\circ}\text{C}$ で動作させています。ノイズ量はフォトダイオード容量とビデオライン容量の和に比例し、2000~5500 electrons r.m.s.です。

ノイズ量は(4)読み出し回路の電流性ノイズ、(6)読み出し回路の反転増幅器の抵抗のジョンソンノイズ、(3)ビデオラインのリセットノイズの順で大きい成分を占めています。読み出し回路の電圧性ノイズとジョンソンノイズはフォトダイオード容量とビデオライン容量の和に比例し、ビデオラインのリセットノイズはビデオライン容量の平方根に比例しています。電流出力型と同様、動作条件によって(1)暗電流によるショットノイズ、光入射によるショットノイズは変化します。

飽和電圧値と図4-22に示したノイズ量をフォトダイオード容量とビデオライン容量から電圧に換算した値をそれぞれダイナミックレンジの上限、下限とすると、これらの比からダイナミックレンジが得られます。表4-3に電圧出力型のダイナミックレンジを示します。

図4-22 ノイズ量 (電圧出力型)

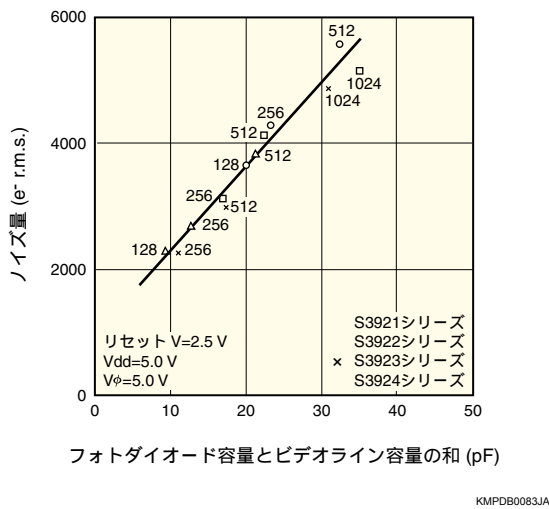


表4-3 電圧出力型のダイナミックレンジ

型名	DR	ADC
S3921-128	4.7×10^4	15
-256	4.5×10^4	
-512	4.1×10^4	
S3922-128	2.4×10^4	15
-256	2.1×10^4	
-512	1.7×10^4	
S3923-256	1.4×10^4	14
-512	1.1×10^4	
-1024	0.7×10^4	
S3924-256	3.9×10^4	15
-512	3.0×10^4	
-1024	2.7×10^4	

4.9. シフトレジスタの周波数特性

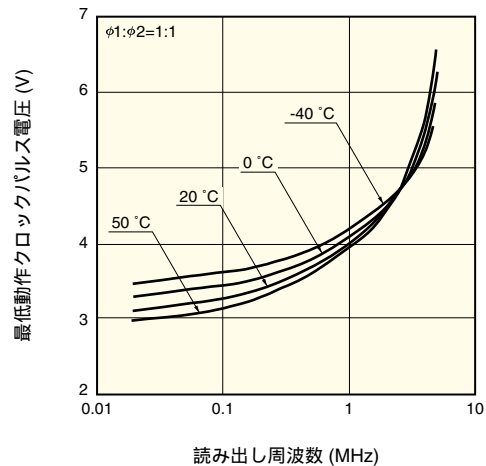
NMOSリニアイメージセンサのシフトレジスタはNチャンネルMOSトランジスタで構成されており、外部からスタートパルスと2相のクロックパルスを与えると動作します。シフトレジスタを動作させるためには、ある電圧以上のクロックパルスを加える必要があります。これはシフトレジスタを構成するMOSトランジスタをオンさせるためには、ゲートにしきい値 V_{th} 以上の電圧を加える必要があるためです。また、この最低動作クロックパルス電圧は動作周波数によって変化し、あるクロックパルス電圧に対して動作可能な最高動作周波数が存在します。これは、動作周波数が高くなると、シフトレジスタ動作に必要な走査回路内のパルス応答がクロック時間内に終了せず、正常なシフト動作ができなくなるために起こります。このときクロックパルス電圧を上げると、MOSトランジスタのオン抵抗が下がり、パルス応答が速くなるため動作が可能になります。このようにクロックパルス電圧が高いほど最高動作周波数は高くなります。電流出力型の場合、クロックパルス電圧が5Vのときの最高動作周波数はビデオレート(読み出し周波数)で2MHzと規定しています。

また、この最低動作クロックパルス電圧の周波数特性は素子温度によって変化します。そして前述の動作クロック電圧の下限を決める「しきい値 V_{th} 」と「パルス応答」は温

度変化に対し異なった変化をします。MOSトランジスタのしきい値 V_{th} は、温度が高くなると低くなり、MOSトランジスタをオンさせるのに必要な最低クロックパルス電圧は低くなります。温度が低くなるとMOSトランジスタのオン抵抗、走査回路内の拡散抵抗が高くなるためパルス応答は遅くなり、最高動作周波数は低く、最低動作クロック電圧は高くなります。

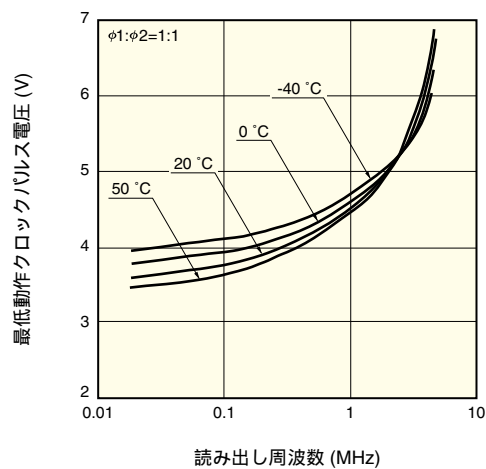
図4-23, 24にS3901-512Q, S3904-1024Qの最低動作クロックパルス電圧と読み出し周波数の関係の温度依存性の測定例をそれぞれ示します。温度は-40°Cから+50°Cまで変化させており、2相のクロックパルスのデューティ比は1:1です。読み出しが低速動作の場合、最低動作クロックパルス電圧を決めるのは V_{th} の変化が支配的となり、温度が低いほど最低動作クロックパルス電圧は高くなります。反対に高速動作の場合、パルス応答が支配的となり、温度が高いほど最低動作クロックパルス電圧は高くなります。

図4-23 最低動作クロックパルス電圧の周波数特性測定例 (S3901-512Q)



KMPDB0084JA

図4-24 最低動作クロックパルス電圧の周波数特性測定例 (S3904-1024Q)



KMPDB0085JA

4-10. 紫外線照射による特性の変化

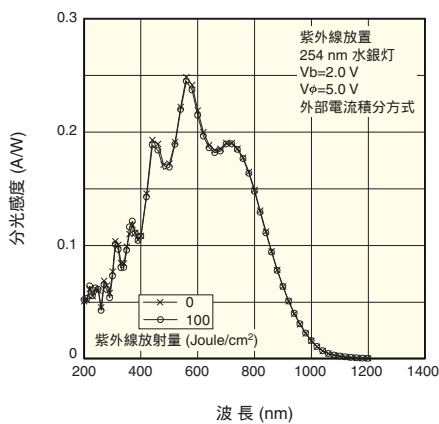
Siフォトダイオードに紫外線が照射され続けると、暗電流が増加したり感度が低下するなどの特性劣化が見られます。これは紫外線のもつ高いエネルギーによって、Si-SiO₂界面のSiとH、O、OHとの結合が切断され、界面準位が増加するために起こります。これによって表面漏れ電流が増加し、暗電流が大きくなります。また光による生成電荷がこの準位にトラップされるため、光生成電流が減少し感度が低下します。特に短波長光ほど基板表面付近で吸収されるため、紫外域での感度の低下は著しくなります。

図4-25、26にはS3901-512Qに水銀灯 (254 nm輝線)を用いて紫外線を照射した場合の分光感度と暗電流の測定例を示します。照射量は、1100 Joule/cm²です。

分光感度は照射前と1100 Joule/cm²照射後のデータを合わせて示しており、この結果から劣化が生じていないことがわかります。暗電流は初期値を100%とした場合の変化率を示しており、1100 Joule/cm²照射後でも初期値の2.5倍の増加に抑えられていることがわかります。

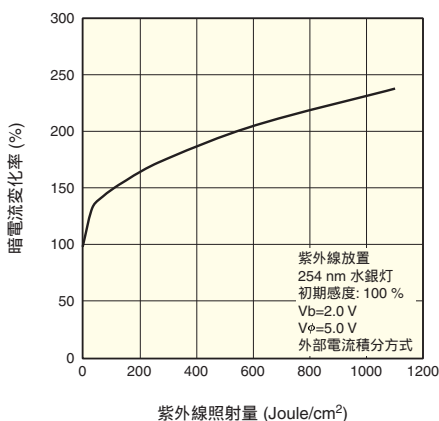
このように浜松ホトニクスはNMOSリニアイメージセンサは分光光度計用検出器として紫外線照射されることを考慮し、これらの紫外線照射による特性劣化を低く抑えるよう設計されています。

図4-25 紫外線照射による紫外感度劣化測定例 (S3901-512Q)



KMPDB0187JA

図4-26 紫外線照射による暗電流変化率測定例 (S3901-512Q)



KMPDB0188JA

5. 使用上の注意

5-1. 蓄積時間の設定

蓄積時間はスタートパルス ϕ_{st} の間隔に相当します。つまり、蓄積時間はシフトレジスタの動作周波数を変えても変化せず、スタートパルスが入ってから次のスタートパルスが入るまでの間隔を変えることによって変化します。

蓄積時間は入射光の強さ、暗電流の大きさ、読み出し時間によって最大、最小時間が制限されます。したがって蓄積時間はこれらの点を考慮して設定する必要があります。

(1) 入射光の強さ

NMOSリニアイメージセンサでは出力は入射露光量、すなわち入射光の強さと蓄積時間の積に比例しています。またフォトダイオードに蓄積できる最大蓄積電荷量には限度があり、飽和出力電荷量以上の信号の変化は読み取ることができません。さらにこの過飽和電荷はブルーミング現象を生じさせ、特性に悪影響を及ぼすことがあります。

したがって蓄積時間は出力が飽和しない範囲になるように設定しなければならず、入射光の強さによって最大設定時間が制限されます。

(2) 暗電流の大きさ

暗出力は暗電流と蓄積時間の積に比例します。飽和出力電荷量は一定なため、暗出力が増加すると光出力の検出範囲は狭くなります。また暗出力にも出力不均一性が存在するため、各画素ごとに暗出力成分の減算処理を行わないと、暗出力の増加に伴い光検出精度は低下します。

要求する特性によって暗出力の許容値は異なります。そのため、まず暗出力の許容上限値を決め、暗出力がその値以上にならないように蓄積時間を設定します。暗電流の値は温度依存性をもっているため、周囲温度が変われば設定可能な蓄積時間も変わります。

たとえばS3904シリーズを用いて測定を行い、許容暗出力値を飽和出力の1%と設定した場合を考えます。飽和電荷量は20 pC、25℃のときの暗電流は0.1 pAですから最大蓄積時間 T は次式から2秒になります。なお、素子温度が35℃になると暗電流は0.4 pAに増加するため、許容暗出力値を同じく飽和出力の1%とすれば、最大蓄積時間は500 ms になります。

$$T = (Q_{sat} \times \text{許容値}) / I_d \\ = (20 \times 0.01) / 0.1 = 2 \text{ (s)}$$

(3) 読み出し時間

スタートパルスを入力し、シフトレジスタが動作を開始したら、最終画素が出力されるまでの間(読み出し時間)、次のスタートパルスを入れることはできません。もし読み出し時間内に再びスタートパルスが入ると、1回目の走査の出力信号と2回目の走査の出力信号が混じり合ってしまう。

このように蓄積時間は全画素の読み出し時間より短く設定することはできず、これによって最小設定時間が制限されます。したがって読み出し周波数と画素数によって最低設定時間は変わります。

たとえば、1024画素のNMOSリニアイメージセンサを読み出し周波数50 kHzで動作させた場合、全画素の読み出し時間は

$$20 \mu\text{s} \times 1024 = 20.48 \text{ ms}$$

となります。蓄積時間をこれ以上短く設定することはできません。

浜松ホトニクス社のNMOSリニアイメージセンサの場合、読み出し周波数はクロックパルス周波数と一致しています。読み出し最大周波数はシフトレジスタ動作最高周波数で規定していますが、それより低い周波数でも前章で説明したように各画素のリセット時間の設定によって残像量が増えるなど特性が変化することがあります。したがって、駆動読み出し条件と要求特性を考慮して読み出し時間を決定する必要があります。

5-2. 出力の概算

受光面の照度がわかれば、分光感度特性から出力電荷量を概算することができます。

S3904シリーズ (画素ピッチ 25 μm 、画素高さ 2.5 mm) に波長が500 nm、受光面照度が1 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ の光が当たっている場合を考えます。電荷蓄積時間を仮に100 msに設定すると、入射露光量は次式で与えられます。

$$\begin{aligned} \text{入射露光量} &= \text{照度} [\text{W}/\text{cm}^2] \times \text{蓄積時間} [\text{s}] \\ &= 1 \times 10^{-6} \times 0.1 [\text{W} \cdot \text{s}/\text{cm}^2] \\ &= 0.1 [\mu\text{J}/\text{cm}^2] \end{aligned}$$

次に500 nmの入射光に対するS3904シリーズの感度を求めます。図4-5に示した分光感度は単位面積あたりの感度を示しており、500 nmでは0.2 A/Wです。入射光がフォトダイオード全面に当たっているとすればS3904シリーズの感度は次式で与えられます。

$$\begin{aligned} \text{感度} &= 0.2 [\text{A}/\text{W}] \times 0.25 \times 25 \times 10^{-4} [\text{cm}^2] \\ &= 1.25 \times 10^{-4} [\text{cm}^2 \cdot \text{A}/\text{W}] \\ &= 125 [\text{cm}^2 \cdot \mu\text{C}/\text{J}] \end{aligned}$$

出力電荷量はこれらの積で与えられます。

$$\begin{aligned} \text{出力電荷量} &= \text{入射露光量} \times \text{感度} \\ &= 0.1 \times 125 = 12.5 [\text{pC}] \end{aligned}$$

S3904シリーズの飽和電荷量は20 pCのため、以上の条件では飽和の約60%の出力が得られます。また出力電荷量は蓄積時間に比例し、前項で述べたように蓄積時間は出力が飽和する時間で制限されますから、この場合最大蓄積時間

は $20/12.5 \times 100 = 160 \text{ ms}$ になります。

受光面積の異なる素子、異なる波長の場合も数値を入れ換えれば同様に計算することができます。

5-3. 使用光源

NMOSリニアイメージセンサはある分光感度特性をもっているため、使用光源の波長によって感度が異なります。そのため使用光源に合わせた光量の強さと蓄積時間の設定が必要です。なお、浜松ホトニクス社の入出力特性の測定にはA光源 (色温度 2856 Kのタングステン電球) を用いています。

光源としてタングステン電球や重水素ランプなどを用いる場合、点灯後の出力の安定性や光源の寿命による出力の変化に注意する必要があります。また電球の発熱によって素子温度が上昇し暗出力や感度が増加したり、光源と素子間にあるシャッタの開閉により、素子温度が変化し暗出力や感度が変化することがあります。このため精度の要求される用途には光源の放熱、光源と素子間距離、素子の温度制御など、素子の温度変化を小さくする工夫が必要です。

光源として蛍光灯などを交流点灯させて用いる場合、その周波数が低いとその点灯変化が出力に現れるフリッカ現象が生じます。そのため使用光源は通常の商用電源による点灯でなく、数十kHzの高周波点灯をさせる必要があります。高周波点灯を行えば蓄積時間に対し、点灯時間が十分短くなるため出力には与える影響は小さくなります。

光源としてLEDなどをパルス状に入射させる場合、NMOSリニアイメージセンサは電荷蓄積方式で動作するため、蓄積時間以内の点灯に対してはその変化を読み取ることはできず、蓄積時間内の変化は1つの信号として出力されます。

また光源と素子の距離が近すぎると、光源自体や配置方法による入射光量の不均一性が出力に表れる場合があります。この場合は距離を離すか、拡散板をはさみ光を均一にする必要があります。またレンズ系で結像させる場合、周辺の光量が低下することがあります。この場合、出力パターンと逆の開口パターンのスリットを光路中に置くなどしてシェーディング補正をする必要があります。

入射光に長波長成分が含まれている場合、長波長光は基板深部で吸収されるため、解像度や出力均一性が悪化することがあります。浜松ホトニクス社のNMOSリニアイメージセンサはその影響を抑えるため長波長感度が低くなるように設計してありますが、フィルタを用いて赤外光をカットすればその影響をさらに減らすことができます。また短波長光の場合は、入射エネルギーが高いため、基板内部にダメージが生じ暗出力の増加や感度の劣化が生じることがあります。浜松ホトニクス社のNMOSリニアイメージセンサは製造方法を工夫し、紫外光による特性劣化を抑えるように設計されていますが、照射時間が長いほど特性の劣化は大きくなるため、測定時間以外ではできる限り紫外光が当たらないようにする必要があります。

5-4. 受光部の位置精度

NMOSリニアイメージセンサのチップ上にはフォトダイオードが幾何学的に精度良く並んでおり、高い位置検出精度を実現しています。しかし、パッケージへのチップ取り付け精度やセラミックパッケージ自身の寸法精度などにより、パッケージから受光部までの位置は、ある基準位置からある公差をもった距離で規定されています。

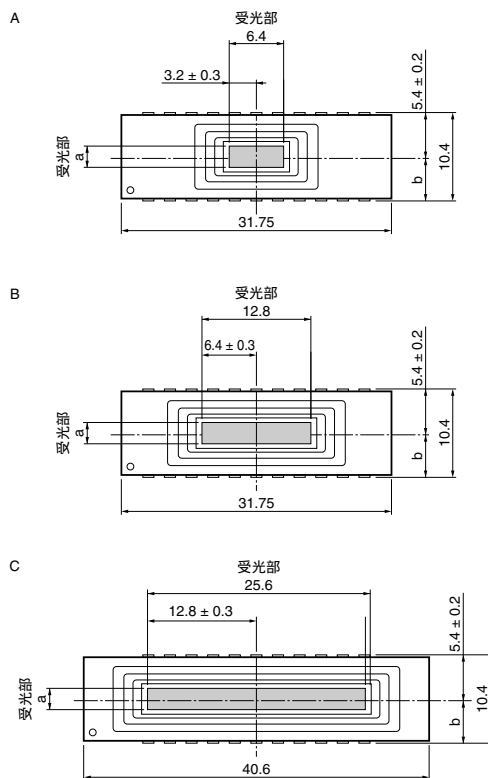
図5-1にNMOSリニアイメージセンサの外形図と受光部を示します。図5-1 (1)は受光部を上から見た上面図、図5-1 (2)は横から走査方向を見た側面図、図5-1 (3)はフォトダイオード縦方向を横から見た図をそれぞれ示します。浜松ホトニクス社のNMOSリニアイメージセンサの場合、図5-1 (1)に示すように走査方向の位置精度は1画素目の受光部位置とパッケージの中心との距離で、フォトダイオード縦方向の位置精度は受光部中心とパッケージ端との距離でそれぞれ規定しています。また受光部高さは図5-1 (3)に示すように石英窓の表面からチップまでの距離で規定しています。画素サイズと画素数によって使用パッケージと受光部位置が異なります。受光部位置はある公差をもっているため、素子ごとに位置が多少異なっている場合があります。そのため測定精度が要求される場合には、素子の取り付け部にX, Y, Z方向、およびチップ面のパッケージに対する傾きθを微調整する機能を持たせ、個々の素子ごとに調整する必要があります。

パッケージに対する端子の取り付け精度は±0.2 mm程度で、端子に対する受光部位置の公差はさらに大きくなります。また高さ方向についても、端子はパッケージに対し必ずしも平行に取り付けられているわけではありません。したがって端子を基準に素子を取り付けると受光面が基板に対して傾く場合があるため、必要に応じて基板とパッケージの間に平行出し用のスペーサをはさみ、パッケージ面を基準として素子を取り付けるようにします。

型名	上面図	a	b	側面図
S3901/S3921-128	A	2.5	5.0 ± 0.2	D
	B			D
	C			E
S3902/S3922-128	A	0.5	5.2 ± 0.2	D
	B			D
	C			E
S3903/S3923-256	A	0.5	5.2 ± 0.2	D
	B			D
	C			E
S3904/S3924-256	A	2.5	5.0 ± 0.2	D
	B			D
	C			E

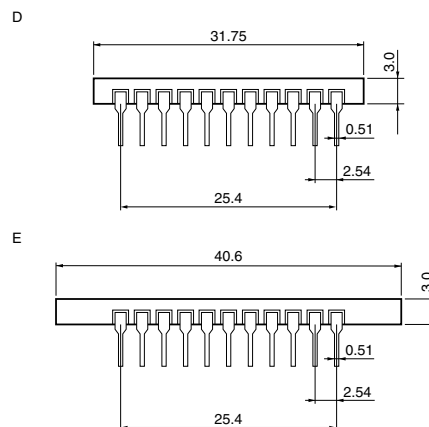
図5-1 外形寸法図 (単位: mm)

(1) パッケージ上面図

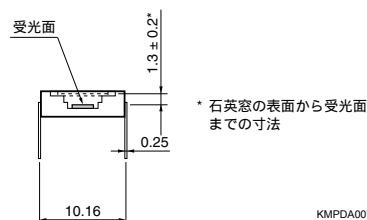


KMPDA0076JA

(2) パッケージ側面図



(3) チップ高さ (全素子共通)



KMPDA0077JA

5-5. 使用上の注意

NMOSリニアイメージセンサを使用する際は、特に以下の点に注意してください。

(1) 絶対最大定格

NMOSリニアイメージセンサには、その値が瞬時でも越えてはならない電圧、保存温度、動作温度がそれぞれ定められています。必ずその範囲内で使用してください。浜松ホトニクス製の石英窓付のNMOSリニアイメージセンサの場合、最大定格電圧は15 V、最大定格保存温度は-40～85 °C、最大定格動作温度は-30～65 °Cに定められています。

(2) 実装

回路基板のソケットに素子を実装する際、ピン接続位置を確認してください。素子の取り付け方向を誤って逆にしたたり、位置がずれると素子が破損する恐れがありますから注意してください。また電源投入は必ず素子装着後に行ってください。

(3) 静電気対策

NMOSリニアイメージセンサは静電気保護対策が施されていますが、静電気による破壊を防ぐために木綿手袋や非帯電性の作業衣の着用によって摩擦による静電気の発生を防いでください。また作業環境、作業工具を接地するなど素子に対する静電気保護対策を実施してください。

(4) 入射窓

入射窓表面に汚れや傷がつくと感度均一性が悪化するため注意が必要です。指紋など油成分が付着するとガラスの透過率が下がり特性に影響することがあるため、入射窓を素手では絶対に触れないでください。また使用する際はガラス表面を清掃してください。清掃は乾いた布や綿棒などでこすると静電気発生の原因となります。エチルアルコールを含ませた柔らかい布や綿棒などで汚れを拭き取ってください。素子を組み込んだ装置を梱包、輸送する際も入射窓に汚れや傷がつかないように注意してください。

5-6. 回路基板作成上の注意事項

イメージセンサの駆動回路は、光入力部があること、デジタルとアナログが混在していることなどの特徴があるため、回路基板の作成には特に次のような注意が必要です。

(1) イメージセンサ装着面

イメージセンサは回路部品面の裏側に取り付けてください。イメージセンサ側は外光の入力を抑えた光学系の中に組み込まれることになります。一方で、回路部品面の可変抵抗などを調整する際、光学系の反対側から作業を行う必要があります。

(2) 回路基板

受光部位置の微調整が回路基板で行えるように、基板取り付け穴をネジの径より多少大きくしてください。また焦点位置がずれないように基板は光源の放熱によっても、そりが生じにくいものをご使用ください。

(3) 回路部品

素子温度が変化すると暗電流、感度の大きさが変化します。素子の温度上昇、温度変化を抑えるため回路部品はできる限り発熱の少ないものを使用します。発熱する部品は素子から離すとともに放熱対策を行ってください。

センサの駆動信号を出力するデジタルIC (バッファまたはインバータ)は電源電圧まで出力が振幅するICを使用してください。

(4) グランド

デジタル部からアナログ部へのグラウンドを介してのノイズ混入を防ぐため、デジタル部とアナログ部のグラウンドは分離するとともに、グラウンドラインは太くして、抵抗を下げてください。またNC端子はすべて接地します。

(5) デジタル信号

NMOSリニアイメージセンサはCMOSレベルの入力クロックパルスで駆動できます。入力クロックパルスラインは電圧変動が生じるため、ビデオ信号ラインや電圧供給ラインからは、できるだけ離すようにします。また入力パルスは素子入力部において、所定のタイミングが得られるようにします。特に高速動作する場合、クロックの電圧保持時間がシフトレジスタ動作に影響するため、立ち上がり、立ち下がり時間が遅くならないように注意する必要があります。

(6) アナログ信号

ビデオ出力端子からアンプまでの配線幅、配線距離はできる限り短くしてください。またアクティブビデオ側、ダミービデオ側の信号ラインは配線幅、配線距離を同じにして、容量を同一にします。さらに出力信号へのノイズの混入を避けるため、ビデオ信号ラインはクロックラインなど電圧変化のあるデジタル信号ラインから離すとともに、基板の裏表で互いに交差しないようにします。

(7) 供給電圧

ビデオバイアス電圧やリセット電圧はフォトダイオードのリセット電位を、クロックパルス振幅電圧はアドレスイッチのオン抵抗をそれぞれ決めます。したがって、これらの素子への供給電圧が変動すると出力特性は安定しません。そのため、使用電源は電圧変動の少ないものを使用するとともに、素子への供給電圧は外部電圧変動の影響を受けないようにします。さらに基板内部でも回路部品の動作に伴う電源ラインの電圧変動によって、素子の供給電圧が変化しないようにします。また素子への電圧供給ラインも、クロックラインなど電圧変化のあるデジタル信号ラインからできるだけ離すようにします。

(8) その他

イメージセンサと回路基板を組み込む装置の機械的駆動部などから発生するノイズが、出力信号に混入することがありますから、回路部のシールドを確実に行ってください。

6. 推奨回路

6-1. 電流出力型用駆動回路

6-1-1. 電流電圧変換方式

(1) 推奨回路構成

駆動回路は基本的には制御信号発生部、ビデオ信号処理部から構成されています。図6-1に推奨ブロック図、図6-2に推奨回路図を示します。制御信号発生部ではセンサと外部に必要なパルスを発生し、ビデオ信号処理部ではセンサからのビデオ信号を電流-電圧変換、差動増幅して出力します。外部からはデジタル系電源電圧、アナログ系電源電圧、マスタクロックパルス、マスタスタートパルスを入力します。一方外部へはビデオ出力、トリガパルス、エンドオブスキャンパルスが出力されます。表6-1に入出力信号名とその機能を示します。

制御信号発生部はPLD(プログラマブル・ロジック・デバイス)で構成されており、センサのシフトレジスタ動作のためにスタートパルス、2相のクロックパルスを発生します。また外部でのサンプルホールドのためのトリガ出力信号も合わせて発生し、バッファを介して外部に出力されます。これらの信号は外部からのマスタクロックパルスに同期し、マスタスタートパルスによって初期化されます。これらのマスタクロックパルス、マスタスタートパルスはバッファを介してPLDに入力されます。

信号処理回路は3つの部分から構成されています。まずセンサのアクティブビデオ出力電流は、初段アンプの反転

入力端子に入力されて、電流-電圧変換されます。非反転入力端子にはビデオバイアス電圧2 Vが印加されています。これと同様に、もう1つのアンプではセンサのダミービデオ出力電流を電流電圧変換します。この初段での出力はビデオバイアス電圧2 Vから正極性の微分波形で、アクティブビデオ側には信号成分とスイッチングノイズ成分が、ダミービデオ側にはスイッチングノイズ成分のみが出力されます。これら2つの出力を次段のアンプで差動増幅することにより、固定パターンノイズであるスイッチングノイズ成分を除去した最終出力が、ビデオ端子から外部に出力されます。この最終出力はグランドから正極性の微分波形です。

エンドオブスキャン端子は、10 kΩの抵抗で5 Vにプルアップされています。最終画素の次のφ2に同期して現れるエンドオブスキャン信号はバッファを介し、エンドオブスキャン端子から外部に出力されます。

以下に部品選定の注意点を示します。

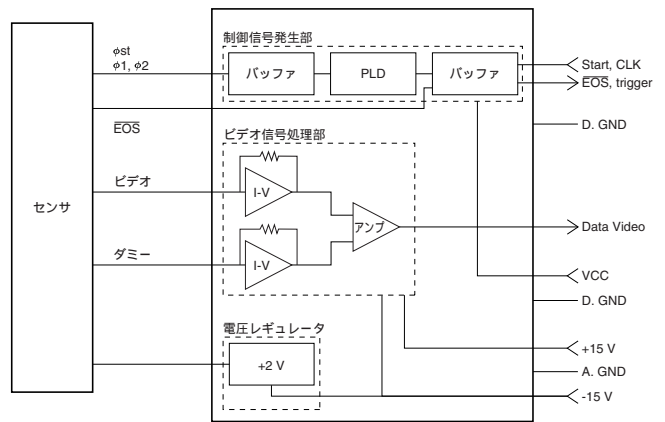
(a) 電流-電圧変換アンプ

電流-電圧変換アンプは、高速でデュアル(2回路入り)のオペアンプをお選びください。また、低雑音でリークの少ないオペアンプを推奨します。

(b) 差動増幅アンプ

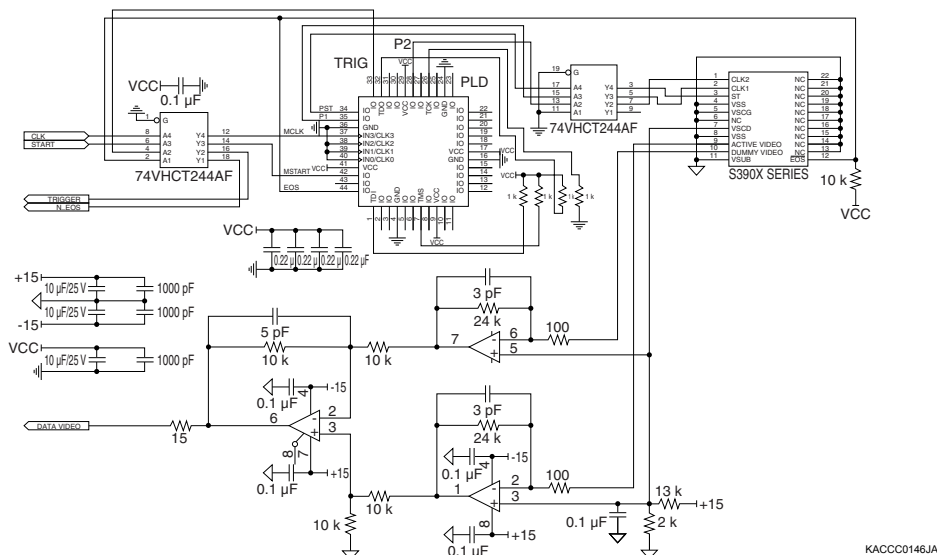
負荷容量に強いアンプをお選びください。

図6-1 電流-電圧変換方式推奨ブロック図



KACCC0145JA

図6-2 電流-電圧変換方式推奨回路図



KACCC0146JA

表6-1 電流－電圧変換方式推奨回路の入出力端子と入出力信号の機能

信号名	記号	極性	機能	
入力	デジタル系電源電圧 Vd	+5	-	+5 V, 70 mA
	アナログ系電源電圧 Va	+15	-	+15 V, 30 mA
		-15	-	-15 V, 30 mA
	マスタスタートパルス ϕ_{ms}	START	正	内部発生パルスを初期化させるパルス CMOSロジックコンパチブル
	マスタクロックパルス ϕ_{mc}	CLK	正	内部発生パルスを同期させるパルス CMOSロジックコンパチブル
グランド	G	-	グランド	
出力	ビデオ	Video	正	ビデオ出力
	トリガパルス	Trig.	正	A/D変換用タイミング信号 CMOSロジックコンパチブル
	エンドオブスキャンパルス	EOS	負	シフトレジスタ走査終了信号 CMOSロジックコンパチブル

(2) 印加電圧

表6-2に当回路の入力電源電圧、入力パルス振幅電圧の推奨値、出力電圧値、出力パルス振幅電圧を示します。

入力印加電圧はデジタル系電源電圧 Vccが+5 V、アナログ系電源電圧 Vsが±15 Vです。入力パルスはマスタクロックパルス ϕ_{mc} 、マスタスタートパルス ϕ_{ms} でいずれも正極性パルスであり、振幅電圧 Vmc, Vmsは5 Vです。外部へ出力されるトリガパルスは正極性パルス、エンドオブスキャンパルスは負極性パルスで、振幅電圧 Vtrig, Veosはいずれも5 Vです。最終出力のビデオ出力はグランドからの

正極性出力で得られます。
一方、センサに加えられる電圧の大きさは次のとおりです。クロックパルス ϕ_1, ϕ_2 、スタートパルス ϕ_{st} の振幅電圧 $V\phi_1, V\phi_2, V\phi_{st}$ は5 Vで、フォトダイオードのリセット電位を決めるビデオバイアス電圧 Vbは2 Vです。飽和コントロール部の飽和コントロールゲート電圧 Vscgは0 Vで、飽和コントロールドレイン電圧 Vscdはビデオラインバイアス Vbと同じ2 Vです。Vss, Vsub, NC端子はいずれも接地されています。

表6-2 電流－電圧変換方式推奨回路の推奨電圧

項目	記号	Min.	Typ.	Max.	単位	
入力	デジタル系電源電圧	Vd	4.85	5	5.5	V
	アナログ系電源電圧	Va	±14.5	±15	±15.5	
	マスタスタートパルス ϕ_{ms}	Vms (H)	2	5	5.4	
		Vms (L)	0	-	0.8	
	マスタクロックパルス ϕ_{mc}	Vmc (H)	2	5	5.4	
Vmc (L)		0	-	0.8		
出力	トリガパルス	Vtrig (H)	4.75	5	5.4	
		Vtrig (L)	-	-	0.4	
	エンドオブスキャンパルス	Veos (H)	4.75	5	5.4	
		Veos (L)	-	-	0.4	
センサへの出力	スタートパルス ϕ_{st}	Vs (H)	4.75	5	5.4	
		Vs (L)	-	-	0.4	
	クロックパルス ϕ_1, ϕ_2	$V\phi_1, V\phi_2$ (H)	4.75	5	5.4	
	モニタビデオ	$V\phi_1, V\phi_2$ (L)	-	-	0.4	
	ビデオバイアス電圧	Vb	-	2	-	
	飽和コントロールドレイン電圧	Vscd	-	2	-	
飽和コントロールゲート電圧	Vscg	-	0	-		

(3) パルスタイミング

図6-3に当回路の入出力パルスとセンサへの出力パルスのタイミング図を、表6-3にタイミング条件をそれぞれ示します。

センサへの入力パルスはマスタクロックパルス ϕ_{mc} の1周期分を最低単位として、規則的にある周期をもってPLDから出力されます。

センサへのスタートパルス ϕ_{st} はマスタスタートパルス ϕ_{ms} の立ち下がりに同期して、マスタクロックパルス ϕ_{mc} の2周期分で作られるため、マスタスタートパルス間隔が信号蓄積時間となり、その時間はマスタスタートパルス周波数 $f\phi_{ms}$ の逆数 $1/f\phi_{ms}$ (秒)となります。またスタート動

作を安定して行うため、マスタスタートパルスのパルス幅 $tpw\phi_{ms}$ はマスタクロックパルスの1周期分のパルス幅 $tpw\phi_{mc}$ より長くなるようにし、なおかつ同期させます。
当回路では、マスタクロックパルス ϕ_{mc} の4周期分の時間で1画素を読み出すための動作に使います。(センサへのクロックパルス ϕ_1, ϕ_2 のデューティ比が50%であれば1周期分、2周期分でも構いません。)したがって、この周期でスタートパルス以外のパルスを発生させ、各画素の信号を時系列信号として出力させます。このため出力信号読み出し周波数はマスタクロックパルス周波数 $f\phi_{mc}$ の1/4になります。
センサへのクロックパルス ϕ_1, ϕ_2 はデューティ比が50%

で相補関係にあり、両パルスともマスタクロックパルスの2周期分ハイレベルになるように設定されています。これはシフトレジスタの動作の上限はクロックパルス幅で決まり、センサを最高動作周波数で動作させる際には1:1のパルス比が最も適しているためです。

信号出力は $\phi 2$ に同期して得られます。スタートパルス ϕ_{st} とクロックパルス $\phi 1, \phi 2$ のタイミングは図6-3の通りです。

- ・ A/D変換などを行う際のデータの取り込み時間は、当回路の場合、信号が出力されてからマスタクロックパルス1周期後に設定してあるため、さらに外部回路で微分波形をピークホールド処理した場合などに使用できます。このパルスタイミングも図6-3に示します。
- ・ エンドオブスキャンは最終画素が読み出された次のクロックパルス $\phi 2$ に同期して出力されます。
- ・ 飽和出力写真を図6-4に示します。

図6-3 電流－電圧変換方式推奨回路のタイミング図

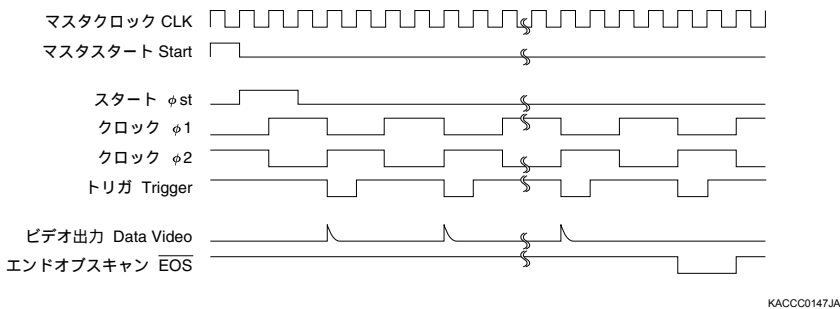
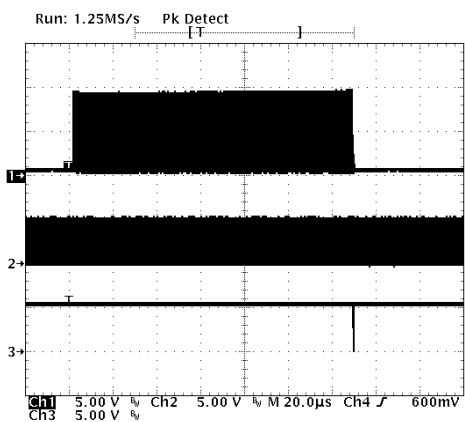


表6-3 電流－電圧変換方式推奨回路のパルスタイミング

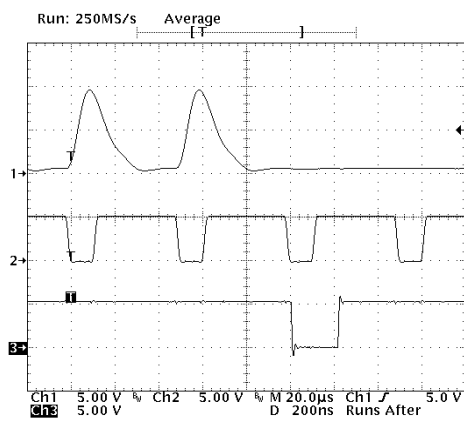
項目		記号	Min.	Typ.	Max.	単位
入力	マスタスタートパルス ϕ_{ms} 幅	$tp\phi_{ms}$	$1/f\phi_{mc}$	-	-	s
	マスタスタートパルス ϕ_{ms} 上昇/下降時間	$tf\phi_{ms}, tf\phi_{ms}$	-	-	500	ns
	マスタクロックパルス ϕ_{mc} 幅	$tp\phi_{mc}$	30	-	-	
	マスタクロックパルス ϕ_{mc} 上昇/下降時間	$tf\phi_{mc}, tf\phi_{mc}$	-	-	500	
	マスタクロック周波数	$f\phi_{mc}$	-	-	8	MHz
出力	エンドオブスキャンパルス幅	$tpweos$	-	$2/f\phi_{mc}$	-	s
	エンドオブスキャンパルス上昇/下降時間	$treos, tfeos$	-	-	100	ns
	トリガパルス幅	$tpwtrig$	-	$3/f\phi_{mc}$	-	s
	トリガパルス上昇/下降時間	$trtrig, tftrig$	-	-	100	ns
センサへの出力	スタートパルス ϕ_{st} 幅	$tpw\phi_s$	-	$2/f\phi_{mc}$	-	s
	スタートパルス ϕ_{st} 上昇/下降時間	$tr\phi_s, tf\phi_s$	-	-	100	ns
	クロックパルス $\phi 1, \phi 2$ 幅	$tpw\phi 1, tpw\phi 2$	-	$2/f\phi_{mc}$	-	s
	クロックパルス $\phi 1, \phi 2$ 上昇/下降時間	$tr\phi 1, tf\phi 1, tr\phi 2, tf\phi 2$	-	-	100	ns

図6-4 電流－電圧変換方式推奨回路 (飽和出力)

(a) 飽和出力



(b) EOS周辺部拡大

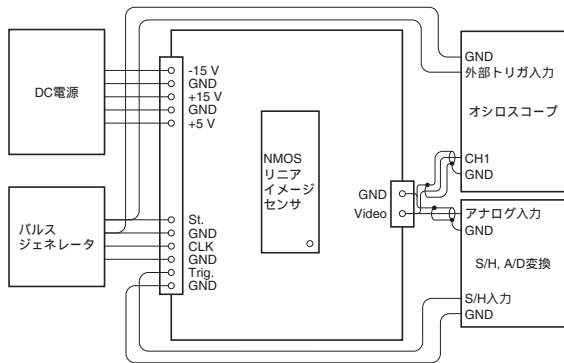


(4) 接続

図6-5に周辺機器との接続例を示します。

電源(5 V, ±15 V)を回路電源端子に、パルスジェネレータのマスタスタート、マスタクロックパルス出力は回路の各入力端子に接続します。オシロスコープの外部トリガ端子にはマスタスタート端子を接続し、信号入力端子には回路のビデオデータ出力端子を接続します。S/H, A/D変換回路のタイミング入力端子には回路のトリガ出力を、アナログ入力端子には回路のビデオデータ出力端子を接続します。

図6-5 接続例(電流-電圧方式推奨回路)



KACCC0148JA

(5) 注意事項

正常動作していないと思われるときには、次の点をチェックしてください。

- (a) 回路基板へ電源電圧+5 V, ±15 Vが印加されているか?
- (b) 回路基板へマスタクロックパルス、マスタスタートパルスが入力されているか?
- (c) センサの装着ピンにクロックパルス φ1, φ2、スタートパルス φstが出力されているか?
- (d) エンドオブスキャンパルスが出力されているか?

6-1-2. 外部電流積分方式

(1) 推奨回路構成

駆動回路は、基本的には制御信号発生部、ビデオ信号処理部から構成されています。図6-6に推奨ブロック図、図6-7に推奨回路図を示します。制御信号発生部ではセンサ、信号処理部などへの必要なパルスを発生し、ビデオ信号処理部ではセンサからのビデオ信号を電流積分、増幅、直流再生をして出力します。外部からはデジタル系電源電圧、アナログ系電源電圧、マスタクロックパルス、マスタスタートパルスを入力します。一方外部へはデータビデオ出力、モニタビデオ出力、トリガパルス、エンドオブスキャンパルスが出力されます。表6-4に入出力信号名とその機能を示します。

制御信号発生部はPLD(プログラマブル・ロジック・デバイス)で構成されており、センサのシフトレジスタ動作のためにスタートパルス、2相のクロックパルスを、出力信号処理のために電流積分回路へのリセット信号、直流再生回路へのクランプ信号、スイッチングノイズキャンセル回路への信号をそれぞれ発生します。また外部でのサン

ルホールドのためのトリガ出力信号も合わせて発生し、バッファを介し外部に出力されます。これらの信号は外部からのマスタクロックパルスに同期し、マスタスタートパルスによって初期化されます。これらのマスタクロックパルス、マスタスタートパルスはバッファを介してPLDに入力されます。

信号処理回路は4つの部分から構成されています。まずセンサのビデオ出力電流は、初段アンプで積分されます。初段アンプの非反転入力端子にはビデオバイアス電圧2 Vがかかっています。10 pFの積分容量にはリセットスイッチが並列に付加され、各画素を読み出すごとにリセット信号がスイッチに入り、この容量をリセットします。またクロックパルスに同期したスイッチングノイズのキャンセルも行います。この初段での出力はビデオバイアス2 Vから正極性のボックスカー波形で、出力電圧V (V)は出力電荷量をQ (pC)とすると、以下の式で表されます。

$$V [V] = Q [pC] / 10 [pF]$$

次段アンプでは3倍の非反転増幅を行います。ローパスフィルタも兼ね、高周波ノイズを除去しており、出力は約1 Vからの正極性信号で得られます。この出力はモニタビデオ出力としてスイッチングノイズキャンセル調整時に使用します。その後、容量とスイッチから成るクランプ回路で直流再生を行います。積分容量リセット直後のある期間(クランプ期間)、クランプスイッチを開き、クランプ回路部の出力電位を強制的にグラウンドに固定することで、積分容量リセットスイッチの発生するリセットノイズを除去します。なお、初段で除去するスイッチングノイズは固定パターンノイズですが、クランプ回路で除去するリセットノイズはランダムノイズです。ここで出力はグラウンドから正極性信号になり、最終段アンプはゲイン約1の非反転増幅器でローパスフィルタを兼ねており、信号はデータビデオ信号として出力されます。出力電圧 Vout (V)は出力電荷量をQ (pC)とすると以下の式で表されます。

$$Vout [V] = 3 \times Q [pC] / 10 [pF]$$

センサのエンドオブスキャン端子は、10 kΩの抵抗で5 Vにプルアップされています。最終画素の次のφ2に同期して現れるエンドオブスキャン信号はバッファを介して外部に出力されます。

以下に部品選定の注意点を示します。

(a) 初段アンプ

初段アンプには、低雑音でリークが少ないものを、切り替えスピードを考慮してお選びください。

(b) 2段、3段アンプ

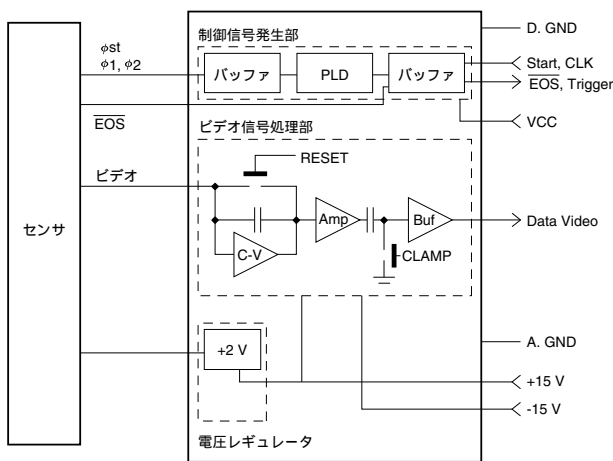
負荷容量に強いアンプをお選びください。

(c) リセット用スイッチおよびクランプ用スイッチ

FETまたはアナログスイッチを使用します。

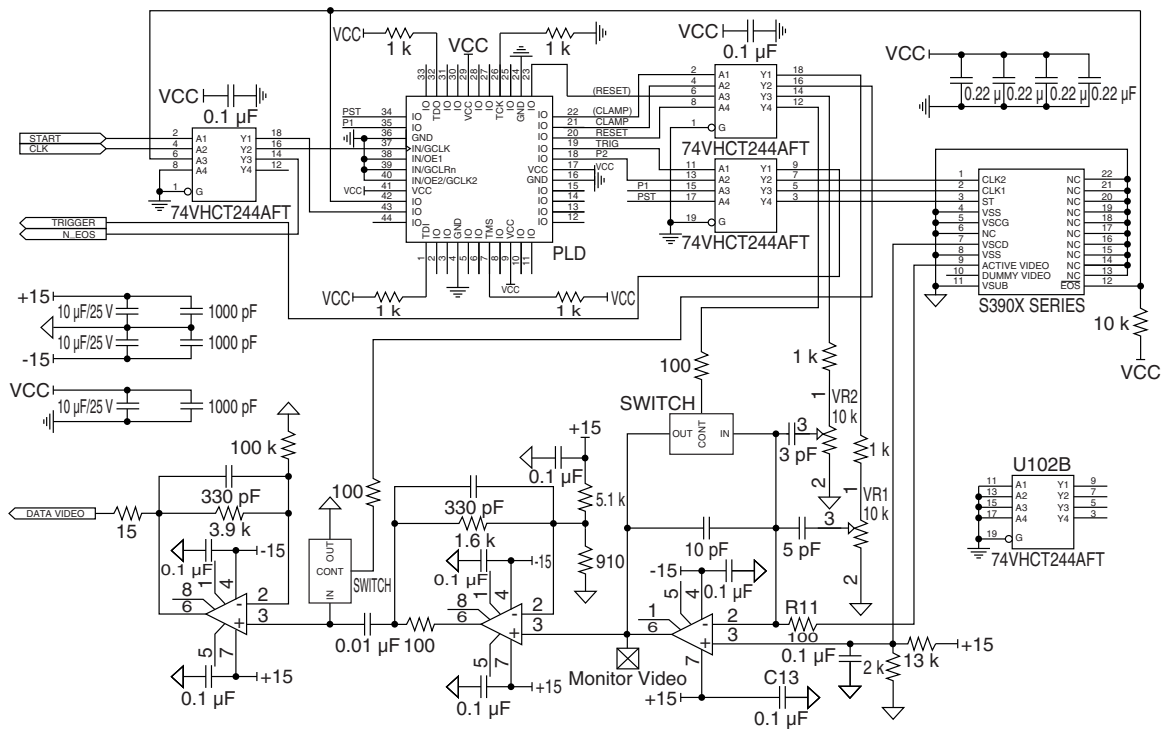
なるべくON抵抗が小さく、リセットノイズの小さいものをお選びください。また、信号の電圧範囲を考慮する必要があります。

図6-6 外部電流積分方式推奨ブロック図



KACCC0149JA

図6-7 外部電流積分方式推奨回路図



KACCC0150JB

表6-4 外部電流積分方式推奨回路の入出力信号名とその機能

信号名		記号	極性	機能
入力	デジタル系電源電圧 Vd	+5	-	+5 V, 70 mA
	アナログ系電源電圧 Va	+15	-	+15 V, 30 mA
		-15	-	-15 V, 30 mA
	マスタスタートパルス φms	START	正	内部発生パルスを初期化させるパルス CMOSロジックコンパチブル
	マスタクロックパルス φmc	CLK	正	内部発生パルスを同期させるパルス CMOSロジックコンパチブル
グラウンド		G	-	グラウンド
出力	モニタビデオ	M.V	正	ノイズキャンセル調整用出力
	データビデオ	D.V	正	低ノイズ最終ビデオ出力
	トリガパルス	Trig.	正	A/D変換用タイミング信号 CMOSロジックコンパチブル
	エンドオブスキャンパルス	EOS	負	シフトレジスタ走査終了信号 CMOSロジックコンパチブル

(2) 印加電圧

表6-5に推奨回路の入力電源電圧、入力パルス振幅電圧の推奨値、出力電圧値、出力パルス振幅電圧を示します。

入力印加電圧はデジタル系電源電圧 V_{cc} が+5 V、アナログ系電源電圧 $\pm V_s$ が ± 15 Vです。入力パルスのマスタクロックパルス ϕ_{mc} 、マスタスタートパルス ϕ_{ms} はいずれも正極性パルスで、振幅電圧 V_{mc} 、 V_{ms} は5 Vです。外部へ出力されるトリガパルスは正極性パルス、エンドオブスキャンパルスは負極性パルスで、振幅電圧 V_{trig} 、 V_{eos} はいずれも5 Vです。最終出力のデータビデオ出力はグランドからの正極性出力で、スイッチングノイズキャンセル調整

に使用するモニタビデオ出力は約2 Vの正電位からの正極性信号でそれぞれ得られます。

一方、センサに加えられる電圧を次に示します。クロックパルス ϕ_1 、 ϕ_2 、 $V_{\phi st}$ は5 Vで、フォトダイオードのリセット電位を決めるビデオバイアス電圧 V_b は2 Vです。飽和コントロール部の飽和コントロールゲート電圧 V_{scg} は0 Vで、飽和コントロールドレイン電圧 V_{scd} はビデオラインバイアス V_b と同じ2 Vです。 V_{ss} 、 V_{sub} 、NC端子はいずれも接地してください。またダミービデオ出力は当回路では使用せず、ダミービデオ出力端子はオープンになっています。

表6-5 外部電流積分方式推奨回路の推奨電圧

項目		記号	Min.	Typ.	Max.	単位
入力	デジタル系電源電圧 V_d	V_d	4.85	5	5.5	V
	アナログ系電源電圧 V_a	V_a	± 14.5	± 15	± 15.5	
	マスタスタートパルス ϕ_{ms}	V_{ms} (H)	2	5	5.4	
		V_{ms} (L)	0	-	0.8	
	マスタクロックパルス ϕ_{mc}	V_{mc} (H)	2	5	5.4	
V_{mc} (L)		0	-	0.8		
出力	トリガパルス	V_{trig} (H)	4.75	5	5.4	
		V_{trig} (L)	-	-	0.4	
	エンドオブスキャンパルス	V_{eos} (H)	4.75	5	5.4	
		V_{eos} (L)	-	-	0.4	
センサへの出力	スタートパルス ϕ_{st}	$V_{\phi s}$ (H)	4.75	5	5.4	
		$V_{\phi s}$ (L)	-	-	0.4	
	クロックパルス ϕ_1 、 ϕ_2	$V_{\phi 1}$ 、 $V_{\phi 2}$ (H)	4.75	5	5.4	
		$V_{\phi 1}$ 、 $V_{\phi 2}$ (L)	-	-	0.4	
	ビデオバイアス電圧	V_b	-	2	-	
	飽和コントロールドレイン電圧	V_{scd}	-	2	-	
飽和コントロールゲート電圧	V_{scg}	-	0	-		

(3) パルスタイミング

図6-8に推奨回路の入出力パルスとセンサへの出力パルスのタイミング図を、表6-6にタイミング条件をそれぞれ示します。

センサへの入力パルスはマスタクロックパルス ϕ_{mc} の1周期分を最低単位として、規則的にある周期をもってPLDから出力されます。

センサへのスタートパルス ϕ_{st} はマスタスタートパルス ϕ_{ms} の立ち上がり同期して、マスタクロックパルス ϕ_{mc} の2周期分で作られるため、マスタスタートパルス間隔が信号蓄積時間となり、その時間はマスタスタートパルス周波数 $f_{\phi ms}$ の逆数 $1/f_{\phi ms}$ (秒)となります。またスタート動作を安定して行うため、マスタスタートパルスのパルス幅 $tpw_{\phi ms}$ はマスタクロックパルスの1周期分のパルス幅 $tpw_{\phi mc}$ より長くなるようにし、なおかつ同期させます。

推奨回路では、マスタクロックパルス ϕ_{mc} の4周期分の時間を1画素の読み出しのための動作に使い、この時間内に1画素の出力信号の読み出し、積分容量のリセット、出力電位のクランプなどの各動作を行います。したがって、この周期でスタートパルス以外のパルスを発生させ、各画素の信号を時系列信号として出力させます。このため出力信号読み出し周波数はマスタクロックパルス周波数 $f_{\phi mc}$ の1/4になります。なお、当回路の場合、積分リセット時間、クランプ時間と特性との関係から、最高読み出し周波数は

62.5 kHzと規定されています。

センサへのクロックパルス ϕ_1 、 ϕ_2 はマスタクロックパルスの2周期分ハイレベルになるように設定されています。信号出力は ϕ_2 に同期して得られます。スタートパルス ϕ_{st} とクロックパルス ϕ_1 、 ϕ_2 のタイミングは図6-8の通りです。

またアドレススイッチや積分容量のリセットスイッチのオンオフに伴って、出力信号にはリセットパルス ϕ_{reset} 、クロックパルス ϕ_2 に同期したスイッチングノイズが現れます。このノイズは固定パターンノイズのため、このノイズ成分と等価な逆位相の電荷量を出力信号成分に注入することによってキャンセルできます。具体的にはリセットパルス ϕ_{reset} クロックパルス ϕ_2 の反転パルスをそれぞれCR結合回路を介して積分アンプの反転入力端子に入力します。電荷注入量の調整は可変抵抗で行います。

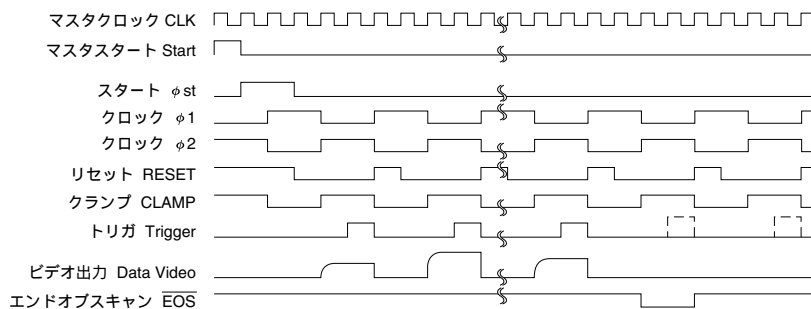
クランプ回路では出力の直流再生とともに、積分アンプのリセットスイッチで発生するノイズの除去も行っています。このランダムノイズの除去は積分アンプのリセット動作後から信号が出力されるまでの時間、つまり ϕ_{reset} がロー、 ϕ_2 がハイのときに行われ、この時間が短いとノイズの除去が不十分になります。当回路ではこの期間はマスタクロックパルス1周期分に相当します。

A/D変換などを行う際のデータの取り込み時間は、当回路の場合は信号が出力されてからマスタクロックパルス1周期後に設定してあります。図6-6に示すように外部に出

力されるトリガパルスはその時点、つまり $\phi 2$ ハイレベルの1/2の時点で立ち上がるように設定してあります。したがってトリガパルスの立ち上がりに同期してデータの取り込みを行います。

エンドオブスキャンは最終画素が読み出された次のクロックパルス $\phi 2$ に同期して出力されます。

図6-8 外部電流積分方式推奨回路のタイミング図



KACCC0151JA

表6-6 外部電流積分方式推奨回路のパルスタイミング

項目		記号	Min.	Typ.	Max.	単位
入力	マスタスタートパルス ϕms 幅	tpw ϕms	1/f ϕmc	-	-	s
	マスタスタートパルス ϕms 上昇/下降時間	tr ϕms , tf ϕms	-	-	500	ns
	マスタクロックパルス ϕmc 幅	tpw ϕmc	30	-	-	
	マスタクロックパルス ϕmc 上昇/下降時間	tr ϕmc , tf ϕmc	-	-	500	
	マスタクロック周波数	f ϕmc	-	-	375	kHz
出力	エンドオブスキャンパルス幅	tpweos	-	2/f ϕmc	-	s
	エンドオブスキャンパルス上昇/下降時間	treos, tfeos	-	-	100	ns
	トリガパルス幅	tpwtrig	-	1/f ϕmc	-	s
	トリガパルス上昇/下降時間	trtrig, tftig	-	-	100	ns
センサへの出力	スタートパルス ϕst 幅	tpw ϕst	-	2/f ϕmc	-	s
	スタートパルス ϕst 上昇/下降時間	tr ϕst , tf ϕst	-	-	100	ns
	クロックパルス $\phi 1$ 幅	tpw $\phi 1$	-	2/f ϕmc	-	s
	クロックパルス $\phi 2$ 幅	tpw $\phi 2$	-	2/f ϕmc	-	
	クロックパルス $\phi 1, \phi 2$ 上昇/下降時間	tr $\phi 1$, tf $\phi 1$, tr $\phi 2$, tf $\phi 2$	-	-	100	ns

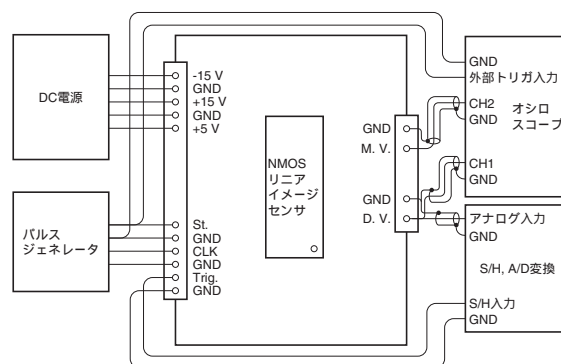
(4)接続

図6-9に周辺機器との接続例を示します。

電源(+5 V, ±15 V)を回路電源端子に、パルスジェネレータのマスタスタート、マスタクロックパルス出力は回路の各入力端子に接続します。オシロスコープの外部トリガ端子にはマスタスタート端子を接続し、信号入力端子にはマスタスタート端子を接続し、信号入力端子には回路のビデオデータ、ビデオモニタ出力端子を接続します。S/H、A/D変換回路のタイミング入力端子には回路のトリガ出力を、アナログ入力端子には回路のビデオデータ出力端子を接続します。

電源投入は接続後に行います。

図6-9 接続例 (外部電流積分方式推奨回路)



KACCC0152JA

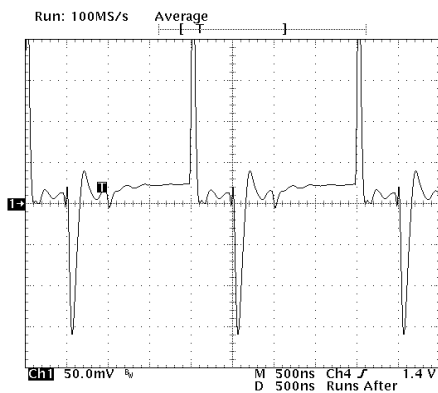
(5) スイッチングノイズキャンセルの調整方法

(3)で説明したように出力に現れるスイッチングノイズは ϕ_{reset} , ϕ_2 をCR結合回路を介して積分アンプの反転入力端子側に入力することでキャンセルできます。

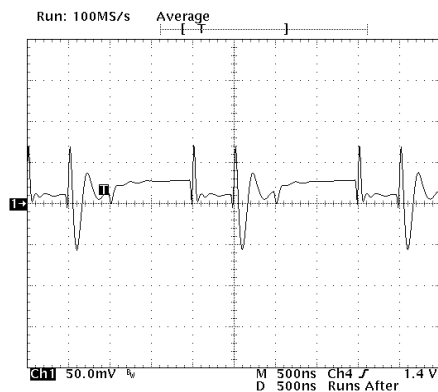
調整方法はまずセンサを遮光し、オシロスコープでモニタビデオ出力とデータビデオ出力を観察します。モニタビデオ出力は約2 Vから正極性の信号のため、オシロスコープの入力切り換えはACにします。そして推奨回路図に示す可変抵抗 VR1, 2を調整し、それぞれ ϕ_{reset} , ϕ_2 に同期したスイッチングノイズが最小になるようにします。オシロスコープの調整写真、飽和出力写真を図6-10に示します。

図6-10 外部電流積分方式標準回路
調整出力、飽和出力

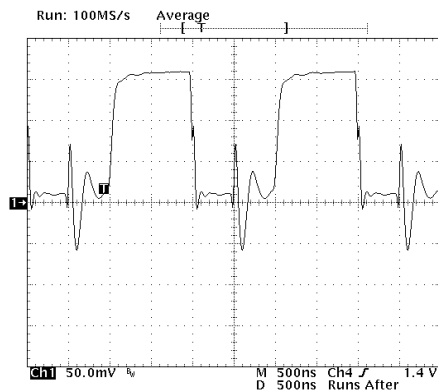
(a) VR1調整前



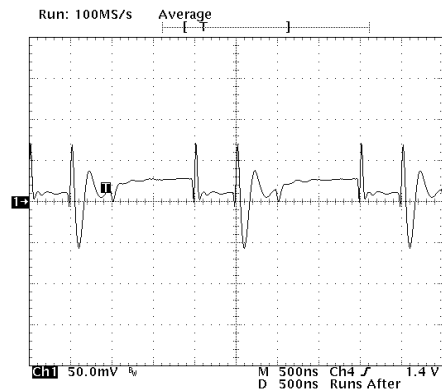
(b) VR1調整後



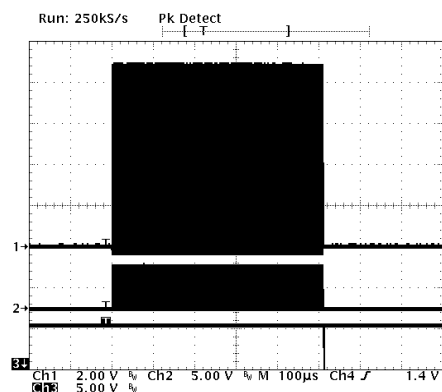
(c) VR2調整前



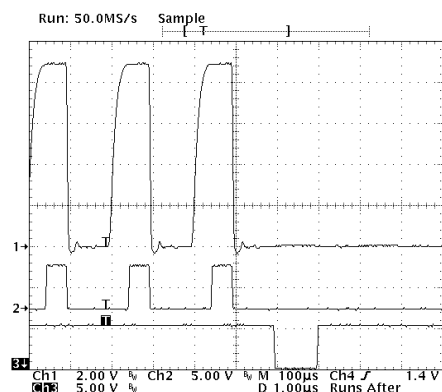
(d) VR2調整後



(e) 飽和出力



(f) EOS周辺拡大



(6) 注意事項

正常動作しない場合には、次の点をチェックしてください。

- (a)回路基板へ電源電圧 +5 V, ±15 Vが印加されているか？
- (b)回路基板へマスタクロックパルス、マスタスタートパルスが入力されているか？
- (c)センサの装着ピンにクロックパルス ϕ_1 , ϕ_2 、スタートパルス ϕ_{st} が出力されているか？
- (d)エンドオブスキャンパルスが出力されているか？

6-2. 電圧出力型用駆動回路

(1) 推奨回路構成

駆動回路は基本的には制御信号発生部、ビデオ信号処理部から構成されています。図6-11に推奨ブロック図、図6-12に推奨回路図を示します。制御信号発生部ではセンサと外部に必要なパルスを発生し、ビデオ信号処理部ではセンサからのビデオ信号を反転増幅、直流再生をして出力します。外部からはデジタル系電源電圧、アナログ系電源電圧、マスタクロックパルス、マスタスタートパルスを入力します。一方外部へはビデオ出力、トリガパルス、エンドオブスキャンパルスが出力されます。表6-7に入出力信号名とその機能を示します。

制御信号発生部はPLD (プログラマブル・ロジック・デバイス)で構成されており、センサのシフトレジスタ動作のためにスタートパルス、2相のクロックパルスを、内部信号処理のためにリセット信号をそれぞれ発生します。また外部でのサンプルホールドのためのトリガ出力信号も合わせて発生し、バッファを介して外部に出力されます。これらの信号は外部からのマスタクロックパルスに同期し、マスタスタートパルスによって初期化されます。これらのマスタクロックパルス、マスタスタートパルスはバッファを介してPLDに入力されます。

信号処理回路は非反転増幅器と反転増幅器で構成されています。センサ内部にはビデオライン容量を利用した電流

積分回路とインピーダンス変換回路から成る信号処理回路が内蔵されていますが、センサのビデオ信号出力に負荷(抵抗・容量)をつけると安定した動作が得られないため、この信号はアンプの非反転端子に入力します。しかし、センサ出力はある正電位から負極性のボックスカー波形で得られるため、外部回路で信号処理しやすいようにグランドから正極性の信号に直す必要があります。したがって、次段のアンプではビデオ信号はアンプの反転入力端子に入力され、非反転入力端子には、ある正電位をバイアスします。このバイアス電圧を可変することでオフセット除去を行い、出力はグランドから正極性の信号になります。なお、この2段のアンプで信号は6倍に増幅され、ビデオ出力端子から外部に出力されます。

エンドオブスキャン端子は、10 kΩの抵抗で5 Vにプルアップされています。最終画素の次のφ2に同期して現れるエンドオブスキャン信号はバッファを介し、エンドオブスキャン端子から外部に出力されます。

以下に部品選定の注意点を示します。

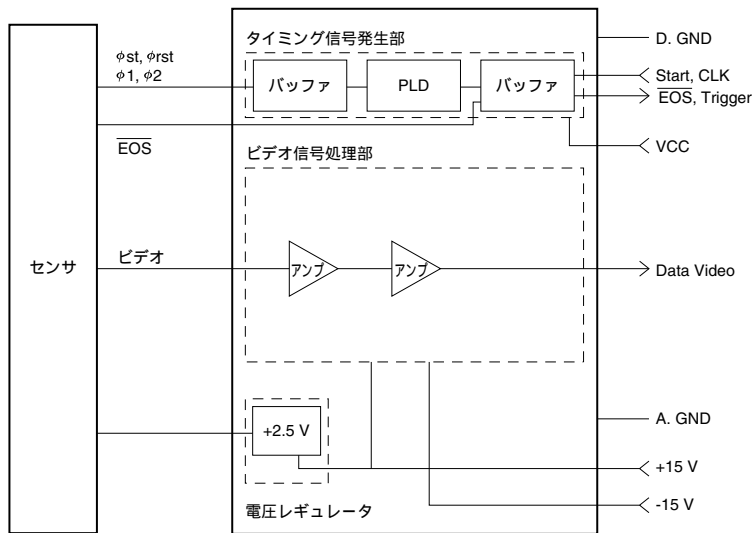
(a) 非反転アンプ

非反転アンプは高速のオペアンプを選択してください。また、低雑音のオペアンプが適しています。

(b) 反転アンプ

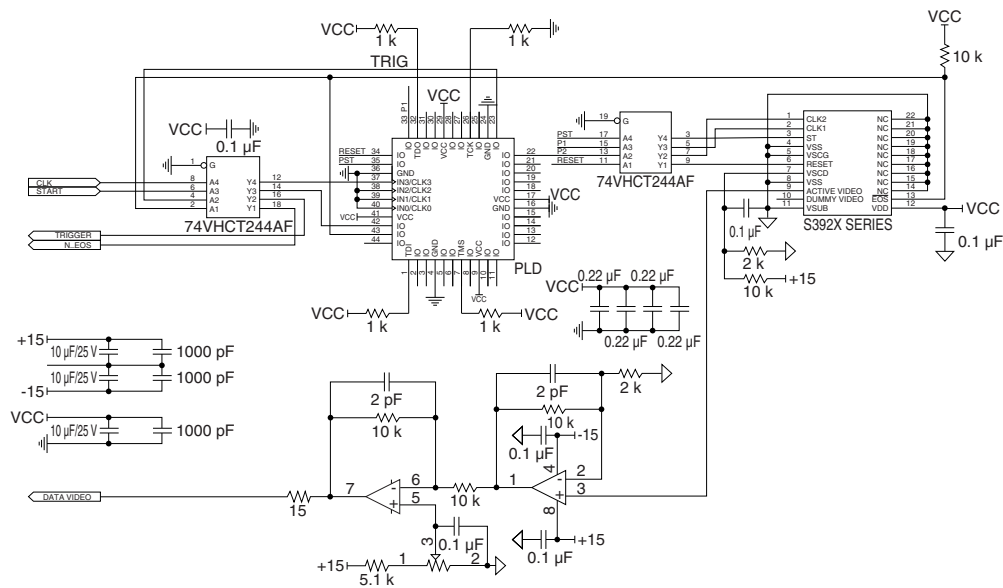
反転アンプとして、高速で負荷容量に強いオペアンプを選択してください。

図6-11 電圧出力型用推奨ブロック図



KACCC0153JA

図6-12 電圧出力型用推奨回路図



KACCC0154JA

表6-7 電圧出力型用推奨回路の入出力信号名とその機能

端子名	基板の記号	極性	機能	
入力	デジタル系電源電圧 Vd	+5	+5 V, 70 mA	
	アナログ系電源電圧 Va	+15	+15 V, 30 mA	
		-15	-15 V, 30 mA	
	マスタスタートパルス ϕ_{ms}	START	正	内部発生パルスを初期化させるパルス CMOSロジックコンパチブル
	マスタクロックパルス ϕ_{mc}	CLK	正	内部発生パルスを同期させるパルス CMOSロジックコンパチブル
グランド	G	-	グランド	
出力	ビデオ	Video	正	ビデオ出力
	トリガパルス	Trig.	正	A/D変換用タイミング信号 CMOSロジックコンパチブル
	エンドオブスキャンパルス	EOS	負	シフトレジスタ走査終了信号 CMOSロジックコンパチブル

(2) 印加電圧

表6-8に、当回路の入力電源電圧、入力パルス振幅電圧の推奨値、出力電圧値、出力パルス振幅電圧を示します。

入力印加電圧はデジタル系電源電圧 Vccが+5 V、アナログ系電源電圧 Vsが±15 Vです。入力パルスはマスタクロックパルス ϕ_{mc} 、マスタスタートパルス ϕ_{ms} いずれも正極性パルスで、振幅電圧 Vmc, Vmsは5 Vです。外部へ出力されるトリガパルスは正極性パルス、エンドオブスキャンパルスは負極性パルスで、振幅電圧 Vtrig, Veosはいずれも5 Vです。最終出力のビデオ出力はグランドからの正極性信号で得られます。

一方、センサに加えられる電圧は次の通りです。クロックパルス ϕ_1, ϕ_2 、スタートパルス ϕ_{st} 、リセットパルス ϕ_r の振幅電圧 V ϕ_1 , V ϕ_2 , V ϕ_{st} , V ϕ_r は5 Vで、フォトダイオードのリセット電位を決めるリセット電圧 Vrは2.5 Vです。飽和コントロール部の飽和コントロールゲート電圧 Vscgは0 Vで、飽和コントロールドレイン電圧 Vscdはリセット電圧 Vrと同じ2.5 Vです。内部出力処理部のドレインの印加電圧 Vddは5 Vで、Vss, Vsub, NC端子はいずれも接地されています。またダミービデオ出力は当回路では使用せず、ダミービデオ出力端子はオープンになっています。

表6-8 電圧出力型用推奨回路の推奨電圧

項目		記号	Min.	Typ.	Max.	単位
入力	デジタル系電源電圧	Vd	4.85	5	5.5	V
	アナログ系電源電圧	Va	±14.5	±15	±15.5	
	マスタスタートパルス ϕ_{ms}	Vms (H)	2	5	5.4	
		Vms (L)	0	-	0.8	
	マスタクロックパルス ϕ_{mc}	Vmc (H)	2	5	5.4	
Vmc (L)		0	-	0.8		
出力	トリガパルス	Vtrig (H)	4.75	5	5.4	
		Vtrig (L)	-	-	0.4	
	エンドオブスキャンパルス	Veos (H)	4.75	5	5.4	
		Veos (L)	-	-	0.4	
センサへの出力	スタートパルス ϕ_{st}	Vs (H)	4.75	5	5.4	
		Vs (L)	-	-	0.4	
	クロックパルス ϕ_1, ϕ_2	V ϕ_1, ϕ_2 (H)	4.75	5	5.4	
		V ϕ_1, ϕ_2 (L)	-	-	0.4	
	リセットパルス ϕ_r	Vr (H)	4.75	5	5.4	
		Vr (L)	-	-	0.4	
	リセット電圧	Vr	-	2.5	-	
	飽和コントロールドレイン電圧	Vscd	-	2.5	-	
	飽和コントロールゲート電圧	Vscg	-	0	-	
内部出力処理回路ドレイン電圧	Vdd	-	5	-		

(3) パルスタイミング

図6-13に当回路の入出力パルスとセンサへの出力パルスのタイミング図を、表6-9にタイミング条件をそれぞれ示します。

センサへの入力パルスは、マスタクロックパルス ϕ_{mc} の1周期分を最低単位として、規則的にある周期をもってPLDから出力されます。センサへのスタートパルス ϕ_{st} はマスタスタートパルス ϕ_{ms} の立ち下がりに同期して、マスタクロックパルス ϕ_{mc} の2周期分で作られるため、マスタスタートパルス間隔が信号蓄積時間となり、その時間はマスタスタートパルス周波数 $f_{\phi_{ms}}$ の逆数 $1/f_{\phi_{ms}}$ (秒) となります。またスタート動作を安定して行うため、マスタスタートパルスのパルス幅 $tpw_{\phi_{st}}$ はマスタクロックパルスの1周期分のパルス幅 $tpw_{\phi_{mc}}$ より長くなるようにします。

当回路では、マスタクロックパルス ϕ_{mc} の6周期分の時間で1画素を読み出すための動作に使い、この時間内に1画素の出力信号の読み出し、フォトダイオード、ビデオラインのリセットなどの各動作を行います。したがってこの周期でスタートパルス以外のパルスを発生させ、各画素の信号を時系列信号として出力させます。このため出力信号読み出し周波数は、マスタクロックパルス周波数 $f_{\phi_{mc}}$ の1/6になります。なお、当回路の場合、フォトダイオードリセット時間と特性との関係から最高読み出し周波数は500 kHzと規定されています。

センサへのクロックパルス ϕ_1, ϕ_2 は相補関係にあり、それぞれマスタクロックパルスの2周期分、4周期分ハイレベルになるように設定されています。信号出力は ϕ_2 に同期して得られます。スタートパルス ϕ_{st} とクロックパルス ϕ_1, ϕ_2 のタイミングは図6-13の通りです。

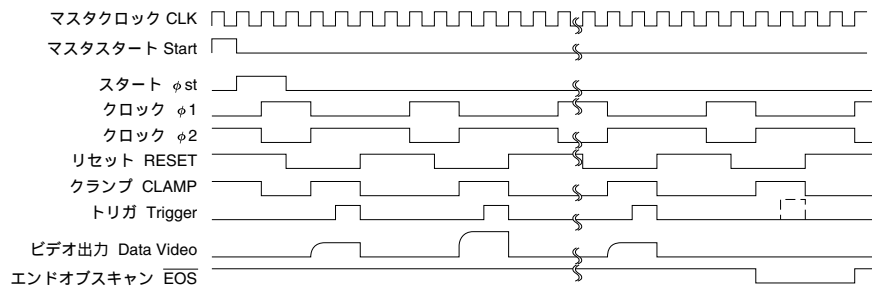
フォトダイオード電位のリセットは、アドレススイッチと内蔵出力処理回路のリセットスイッチを同時に開き、フォトダイオード電位をリセット電圧 V_r と同電位にすることで行います。アドレススイッチはクロックパルス ϕ_2 に

同期しているため、リセットパルス ϕ_r と ϕ_2 は必ずオーバーラップする必要があります。当回路ではリセットパルス ϕ_r をマスタクロックパルス3周期分ハイレベルにし、そのうち2周期分を ϕ_2 とオーバーラップさせています。またフォトダイオードのリセット電位を常に安定させるため、 ϕ_2 の立ち上がりよりもマスタクロックパルス1周期分前にリセットパルス ϕ_r は立ち下がります。リセットパルス ϕ_r のタイミング図は図6-13の通りです。なお、ビデオ出力信号は ϕ_2 の立ち上がりから ϕ_r の立ち上がりの間で得られます。

AD変換などを行う際のデータの取り込み時間は、当回路の場合信号が出力されてからマスタクロックパルス1周期後に設定してあります。図6-13に示すように外部に出力されるトリガパルスはその時点、つまり ϕ_2 がハイレベルの1/4の時点で立ち上がるように設定してあります。したがってトリガパルスの立ち上がりに同期してデータの取り込みを行います。

エンドオブスキャンは最終画素が読み出された次のクロックパルス ϕ_2 に同期して出力されます。

図6-13 電圧出力型用推奨回路タイミング図



KACCC0155JA

表6-9 電圧出力型用推奨回路のパルスタイミング

項目		記号	Min.	Typ.	Max.	単位
入力	マスタスタートパルス ϕ_{ms} 幅	$tpw\phi_{ms}$	$1/f\phi_{mc}$	-	-	s
	マスタスタートパルス ϕ_{ms} 上昇/下降時間	$tr\phi_{ms}, tf\phi_{ms}$	-	-	500	ns
	マスタクロックパルス ϕ_{mc} 幅	$tpw\phi_{mc}$	30	-	-	
	マスタクロックパルス ϕ_{mc} 上昇/下降時間	$tr\phi_{mc}, tf\phi_{mc}$	-	-	500	
	マスタクロック周波数	$f\phi_{mc}$	-	-	3	MHz
出力	エンドオブスキャンパルス幅	$tpweos$	-	$4/f\phi_{mc}$	-	s
	エンドオブスキャンパルス上昇/下降時間	$treos, tfeos$	-	-	100	ns
	トリガパルス幅	$tpwtrig$	-	$3/f\phi_{mc}$	-	s
	トリガパルス上昇/下降時間	$trtrig, tfterig$	-	-	100	ns
センサへの出力	スタートパルス ϕ_{st} 幅	$tpw\phi_s$	-	$2/f\phi_{mc}$	-	s
	スタートパルス ϕ_{st} 上昇/下降時間	$tr\phi_s, tf\phi_s$	-	-	100	ns
	クロックパルス ϕ_1 幅	$tpw\phi_1$	-	$2/f\phi_{mc}$	-	s
	クロックパルス ϕ_2 幅	$tpw\phi_2$	-	$4/f\phi_{mc}$	-	
	クロックパルス ϕ_1, ϕ_2 上昇/下降時間	$tr\phi_1, tf\phi_1, tr\phi_2, tf\phi_2$	-	-	100	ns
	リセットパルス ϕ_r 幅	$tpw\phi_r$	-	$3/f\phi_{mc}$	-	s
	リセットパルス ϕ_r 上昇/下降時間	$tr\phi_r, tf\phi_r$	-	-	100	ns
	リセットパルス $-\phi_2$ オーバーラップ時間	$t\phi_{ovr}$	-	$2/f\phi_{mc}$	-	
リセットパルス下降 $-\phi_2$ 下降時間差	$td\phi-2$	-	$1/f\phi_{mc}$	-		

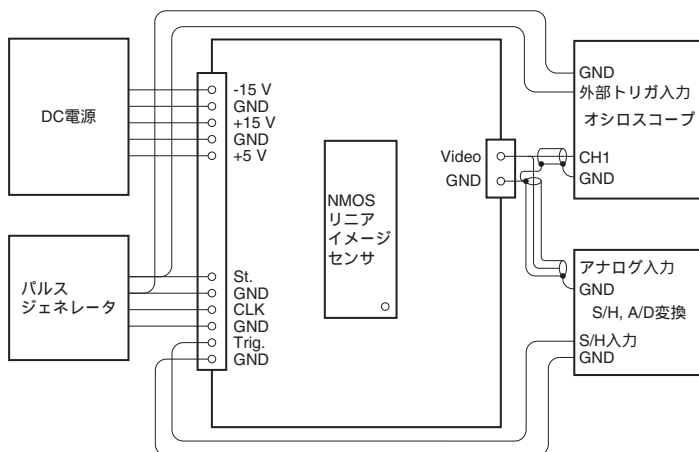
(4) 接続

図6-14に周辺機器との接続例を示します。

電源(+5 V, ±15 V)を回路電源端子に、パルスジェネレータのマスタスタート、マスタクロックパルス出力は回路の各入力端子に接続します。オシロスコープの外部トリガ端

- 子にはマスタスタート端子を接続し、信号入力端子には回路のビデオデータ出力端子を接続します。S/H, A/D変換回路のタイミング出力端子には回路のトリガ出力を、アナログ入力端子には回路のビデオデータ出力端子を接続します。

図6-14 接続例 (電圧出力型用推奨回路)



KACCC0156JA

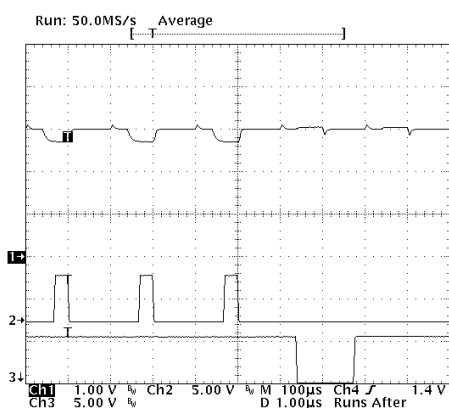
(5) 出力オフセットレベルの調整方法

(1)で説明したように当回路では反転アンプの非反転入力側に印加する電圧を変化させることで、ビデオ出力のオフセットレベルを調整します。調整は推奨回路図の可変抵抗で行います。

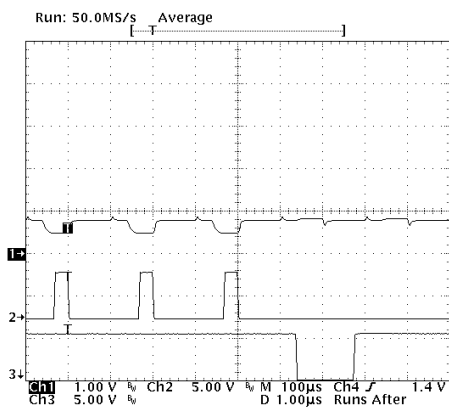
調整方法としては、まずセンサを遮光し、オシロスコープでビデオ出力を観察します。そして図6-15のオシロスコープの写真に示すように可変抵抗を調整して、 $\phi 2$ ハイ、 ϕr ローのビデオ出力時間の出力レベルをグランドレベル付近に合わせます。

図6-15 電圧出力型用推奨回路のオフセット調整と飽和出力

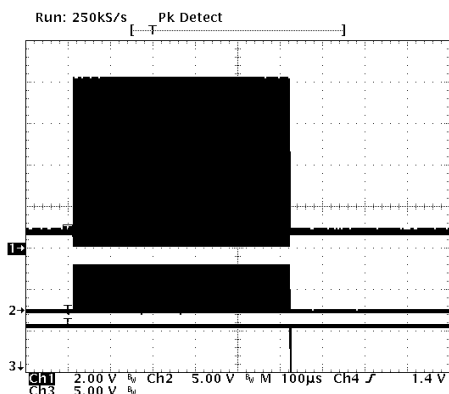
(a) オフセット調整前



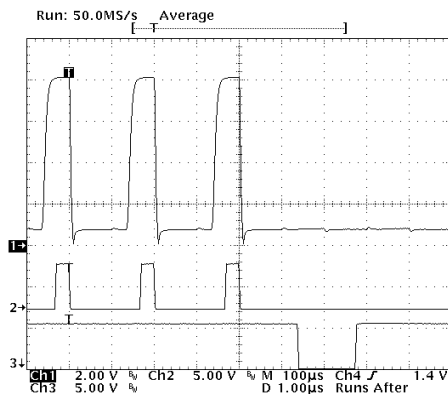
(b) オフセット調整後



(c) 飽和出力



(d) EOS周辺拡大



(6) 注意事項

正常動作しない場合には、次の点をチェックしてください。

- (1)回路基板へ電源電圧+5 V, ±15 Vが印加されているか？
- (2)回路基板へマスタクロックパルス、マスタスタートパルスが入力されているか？
- (3)センサの装着ピンにクロックパルス $\phi 1$, $\phi 2$ 、スタートパルス ϕst が出力されているか？
- (4)エンドオブスキャンパルスが出力されているか？

6-3. パルスジェネレータ

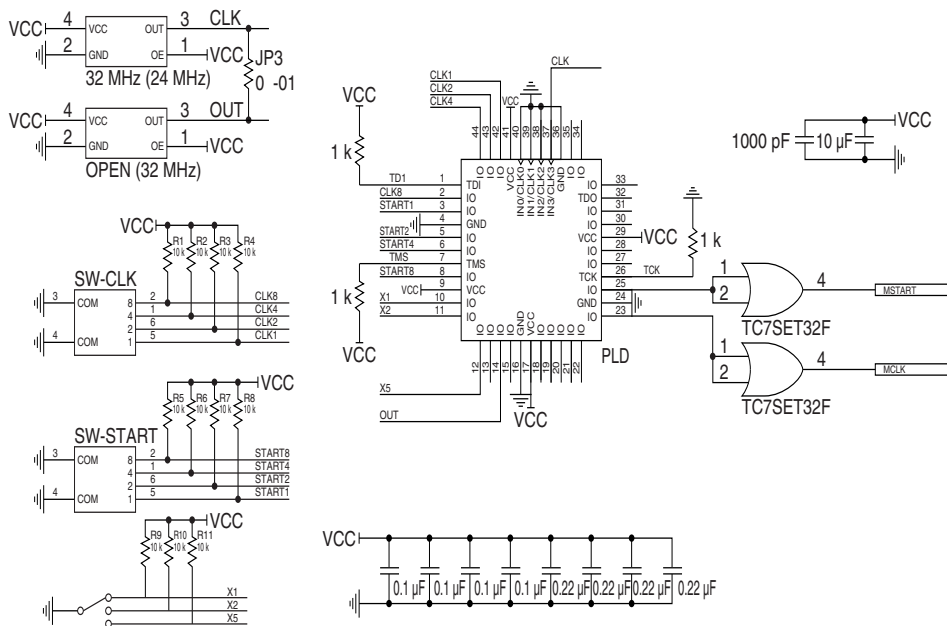
(1) 推奨回路構成

図6-16に推奨回路図を示します。外部からは電源電圧5V(30mA)を入力し、外部へはマスタクロックパルス、マスタスタートパルスが出力されます。原振クロックとして水晶発振子を使用しているため、高精度のクロックパルスが得られます。マスタスタートパルスは、駆動回路の初期化とセンサの蓄積時間を決定します。また、マスタクロックパルスはPLDで作成するパルスの最小単位となるとともに、センサの動作時間(読み出し速度)を決定します。

図6-17にマスタクロックパルスとマスタスタートパルスのタイミング図を示します。マスタスタートパルスのパルス幅は、マスタクロックパルスのパルス幅の2倍になっています。

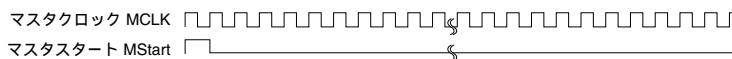
(2) マスタクロックパルスの設定

図6-16 パルスジェネレータ推奨回路図



KACCC0157JA

図6-17 パルスジェネレータ推奨回路のタイミング図



KACCC0126JA

- ・ マスタクロックパルスの設定は、ロータリースイッチ SW-CLKで行います。
- ・ PLDで源振クロックを分周します。

(3) マスタスタート間隔の設定

マスタスタートパルス間隔の設定は、ロータリースイッチ SW-STARTおよびスライドスイッチ SW-125で行います。

このマスタスタートパルス間隔が蓄積時間となります。蓄積時間= $X \times 10^Y$ (秒)で表されます。XはSW-125で、YはSW-STARTで設定できるようにPLDを組みます。

7. 標準駆動回路

浜松ホトニクスは、表7-1に示すように3種類のNMOSリニアイメージセンサ用駆動回路を用意しています。

表7-1 NMOSリニアイメージセンサ駆動回路の種類

回路構成		タイプ	基板	マルチチャンネル検出器ヘッド	
				常温型	冷却型
電流出力型	外部電流積分方式		C7884/-01	C8892	C5964シリーズ

7-1. 回路構成別

電流出力型 (S3901～S3904/S8380/S8381シリーズ)用に、電流電圧変換方式、電流積分方式の2種類を、用意しています。

駆動回路は、パルス発生部と信号処理部で構成されています。パルス発生部では、外部からマスタクロックパルス、マスタスタートパルスを入力することで、センサの駆動に必要なスタートパルスと2相クロックパルスを発生します。またデータ取り込み用のトリガパルスとセンサの掃引終了を示すエンドオブスキャンパルスを外部に出力します。信号処理部では以下のようにセンサのビデオ出力に対して必要な信号処理を行います。

(1) 電流出力型、電流積分方式

(C7884シリーズ, C8892, C5964シリーズ)

ビデオ出力の電流積分、オフセット除去、増幅、クランプ回路によるノイズ除去

7-2. 機能別

ボード型、マルチチャンネル検出器ヘッド (冷却型、常温型)の3種類を用意しています。外形寸法図を図7-1に示します。

(1) 基板

回路の中央にセンサを装着して使用します。評価用としてだけでなく、装置に組み込んで使用できるようコンパクトで使いやすく設計されています。

(2) 常温型マルチチャンネル検出器ヘッド

回路をユニットケースに内蔵したものです。前面には分光器取り付け用の約φ8 cmのフランジが付き、奥行きは約4 cmでコンパクトに設計されています。ユニットケースは外部からのシールド効果をもち、センサの光軸合わせ調整機能も備えています。信号の入出力は背部のコネクタを通じて1本のケーブルで行うため、取り扱いが容易です。

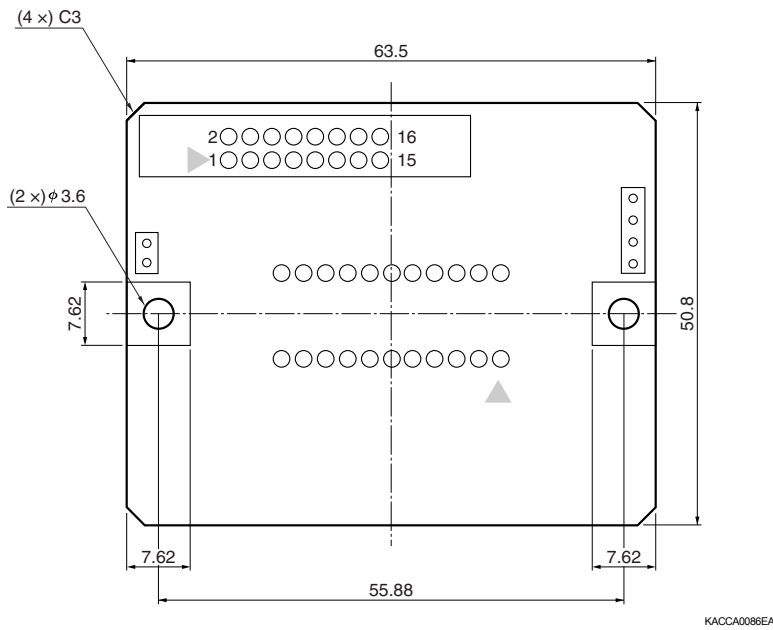
(3) 冷却型マルチチャンネル検出器ヘッド

温度制御回路、放熱器を内蔵したマルチチャンネル検出器ヘッドです。センサの温度を0℃に保ちます。

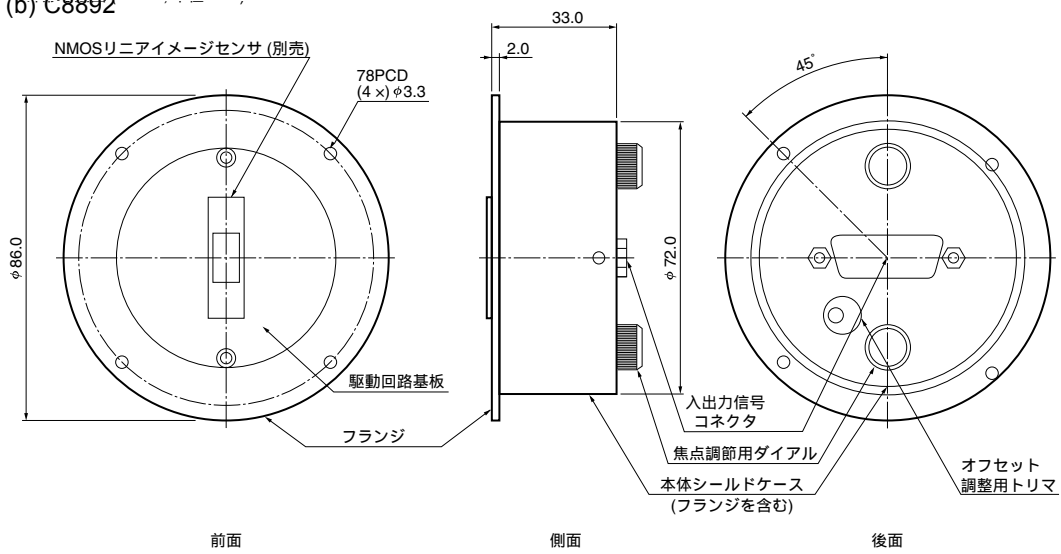
冷却することによってセンサの暗電流を低く抑え、蓄積時間を長く取ることができます。

図7-1 外形寸法図 (単位: mm)

(a) C7884/-01



(b) C8892

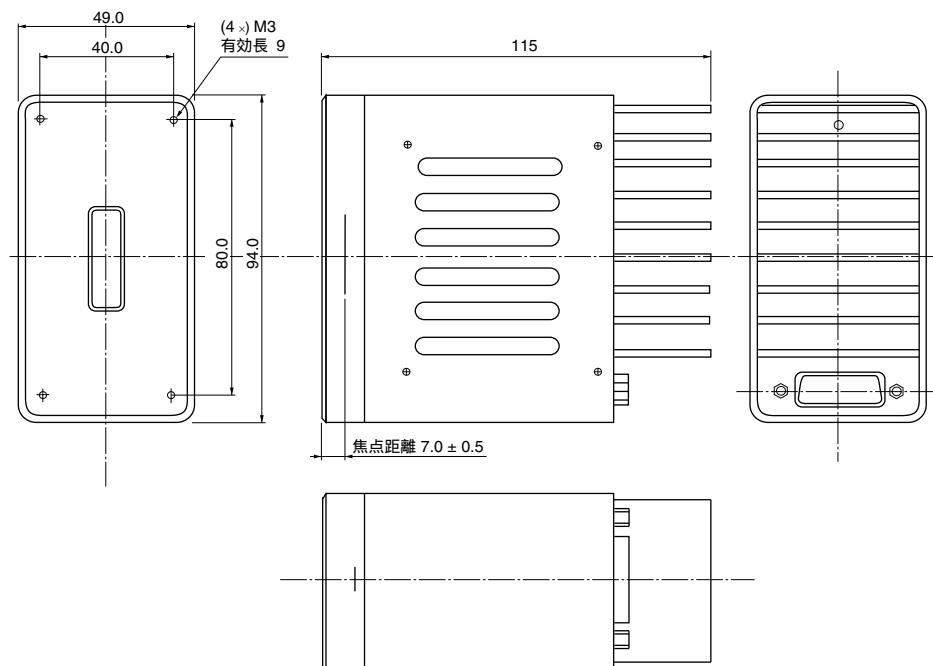


焦点調節用ダイヤルを回転させることで、焦点位置を0~4.5 mmの範囲(基板ストローク長)で奥に動かすことができます。

質量: 約0.16 kg

KACCA0113JA

(c) C5964シリーズ



7-3. 電流出力型用外部電流積分方式標準回路 C7884シリーズ

7-3-1. 製品の種類

製品名	型名	特長
駆動回路	C7884	低雑音 優れた出力直線性 ボックス波形出力
	C7884-01	超低雑音 優れた出力直線性 ボックス波形出力

7-3-2. 仕様

■ 絶対最大定格 (Ta=25 °C)

項目	記号	条件	定格値	単位
正電源電圧	+Vs Max		+20	V
負電源電圧	-Vs Max		-20	V
動作温度	Topr	結露なきこと	0 ~ +50	°C
保存温度	Tstg	結露なきこと	-10 ~ +60	°C

■ 特性 (指定のない場合は Ta=25 °C, ±Vs=±12 V)

(1) アナログ部

項目	記号	条件	Min.	Typ.	Max.	単位	
回路方式			電荷蓄積型			-	
回路ゲイン	G	全シリーズ共通	-	0.3	-	V/pC	
データレート	fvo	C7884	S3901/S3904 シリーズ	-	-	500	kHz
			S3902/S3903 シリーズ	-	-	1	MHz
		C7884-01	S3901/S3904 シリーズ	-	-	62.5	kHz
			S3902/S3903 シリーズ	-	-	62.5	kHz

(2) デジタル部

項目		記号	Min.	Typ.	Max.	単位	
入力	マスタスタートパルス φms (正論理)	入力電圧	Vms (H)	2.0	5.0	5.4	V
			Vms (L)	0	-	0.8	V
		パルス幅	tpwφms	1/fφmc	-	-	ns
		上昇時間	trφms	-	-	50	ns
	下降時間	tfφms	-	-	50	ns	
	マスタクロックパルス φmc (正論理)	入力電圧	Vmc (H)	2.0	5.0	5.4	V
			Vmc (L)	0	-	0.8	V
		パルス幅	tpwφmc	30	-	-	ns
		上昇時間	trφmc	-	-	20	ns
		下降時間	tfφmc	-	-	20	ns
周波数		C7884 C7884-01	fφmc	-	-	2 (4) 250	MHz kHz
出力	トリガパルス Trig (正論理)	出力電圧	Vtrig (H)	2.0	5.0	5.4	V
			Vtrig (L)	0	-	0.8	V
		パルス幅	tpwtrig	-	1/fφmc	-	ns
		上昇時間	trtrig	-	-	100	ns
	下降時間	tftrig	-	-	100	ns	
	エンドオブスキャンパルス EOS (負論理)	出力電圧	Veos (H)	2.0	5.0	5.4	V
			Veos (L)	0	-	0.8	V
		パルス幅	tpweos	-	2/fφmc	-	ns
		上昇時間	treos	-	-	100	ns
		下降時間	tfeos	-	-	100	ns

注) 最大クロック周波数: カッコ内は S3902/S3903 シリーズ

■ 一般定格

項目		記号	条件	Min.	Typ.	Max.	単位
供給電源	正電源電圧	+Vs	-	+11.5	+12.0	+15.5	V
	負電源電圧	-Vs	-	-11.5	-12.0	-15.5	V
消費電流	C7884	正電源電流	+Is	+15 V	-	35	mA
		負電源電流	-Is	-15 V	-	10	mA
	C7884-01	正電源電流	+Is	+15 V	-	25	mA
		負電源電流	-Is	-15 V	-	15	mA

7-3-3. 推奨回路との比較

○電源

内部でデジタル用電源 Vccを発生させているため、2電源 (±12 V Typ.)となっています。

○温度安定性

温度安定性の向上を図るために電源にレギュレータ

を入れたり、各所にリファレンスやフィルタ回路を入れてあります。

○対外来雑音

電源ラインなどにフィルタやコンデンサを入れてあります。

8. 信頼性

浜松ホトニクスではJIS規格を基本とし、EIAJ規格、MIL規格などを参考にして、NMOSリニアイメージセンサに関して、表8-1に示すような信頼性試験を定期的に行っています。

表8-1 NMOSリニアイメージセンサの信頼性試験

試験項目	試験条件
高温保存	85 °C (最高保存温度), 1000 時間
高温動作	65 °C (最高動作温度), $V_{\phi}=10$ V (最大クロック電圧) 1000 時間
高温高湿動作	60 °C, 90 %, $V_{\phi}=10$ V (最大クロック電圧), 1000 時間
温度サイクル (保存)	-40 °C 30 分~85 °C 30 分, 100 サイクル (最低保存温度~最高保存温度)
衝撃	100 G, 6 ms, XYZ 方向, 各 3 回
振動	100~2000 Hz, 20 G, XYZ 方向, 48 分
端子強度	引っ張り 0.5 kg, 30 s, 曲げ 2 回
静電破壊	$C=200$ pF, $R=0$ Ω , ± 200 V, すべての端子間

注) 信頼性試験の認定許可値はカタログ記載の特性最大値とします。

本資料の記載内容は、平成29年6月現在のものです。

製品の仕様は、改良などのため予告なく変更することがあります。本資料は正確を期するため慎重に作成されたものですが、まれに誤記などによる誤りがある場合があります。本製品を使用する際には、必ず納入仕様書をご用命の上、最新の仕様をご確認ください。

本製品の保証は、納入後1年以内に瑕疵が発見され、かつ弊社に通知された場合、本製品の修理または代品の納入を限度とします。ただし、保証期間内であっても、天災および不適切な使用に起因する損害については、弊社はその責を負いません。

本資料の記載内容について、弊社の許諾なしに転載または複製することを禁じます。

浜松ホトニクス株式会社

www.hamamatsu.com

仙台営業所	〒980-0021 仙台市青葉区中央3-2-1 (青葉通プラザ11階)	TEL (022) 267-0121 FAX (022) 267-0135
筑波営業所	〒305-0817 茨城県つくば市研究学園5-12-10 (研究学園スクウェアビル7階)	TEL (029) 848-5080 FAX (029) 855-1135
東京営業所	〒105-0001 東京都港区虎ノ門3-8-21 (虎ノ門33森ビル5階)	TEL (03) 3436-0491 FAX (03) 3433-6997
中部営業所	〒430-8587 浜松市中区砂山町325-6 (日本生命浜松駅前ビル4階)	TEL (053) 459-1112 FAX (053) 459-1114
大阪営業所	〒541-0052 大阪市中央区安土町2-3-13 (大阪国際ビル10階)	TEL (06) 6271-0441 FAX (06) 6271-0450
西日本営業所	〒812-0013 福岡市博多区博多駅東1-13-6 (竹山博多ビル5階)	TEL (092) 482-0390 FAX (092) 482-0550

固体営業推進部 〒435-8558 浜松市東区市野町1126-1 TEL (053) 434-3311 FAX (053) 434-5184

Cat. No. KMPD9001J08
Jun. 2017 DN