

【書類名】明細書

【発明の名称】光受信回路および光結合装置

【技術分野】

【0001】

本発明の実施形態は、光受信回路および光結合装置に関する。

【背景技術】

【0002】

光結合素子や光通信装置等は、産業用、通信用、家庭用を含めさまざまな電子機器に広く用いられている。近年、これらの装置に用いられる発光素子は、発光効率等性能が改善されている。

【0003】

このような光受信回路で扱う光信号の強度は、微弱レベルから非常に強いレベルまでのものが含まれ、広いダイナミックレンジを有する光受信回路が要望されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開2009-88580号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

本実施形態は、周波数特性を維持しつつ低電圧で動作する光受信回路および光結合装置を提供する。

【課題を解決するための手段】

【0006】

実施形態に係る光受信回路は、受光素子と、前記受光素子に接続された第1ゲート電極と、基準電位線に接続された第1ソース電極と、第1ノードを介して第1負荷回路に接続された第1ドレイン電極と、を有し、飽和領域で動作し得る第1導電形の第1MOSトランジスタと、前記第1ノードに接続された第2ゲート電極と、出力端子に接続された第2ソース電極と、前記基準電位線に接続された第2ドレイン電極と、を有する第2導電形の第2MOSトランジスタと、電源電位線と前記第2ドレイン電極との間に接続された第2負荷回路と、前記第1ゲート電極と前記出力端子との間に接続された帰還抵抗素子と、を備える。

【図面の簡単な説明】

【0007】

【図1】第1の実施形態に係る光受信回路を例示する回路図である。

【図2】図1の回路をより具体的な回路要素として示した光受信回路の回路図である。

。

【図3】比較例に係る光受信回路の回路図である。

【図4】図4(a)は、本実施形態の光受信回路の周波数特性を表したグラフである。図4(b)は、比較例の光受信回路の周波数特性を表したグラフである。

【図5】本実施形態の光受信回路パルス応答特性を、比較例の光受信回路のパルス応答特性と対比して表したグラフである。

【図6】第2の実施形態に係る光受信回路を例示する回路図である。

【図7】第3の実施形態に係る光受信回路を例示する回路図である。

【図8】本実施形態の光受信回路のパルス応答特性と他の実施形態の光受信回路のパルス応答特性を対比して表したグラフである。

【図9】第4の実施形態に係る光受信回路を例示する回路図である。

【図10】図10(a)は、第5の実施形態に係る光結合装置を例示するブロック図である。図10(b)は、第5の実施形態に係る光結合装置の構造を例示する断面図である。

【図 1 1】第 6 の実施形態に係る光通信システムを例示するブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0008】

以下、図面を参照しつつ、本発明の実施形態について説明する。

(第 1 の実施形態)

図 1 は、第 1 の実施形態に係る光受信回路を例示する回路図である。

図 2 は、図 1 の回路をより具体的な回路要素として示した光受信回路の回路図である。

図 3 は、比較例に係る光受信回路の回路図である。

図 4 (a) は、本実施形態の光受信回路の周波数特性を表したグラフである。図 4 (b) は、比較例の光受信回路の周波数特性を表したグラフである。

図 5 は、本実施形態の光受信回路パルス応答特性を、比較例の光受信回路のパルス応答特性と対比して表したグラフである。

図 1 に示すように、本実施形態の光受信回路 10 は、受光素子 11 と、増幅トランジスタ 1 と、出力トランジスタ 2 と、負荷回路 13 と、帰還抵抗素子 14 と、を備える。光受信回路 10 は、電源端子 15 と基準電圧端子 16 との間に接続される。基準電圧端子 16 の電位 V_{ss} は、光受信回路 10 が接続される電位のうちもっとも低い電位であり、典型的には接地電位であり、0 V である。電源端子 15 の電位 V_{dd} は、光受信回路 10 が接続される電位のうちもっとも高い電位であり、たとえば、接地電位に対して 2.5 V である。基準電圧端子 16 の電位 V_{ss} および電源端子 15 の電位 V_{dd} とは、上述の電位関係が維持されていればよく、基準電圧端子 16 の電位 V_{ss} および電源端子 15 の電位 V_{dd} の両方または一方が負の電位を有していてもよい。

【0009】

本明細書では、MOS トランジスタの飽和領域というときには、MOS トランジスタのドレインソース間の出力特性において、ドレイン電流（出力電流）がゲートソース間電圧としきい値電圧との電圧差の 2 乗に比例する領域をいうものとする。より具体的には、飽和領域においては、ドレイン電流 I_d は、以下のように表される。

【0010】

$$I_d = (k/2) \cdot (V_g - V_t)^2 \quad (1)$$

ここで、 V_g は、MOS トランジスタのゲートソース間電圧であり、 V_t は、MOS トランジスタのゲートしきい値電圧である。また、 k は、 $k = (W/L) \cdot \mu \cdot C_{ox}$ である。 W および L は、それぞれ MOS トランジスタのゲート幅およびゲート長である。 μ は、チャネルにおけるキャリア（n チャネルの場合には電子、p チャネルの場合には正孔）の移動度であり、 C_{ox} は、ゲート酸化膜による静電容量である。

【0011】

MOS トランジスタの飽和領域では、ドレイン電流は、ドレインソース間電圧に対してほぼ一定値を示す。これに対して、MOS トランジスタの線形領域というときには、MOS トランジスタの出力特性において、ドレイン電流が、ゲートソース間電圧としきい値電圧との電圧差を比例定数に含むドレインソース間電圧の線形項を有する領域である。より具体的には、線形領域においては、ドレイン電流 I_d は、以下のように表される。

【0012】

$$I_d = k \cdot \{ (V_g - V_t) \cdot V_d - (1/2) \cdot V_d^2 \} \quad (2)$$

ここで、 V_d は、MOS トランジスタのドレインソース間電圧であり、他のパラメータは、式 (1) におけるパラメータと同じである。

【0013】

MOS トランジスタの飽和領域と線形領域との境界のドレインソース間電圧は、ゲートソース間電圧としきい値電圧との電圧差に等しく、このときのドレインソース間電圧をオーバドライブ電圧ということがある。なお、出力波形の飽和等というときには、光受信回路の出力電圧波形において、出力電圧波形に関連する MOS トランジスタが線形領域で動作することによって、期待される出力電圧波形とは異なる、たとえば歪んだ形状を有する電圧波形を示す場合等をいうものとする。

【0014】

また、pチャネルMOSトランジスタのしきい値電圧は、一般的にはマイナスの数値で表すが、特に断らない限り、本明細書では絶対値表記を省略し、プラスの数値として扱うものとする。

【0015】

受光素子11は、基準電圧端子16と入力ノード18との間に接続される。受光素子11は、たとえばシリコンフォトダイオードである。受光素子11は、シリコンフォトダイオードのほか、光伝送距離や通信速度等に応じてシリコンPINフォトダイオード、あるいはアバランシェフォトダイオード等他の光電変換素子であってもよい。また、シリコン以外の半導体材料を用いたフォトダイオードであってもよい。

【0016】

増幅トランジスタ（第1MOSトランジスタ）1は、入力ノード18で受光素子11に接続されたゲート電極1aと、基準電位 V_{ss} に接続されたソース電極1bと、ゲート電極1aに入力された電圧を反転出力するドレイン電極1cと、を有する。増幅トランジスタ1のドレイン電極1cは、内部出力ノード19（第1ノード）で負荷回路12に直接接続される。増幅トランジスタ1は、たとえばnチャネルMOSFETである。

【0017】

増幅トランジスタ1は、負荷回路12と直列に接続されている。負荷回路12は、電流値 I_1 を有する電流源からなる。負荷回路12は、電源電位 V_{dd} と、内部出力ノード19と、の間に接続される。

【0018】

増幅トランジスタ1は、負荷回路12によって動作点を設定されたソース接地増幅回路を構成する。なお、MOSトランジスタの動作点を設定するとは、そのMOSトランジスタの飽和領域におけるドレイン電流を設定することをいう。換言すると、上述の式（1）にしたがって、MOSトランジスタに所望のドレイン電流が流れるように、負荷回路の電流値を設定することをいう。

【0019】

出力トランジスタ（第2MOSトランジスタ）2は、内部出力ノード19で増幅トランジスタ1のドレイン電極1cに接続されたゲート電極2aと、出力ノード20で負荷回路13および出力端子17に接続されたソース電極2bと、基準電位 V_{ss} に接続されたドレイン電極2cとを有する。出力トランジスタ2は、増幅トランジスタ1とは異なる導電形のMOSトランジスタであり、増幅トランジスタ1がnチャネルMOSFETの場合には、pチャネルMOSFETである。光受信回路10の動作状態において、出力トランジスタ2のゲートソース間電圧の絶対値 V_{gs2} は、増幅トランジスタ1のしきい値電圧 V_{th1} よりも小さい。なお、出力トランジスタ2は、増幅トランジスタ1がpチャネルMOSFETの場合には、nチャネルMOSFETとなる。なお、出力トランジスタ2のソース電極2bは、出力の信号によって電位が変動するため、バックゲート電極2dは、ソース電極2bに接続される。

【0020】

負荷回路13は、電流値 I_2 を有する電流源からなる。負荷回路13は、電源電位 V_{dd} と、出力端子17および出力トランジスタ2のソース電極2bが接続されている出力ノード20と、の間に接続されている。

【0021】

出力トランジスタ2は、負荷回路13と直列に接続されている。出力トランジスタ2は、負荷回路13によって動作点を設定されたソースフォロワ回路である。出力トランジスタ2と負荷回路13とを含むソースフォロワ回路は、増幅トランジスタ1と負荷回路12とを含むソース接地増幅回路の出力を、高インピーダンスで受けて低インピーダンスで出力する出力回路である。

【0022】

図2に示すように、負荷回路12、13の電流源には、カレントミラー回路を用いるこ

とができる。ダイオード接続されたトランジスタ 21 は、電源電位 V_{dd} と接地電位 V_{ss} との間に接続される。トランジスタ 21 は、トランジスタ 21 と接地電位 V_{ss} との間に接続された抵抗素子 22 によって基準となる電流値が設定される。カレントミラー 23 は、電源電位 V_{dd} と内部出力ノード 19 との間に接続される。カレントミラー 24 は、電源電位 V_{dd} と出力ノード 20 との間に接続される。カレントミラー 23, 24 のそれぞれのゲート電極は、トランジスタ 21 のゲート電極に接続される。カレントミラー 23, 24 の電流値は、トランジスタ 21 と、カレントミラー 23, 24 のそれぞれのトランジスタサイズによって決定される。つまり、トランジスタ 21、カレントミラー 23, 24 のそれぞれのトランジスタサイズの比が、たとえば 1 : 1 : 1 である場合には、それぞれのトランジスタに流れる電流値は同一である。

【0023】

なお、負荷回路 12, 13 には、カレントミラー回路等による電流源回路のほか、抵抗素子によって構成されたものを用いてもよい。

【0024】

帰還抵抗素子 14 は、入力ノード 18 と、出力ノード 20 と、の間に接続される。したがって、光受信回路 10 は、ソース接地増幅回路とソースフォロワ回路との縦続接続からなる反転増幅回路の入出力間に帰還抵抗素子 14 が接続されたトランスインピーダンス増幅回路 TIA を含んでいる。

【0025】

トランスインピーダンス増幅回路 TIA は、受光素子 11 が受光量に応じて出力する出力電流を入力して、この電流を電圧に変換して出力する。

【0026】

次に、本実施形態の光受信回路の動作について図 2 を用いて説明する。

基準電位 V_{ss} は、接地電位であり 0 V であるものとする。したがって、電源電圧は電源電位 V_{dd} に等しい。

【0027】

まず、無信号時の場合について説明する。光受信回路 10 において無信号とは、受光素子 11 に光照射がない場合であり、受光素子 11 は、出力電流を発生していない。なお、受光素子 11 の暗電流等による電流については無視するものとする。

【0028】

無信号時には、受光素子 11 が電流を出力していないので、帰還抵抗素子 14 の両端に電圧降下は生じていない。そのため、出力ノード 20 の電圧 V_{out} は、入力ノード 18 の電圧、すなわち増幅トランジスタ 1 のゲートソース間電圧 V_{gs1} に等しくなっている。

【0029】

増幅トランジスタ 1 のドレイン電極 1c は、出力トランジスタ 2 のゲート電極 2a に接続されているので、増幅トランジスタ 1 のドレインソース間電圧 V_{ds1} は、出力トランジスタ 2 のゲートソース間電圧 V_{gs2} によって決定される。より具体的には、増幅トランジスタ 1 のドレインソース間電圧 V_{ds1} は、出力ノード 20 の電圧 V_{out} と、出力トランジスタのゲートソース間電圧 V_{gs2} との差に等しい ($V_{ds1} = V_{out} - V_{gs2} = V_{gs1} - V_{gs2}$)。出力トランジスタ 2 のゲートソース間電圧 V_{gs2} は、カレントミラー 24 の電流値 I_2 をドレイン電流 I_{d2} とするように式 (1) によって決定されている。

【0030】

増幅トランジスタ 1 は、オーバドライブ電圧 V_{ov1} までドレインソース間電圧 V_{ds1} が低下しても飽和領域で動作することができる。つまり、ドレインソース間電圧 V_{ds1} は、オーバドライブ電圧 V_{ov1} 以上である必要がある。すなわち、 $V_{ds1} \geq V_{ov1}$ を満たしたときに、増幅トランジスタ 1 は、飽和領域で動作する。また、上述のとおり、 $V_{ds1} = V_{gs1} - V_{gs2}$ であるから、以下を得る。

【0031】

$$V_{gs1} - V_{gs2} \geq V_{ov1}$$

【0032】

ここで、 $V_{ov1} = V_{gs1} - V_{th1}$ より V_{gs1} を消去すると、以下のようになる。

【0033】

$$V_{ov1} + V_{th1} - V_{gs2} \geq V_{ov1}$$

$$\therefore V_{th1} \geq V_{gs2} \quad (3)$$

【0034】

ここで、 V_{th1} は増幅トランジスタ1のしきい値電圧である。 V_{ov1} は、増幅トランジスタ1のオーバドライブ電圧である。オーバドライブ電圧 V_{ov1} は、ゲートソース間電圧 V_{gs1} としきい値電圧 V_{th1} との差に等しい。

【0035】

式(1)および式(3)より、増幅トランジスタ1は、飽和領域で動作している。なお、このときのゲートソース間電圧 V_{gs1} は、しきい値電圧 V_{th1} と等しいかしきい値電圧 V_{th1} よりも大きい電圧であり、カレントミラー23の電流値 I_1 にほぼ等しいドレイン電流 I_{d1} を流す電圧値である(式(1))。

【0036】

次に、受光素子11が受光して電流を出力する場合の光受信回路10の動作について説明する。受光素子11は、光を受光して光量に応じた出力電流を発生する。受光素子11から出力された電流は、帰還抵抗素子14を介して、出力ノード20から入力ノード18に向かって流れる。帰還抵抗素子14に流れる電流にしたがって帰還抵抗素子14で発生する電圧降下によって、出力ノード20の電圧 V_{out} は上昇する。つまり、光受信回路10の出力電圧 V_{out} は、受光素子11が発生する出力電流にほぼ比例した電圧となる。したがって、光受信回路10は、受光素子11に光が照射され、受光素子11が電流を出力しているときに最大の電圧を出力する。最大出力電圧は、以下のように計算される。

【0037】

光受信回路10の出力電圧は、上昇するにつれて、電源端子15と出力端子17との間の電圧が小さくなる。カレントミラー24の両端には、電源端子15と出力端子17との間の電圧が印加されるので、出力電圧の最大値は、カレントミラー24が飽和領域から脱する条件によって決定される。つまり、カレントミラー24の両端の電圧がオーバドライブ電圧 V_{ov24} に等しくなったときに出力電圧が最大になる。カレントミラー24のオーバドライブ電圧 V_{ov24} は、カレントミラー24のゲートソース間電圧 V_{gs24} と、しきい値電圧 V_{th24} との差であるから、 $V_{ov24} = V_{gs24} - V_{th24}$ である。なお、カレントミラー23のドレインソース間には、カレントミラー24のドレインソース間電圧に出力トランジスタ2のゲートソース間電圧分だけ大きい電圧が印加される。そのため、カレントミラー24は、カレントミラー23よりも先に飽和領域からはずれずれる。したがって、最大出力電圧 $V_{out(max)}$ は、以下のように表される。

【0038】

$$V_{out(max)} = V_{dd} - V_{ov24} \quad (4)$$

【0039】

出力トランジスタ2のゲートソース間電圧 V_{gs2} は、カレントミラー24で設定されている電流で決まるほぼ一定値である。

【0040】

増幅トランジスタ1のドレイン電極1cには、出力トランジスタ2のゲート電極2aが接続されている。そのため、増幅トランジスタ1のドレインソース間電圧 V_{ds1} は、出力ノード20の電圧 V_{out} から出力トランジスタ2のゲートソース間電圧 V_{gs2} を引いた値に等しい。ゲートソース間電圧 V_{gs2} は、カレントミラー24で設定された電流によって設定されており、ほぼ一定値である。出力ノード20の電圧 V_{out} は、上述のように、無信号のときの電圧よりも大きい電圧となっておりゲートソース間電圧 V_{gs2} はほぼ一定であるので、増幅トランジスタ1のドレインソース間電圧 V_{ds1} は、オーバ

ドライブ電圧 V_{ov1} よりも大きい。したがって、有信号時には、増幅トランジスタ1は、飽和領域で動作することが保証される。なお、負荷回路としてカレントミラーに代えて、抵抗素子等を用いた場合には、オーバドライブ電圧の制約がないので、負荷回路の両端に印加できる電圧を小さくすることができるので、光受信回路10の最大出力電圧を大きくすることができる。

【0041】

次に、本実施形態の光受信回路10の作用および効果について、比較例の光受信回路と比較しつつ説明する。

【0042】

図3に示すように、比較例の光受信回路100は、出力トランジスタ102が増幅トランジスタ101と同じ導電形のnチャネルMOSFETであり、負荷回路113を負荷とするソースフォロワである点で上述の実施形態の光受信回路10と相違する。すなわち、出力トランジスタ102は、電源電位 V_{dd} と出力ノード120との間に接続され、負荷回路113は、出力ノード120と基準電位 V_{ss} との間に接続されている。

【0043】

比較例の光受信回路100では、無信号時の最小出力電圧 V_{out0}' は、第1の実施形態の光受信回路10と同様に、増幅トランジスタ101のゲートソース間電圧 V_{gs101} が出力される。比較例の光受信回路100では、無信号時に、飽和領域から線形領域に移行するMOSトランジスタが存在しないため、特別な条件はなく、 $V_{out0}' = V_{gs101}$ となる。

【0044】

有信号時の最大出力電圧 $V_{out(max)}'$ は、以下のように求められる。

比較例の光受信回路100では、最大出力電圧 $V_{out(max)}'$ が出力される場合に、出力トランジスタ102がソースフォロワ回路を構成しているため、出力電圧 V_{out} の上昇とともに、出力トランジスタ102のゲート電極の電位が上昇する。したがって、電源電位 V_{dd} と出力トランジスタ102のゲート電極との間に接続されているカレントミラー112が飽和領域からはずれる可能性がある。

【0045】

カレントミラー112が飽和領域から線形領域に移行するときのカレントミラー112の両端電圧を V_{ov112} とし、出力トランジスタ102のゲートソース間電圧を V_{gs102} とすると、最大出力電圧 $V_{out(max)}'$ は以下のように求められる。

【0046】

$$V_{out(max)}' = V_{dd} - V_{ov112} - V_{gs102} \quad (5)$$

【0047】

たとえば、式(5)において、電源電位 V_{dd} を2.5Vとし、カレントミラー112のオーバドライブ電圧 V_{ov112} を0.4Vとし、出力トランジスタ102としてしきい値の低いトランジスタを用いたとして、 V_{gs102} を0.5Vとすると以下のようになる。

$$V_{out(max)}' = 2.5V - 0.4V - 0.5V = 1.6V$$

【0048】

一方、本実施形態の光受信回路10の場合で、無信号のときには、受光素子11に光照射がなく、出力電流が0である。したがって、出力ノード20の電圧 V_{out} は、入力ノード18の電圧、すなわち増幅トランジスタ1のゲートソース間電圧 V_{gs1} に等しい。このときの出力電圧が、本実施形態の光受信回路10の最小の出力電圧 V_{out0} である。ゲートソース間電圧 V_{gs1} は、動作点を定める負荷回路12によって設定されるドレイン電流によって決定され、たとえば比較例の光受信回路100の場合と同じ1Vとすることができる。

【0049】

このときには、増幅トランジスタ1のしきい値電圧 V_{th1} と出力トランジスタ2のゲートソース間電圧 V_{gs2} との間には、式(3)の関係を満たす必要がある。式(3)は

、再掲すると以下のとおりである。

【0050】

$$V_{th1} \geq V_{gs2} \quad (3)$$

【0051】

したがって、最小の出力電圧の大きさについては、本実施形態の光受信回路10は、式(3)の条件を満たすことによって、比較例の光受信回路100の最小出力電圧と同程度の値を実現することができる。

【0052】

有信号時のときには、本実施形態の光受信回路10の最大の出力電圧 $V_{out(max)}$ は、上述したように、電源電圧 V_{dd} からカレントミラー24の両端の最小の電圧を引いた電圧に等しい。光受信回路10の最大の出力電圧 $V_{out(max)}$ を表す式(4)を再掲すると、以下のとおりである。

【0053】

$$V_{out(max)} = V_{dd} - V_{ov24} \quad (4)$$

式(4)を用いて、電源電圧 $V_{dd} = 2.5V$ 、 $V_{ov24} = 0.4V$ とすると、以下のようになる。

$$V_{out(max)} = 2.5V - 0.4V = 2.1V$$

【0054】

比較例の光受信回路100の最大の出力電圧 $V_{out(max)'}$ は、上述のように、 $1.6V$ であり、本実施形態の光受信回路10では、より大きい出力電圧を得ることができる。

【0055】

以上より、第1の実施形態の光受信回路10のダイナミックレンジは、 $2.1V - 1V = 1.1V$ であるのに対して、比較例の光受信回路100のダイナミックレンジは、 $1.6V - 1V = 0.6V$ となる。比較例の光受信回路100では、1段の負荷回路に加えて出力トランジスタ102のゲートソース間電圧 V_{gs102} が直列に接続されている。これに対して、本実施形態の光受信回路10では、電源端子15と出力端子17(出力ノード20)との間にはカレントミラー24等の負荷回路が1段のみが接続されている。そのため、電源端子15出力端子17との間の電圧をより小さくすることができるので、光受信回路10は、より高い出力電圧を出力することが可能である。

【0056】

また、本実施形態の光受信回路10では、電源端子15と出力端子17との間の電圧をより低い電圧とすることができるので、増幅トランジスタ1および出力トランジスタ2のドレインソース間に印加される電圧をより大きくすることができる。そのため、増幅トランジスタ1および出力トランジスタ2の周波数特性を向上させることができ、以下のように、光受信回路10の小信号周波数特性およびパルス応答特性の電源電圧依存性を向上させることができる。

【0057】

図4(a)に示すように、本実施形態の光受信回路10では、電源電圧 V_{dd} が $1.75V$ の場合であっても、電源電圧 V_{dd} が $1.25V$ の場合であっても、周波数特性は、ほとんど変わらない。一方、図4(b)に示すように、比較例の光受信回路100では、電源電圧 V_{dd} が $1.75V$ の場合には、本実施形態の光受信回路10の周波数特性とほとんど差がないが、電源電圧 V_{dd} を $1.25V$ とすると、周波数特性は大幅に劣化する。

【0058】

図5に示すように、大振幅の周波数特性、すなわちパルス応答特性においても、本実施形態の光受信回路10では、比較例の光受信回路100と比べて、出力波形の飽和を生じにくく、入力電流波形にほぼ相似な出力電圧が得られている(実線のグラフ)。一方、比較例の光受信回路100では、ダイナミックレンジが狭いために、出力波形が歪んでパルス幅が受光素子11の出力電流のパルス幅よりも広がっている(破線のグラフ)。なお、

図5のパルス応答特性では、電源電圧 V_{dd} を2.5Vとし、帰還抵抗素子14, 114の抵抗値を50k Ω としている。また、受光素子の最大出力電流を25 μ Aとしている。

【0059】

以上説明したように、本実施形態の光受信回路10では、出力トランジスタ2は、増幅トランジスタの極性とは異なる極性のMOSトランジスタ、上述の例ではpチャネルMOSトランジスタを用いたソースフォロワ回路を用いている。そのため、光受信回路10では、ソースフォロワの負荷回路によって決定される出力電圧の上昇まで許容される。一方で、本実施形態の光受信回路10では、出力トランジスタ2のゲート電極2aが増幅トランジスタ1のドレイン電極1cに接続されているとともに、式(3)の条件を満たすように増幅トランジスタ1および出力トランジスタ2の設計パラメータが設定されている。そのため、増幅トランジスタ1のドレインソース間電圧 V_{ds1} がオーバドライブ電圧 V_{ov1} 以上で動作し、増幅トランジスタ1の飽和領域での動作が保証される。したがって、本実施形態の光受信回路10では、ダイナミックレンジが拡大される。

【0060】

近年、装置の低消費電力化が強く求められており、そのため装置を構成する部品や素子等には低電圧動作が求められている。本実施形態の光受信回路10では、出力の負荷回路13に低い電圧が印加できるので、増幅トランジスタ1および出力トランジスタ2が動作することができる電圧範囲に余裕ができる。そのため、電源電圧を下げてた場合であっても、周波数特性やパルス応答特性の劣化を少なくすることができる。したがって、本実施形態の光受信回路10では、より低電圧動作が可能になり、装置の低消費電力化に貢献することができる。

【0061】

なお、増幅トランジスタ1は、たとえば、光受信回路10の出力端子17に現れる出力電圧 V_{out} の波形が飽和して歪んでいなければ、あるいは歪みが十分に小さければ、線形領域(式(2))に出力電圧の振幅の一部が入って動作する場合があってもよい。出力電圧 V_{out} の波形の歪みの大きさについては、後段回路との接続条件等により適切な値が設定される。これらについては、以下説明する他の実施形態の光受信回路についても同様である。

【0062】

(第2の実施形態)

図6は、第2の実施形態に係る光受信回路を例示する回路図である。

上述した第1の実施形態の光受信回路10では、出力トランジスタ2のしきい値電圧を増幅トランジスタ1のしきい値電圧 V_{th1} よりも低く設定して、出力トランジスタ2の動作時のゲートソース間電圧 V_{gs2} を V_{th1} 以下とすることとしている(式(1))。出力トランジスタ2のしきい値電圧 V_{th2} を低く設定するには、半導体製造工程において、しきい値電圧の低いpチャネルMOSFETを作り込むように製造パラメータを設定すればよい。しかしながら、しきい値電圧によっては、安定に低しきい値電圧を有するpチャネルMOSFETを作り込むことが困難な場合がある。また、多種類のしきい値電圧を有するトランジスタを作り込むことは、製造工程数が増大し、コストアップにもつながる。そこで、pチャネルMOSFETのバックゲート電極に外部から電圧を加えることによって、しきい値電圧をシフトさせ、実質的に低しきい値電圧のpチャネルMOSFETを形成する。

【0063】

図6に示すように、本実施形態の光受信回路10aは、しきい値電圧設定のための抵抗素子8と、しきい値電圧設定のための電源(第2電源)9とをさらに備える。抵抗素子8は、出力トランジスタ2のソース電極2bと、バックゲート電極2dとの間に接続される。電源9は、バックゲート電極2dと基準電位 V_{ss} との間に接続される。電源9は抵抗素子8に電流値 I_9 の定電流を流して、抵抗素子8の両端に電圧を発生させる。出力トランジスタ2のソース電極2bとバックゲート電極2dとの間が順方向バイアスとなるように、抵抗素子8の両端に電圧が印加される。出力トランジスタ2のソース電極2bとバ

クゲート電極 2 d との間に印加される電圧は、(抵抗素子 8 の抵抗値 R_8) \times (電源 9 の電流値 I_9) である。バックゲート電極 2 d の電位がソース電極 2 b の電位よりも $R_8 \times I_9$ だけ低下した分、出力トランジスタ 2 のしきい値電圧 $V_{th2'}$ は低い電圧値に設定される。

【0064】

しきい値電圧設定のための抵抗素子 8 および電源 9 を備えたことによって、出力トランジスタ 2 は、増幅トランジスタ 1 のしきい値電圧 V_{th1} よりも低いしきい値電圧を、製造工程を追加することなく安定して生成することができる。したがって、ダイナミックレンジの広い光受信回路 10 a を容易に実現することができる。

【0065】

(第 3 の実施形態)

図 7 は、第 4 の実施形態に係る光受信回路を例示する回路図である。

図 8 は、本実施形態の光受信回路および第 1 の実施形態の光受信回路のパルス応答特性を比較して表したグラフである。

光受信回路において、出力のダイナミックレンジを拡大するためには、受光素子が出力する出力電流を広い範囲で入力することを可能にする必要がある。微弱レベルの発光を受光して十分なレベルで出力しようとする、強い光を受光した場合には、出力回路の負荷回路が飽和領域からはずれて線形領域に移行してしまう。そのため、出力信号波形がつぶれて入力信号波形のパルス幅と異なるパルス幅の電圧信号が出力されるので、MOS トランジスタが飽和領域からはずれることを防止する必要がある。そこで、広いダイナミックレンジを有する光受信回路では、出力回路が出力する出力信号の振幅を制限して、出力回路が線形領域で動作しないようにリミッタ回路を付加する。一方で、リミッタ回路を付加して出力信号波形のレベルを制限すると、増幅器の帰還量が変化し、光受信回路が不安定になることがある。そこで、リミッタ回路に加えて、リミッタ回路動作時に光受信回路の安定動作を確保する回路をさらに付加する必要がある。

【0066】

図 7 に示すように、本実施形態の光受信回路 10 b は、リミッタ回路 30 と、バイパス回路 40 と、電圧発生回路 50 と、をさらに備える。他の回路要素については、第 1 の実施形態の光受信回路 10 と同じであり、同一の符号を付して詳細な説明を省略する。

【0067】

リミッタ回路 30 は、リミッタトランジスタ 3 (第 3 MOS トランジスタ) と、抵抗素子 32 と、を含む。リミッタトランジスタ 3 は、出力ノード 20 に接続されたゲート電極 3 a と、抵抗素子 32 の一方に接続されたソース電極 3 b と、電源電位 V_{dd} に接続されたドレイン電極 3 c と、を有する。抵抗素子 32 は、他方の端子が入力ノード 18 に接続される。抵抗素子 32 は、リミッタトランジスタ 3 のゲートソース間電圧を介して出力ノード 20 に接続されているので、帰還抵抗素子 14 と実質的に並列に接続されており、ダイナミックレンジに応じて抵抗値が設定される。

【0068】

受光素子 11 が受光して電流を出力すると、出力された電流は、帰還抵抗素子 14 に流れる。受光素子 11 の受光量が小さい場合には、帰還抵抗素子 14 に流れる電流が小さく、帰還抵抗素子 14 の両端の電圧は、リミッタトランジスタ 3 のしきい値電圧よりも小さい。そのため、帰還抵抗素子 14 に流れる電流値に応じて、出力ノード 20 の電位は上昇する。リミッタトランジスタ 3 のしきい値電圧は、負荷回路 13 が飽和状態から線形領域に移行しない範囲では、リミッタトランジスタ 3 がオンしないように設定されている。受光素子 11 が出力する電流が大きくなり、帰還抵抗素子 14 の両端の電圧がリミッタトランジスタ 3 のしきい値電圧を超えると、リミッタトランジスタ 3 はオンする。リミッタトランジスタ 3 がオンすると、帰還抵抗素子 14 の両端の電圧の上昇が制限される。このため、出力ノード 20 の電位上昇が制限され、負荷回路 13 が飽和状態から線形領域に移行することを防止する。このようにして、リミッタ回路 30 は、大きな信号が入力された場合に、負荷回路 13 が飽和領域からはずれることを防止し、出力信号のレベルが飽和しな

いように動作する。

【0069】

バイパス回路40は、抵抗素子42と、ダイオード接続されたバイパストランジスタ4（第4MOSトランジスタ）と、を含む。抵抗素子42と、バイパストランジスタ4とは、直列に接続されている。バイパス回路40は、内部出力ノード19と、電圧発生回路50の出力端子50aと、の間に接続されている。バイパストランジスタ4は、内部出力ノード19から電圧発生回路50の出力端子50aに向かって電流が流れる向きに接続されている。抵抗素子42は、バイパストランジスタ4がオンしたときに流れる電流値を設定する。

【0070】

電圧発生回路50は、nチャネルMOSトランジスタ5（第5MOSトランジスタ）とpチャネルMOSトランジスタ6（第6MOSトランジスタ）と、負荷回路54と、を含む。負荷回路54、pチャネルMOSトランジスタ6、およびnチャネルMOSトランジスタ5は、この順に直列に接続され、電源電位Vddと基準電位Vssとの間に接続される。負荷回路54は、電源電位VddとpチャネルMOSトランジスタ6のソース電極6bとの間に接続される。pチャネルMOSトランジスタ6のゲート電極6aは、ドレイン電極6cと接続されるとともに、nチャネルMOSトランジスタ5のドレイン電極5cに接続される。nチャネルMOSトランジスタ5のゲート電極5aは、pチャネルMOSトランジスタ6のソース電極6bに接続される。nチャネルMOSトランジスタ5のソース電極5bは、基準電位Vssに接続される。電圧発生回路50は、出力端子50aから無信号時の内部出力ノード19の電位に等しい電位を出力する。出力端子50aは、nチャネルMOSFET5のドレイン電極5cに接続されている。

【0071】

nチャネルMOSトランジスタ5は、増幅トランジスタ1と同じ極性のMOSFETであり、増幅トランジスタ1がnチャネルMOSFETの場合には、nチャネルMOSFETである。なお、増幅トランジスタ1がpチャネルMOSFETの場合には、MOSトランジスタ5は、pチャネルMOSFETである。nチャネルMOSトランジスタ5と、増幅トランジスタ1とは、しきい値電圧がほぼ等しくなるように設定されている。pチャネルMOSトランジスタ6は、出力トランジスタ2と同じ極性のMOSFETであり、出力トランジスタ2がpチャネルMOSFETの場合には、pチャネルMOSFETである。なお、出力トランジスタ2がnチャネルMOSFETの場合には、MOSトランジスタ6は、nチャネルMOSFETである。出力トランジスタ2とMOSトランジスタ6とは、ほぼ等しいしきい値を有するように設定されている。このようにしきい値電圧をそれぞれ合わせることによって、nチャネルMOSトランジスタ5のドレイン電極5cは、無信号時の内部出力ノード19の電圧に等しい電圧を出力する。

【0072】

たとえば、負荷回路12、13、54の電流値をすべて等しいものとし、nチャネルのMOSトランジスタ5のトランジスタサイズと増幅トランジスタ1のトランジスタサイズとを等しくする。また、pチャネルMOSトランジスタ6のトランジスタサイズと出力トランジスタ2のトランジスタサイズとを等しくする。このように電流値およびトランジスタサイズを設定することによって、上述のようなしきい値電圧がそろったトランジスタを設定することができる。なお、ここで、トランジスタサイズとは、MOSFETのゲート幅／ゲート長で表されるものとする。

【0073】

リミッタ回路30、バイパス回路40、および電圧発生回路50は、以下のように動作する。

無信号時には、増幅トランジスタ1のゲートソース間電圧Vgs1が出力端子17から出力される。受光素子11が小さな出力電流を出力しており、リミッタトランジスタ3が動作していない状態では、受光素子11の出力電流がトランスインピーダンス倍された電圧が出力端子17から出力される。なお、増幅トランジスタ1のしきい値電圧Vth1お

よび出力トランジスタ2のゲートソース間電圧 V_{gs2} は、上述した式(1)の関係を満たしている場合には、増幅トランジスタ1が飽和領域からはずれることはない。

【0074】

受光素子11から出力される電流が大きく、リミッタトランジスタ3がオンすると、バイパストランジスタ4がない場合には、等価的な帰還抵抗値が低下する。この等価的な帰還抵抗値と、受光素子11の端子間容量値とで形成される極が、増幅トランジスタ1、負荷回路12、出力トランジスタ2、および負荷回路13によって構成される増幅回路の極と接近して形成されるために、増幅回路は、発振動作等の不安定動作となる。本実施形態の光受信回路10bでは、バイパストランジスタ4のソース電極4bは、電圧発生回路50の出力端子50aの電圧、すなわちnチャネルのMOSトランジスタ5のドレイン電極5cの電圧に保たれている。このときにリミッタトランジスタ3がオンすると、内部出力ノード19の電位が上昇するため、バイパストランジスタ4は、リミッタトランジスタ3と同時にオンする。バイパストランジスタ4がオンすることによって、増幅トランジスタ1、負荷回路12、出力トランジスタ2、および負荷回路13によって構成される増幅回路のループゲインが低下して、増幅回路の安定動作が実現される。

【0075】

なお、電圧発生回路50は、上述の構成に限定されず、無信号時に内部出力ノード19に等しい電圧を出力する任意の回路とすることができる。

【0076】

図8に示すように、大振幅の周波数特性、すなわちパルス応答特性においても、本実施形態の光受信回路10bでは、第1の実施形態の光受信回路10(一点鎖線のグラフ)と比べて、出力波形の飽和によるつぶれを生じず、入力電流波形にほぼ相似な出力電圧が得られることが示される(実線のグラフ)。また、図8では、光受信回路10bからバイパス回路40および電圧発生回路50を除去した場合の光受信回路の出力電圧の波形を合わせて示している。バイパス回路40および電圧発生回路50が除去されリミッタ回路30のみが動作する光受信回路では、リミッタ回路30の動作時に極の周波数が変化し、発振波形が認められる(破線のグラフ)。これに対して、バイパス回路40および電圧発生回路50を付加した本実施形態の光受信回路10bでは、安定した波形を出力している。なお、図8のパルス応答特性では、電源電圧 V_{dd} を1.8Vとし、帰還抵抗素子14、114の抵抗値を50k Ω としている。また、受光素子11の最大出力電流を25 μ Aとし、端子間容量を10pFとしている。

【0077】

このように、本実施形態の光受信回路10bでは、上述の他の実施形態の光受信回路の効果に加えて、以下の効果を有する。すなわち、光受信回路10bでは、受光素子11の出力電流に対して、出力波形の飽和防止がなされるので、大振幅パルス信号を入力した場合に、歪みの少ない、より適切な出力電圧波形を得ることができる。また、電源電圧を下げた動作させた場合には、入力されるパルス信号の振幅は、相対的に大きくなるが、本実施形態の光受信回路10bでは、最小出力電圧から最大出力電圧までMOSトランジスタが飽和領域で動作することが維持されるので、出力のダイナミックレンジを確保しつつ、低電圧動作を可能にする。

【0078】

(第4の実施形態)

図9は、第4の実施形態に係る光受信回路を例示する回路図である。

本実施形態の光受信回路10cは、増幅トランジスタ1のドレイン電極1cと、内部出力ノード19と、の間に接続されたゲート接地増幅回路70を含む点で、第1の実施形態の光受信回路10と相違する。以下では、第1の実施形態の光受信回路10と同じ回路要素および接続については、同じ符号をつけて詳細な説明は省略する。

【0079】

ゲート接地増幅回路70は、カスコードトランジスタ7(第7MOSトランジスタ)と、バイアス電源72と、を含む。バイアス電源72は、基準電位 V_{ss} に接続され、ゲ-

ト接地増幅回路70に適切な直流バイアスを与える。カスコードトランジスタ7は、バイアス電源72に接続されたゲート電極7aと、増幅トランジスタ1のドレイン電極1cに接続されたソース端子7bと、内部出力ノード19に接続されたドレイン電極7cと、を有する。ゲート接地増幅回路70は、増幅トランジスタ1のドレイン電極1c側に低インピーダンスで接続し、内部出力ノード19へ高インピーダンスで出力する。そのため、ゲート接地増幅回路70は、増幅トランジスタ1のミラー容量を減少させることができるので、増幅トランジスタ1とゲート接地増幅回路70と負荷回路12とを含む増幅回路の周波数特性を向上させることができる。光通信の通信速度を向上させるためには、光受信回路の広帯域化が不可欠であり、このようなゲート接地増幅回路70を用いることによって、光受信回路を広帯域化することができる。本実施形態の光受信回路10cによれば、ゲート接地増幅回路70を用いることによって光受信回路10cの広帯域化を可能にしつつ、低電圧動作を可能にし、出力のダイナミックレンジを拡大する。

【0080】

本実施形態の光受信回路10cでは、第1の実施形態の光受信回路10と同様に、ダイナミックレンジの下側のレベルを確保して出力のダイナミックレンジを拡大するために、以下の条件を満たす必要がある。

【0081】

増幅トランジスタ1のゲートソース電圧を V_{gs1} とし、出力トランジスタ2のゲートソース間電圧を V_{gs2} とし、カスコードトランジスタ7のしきい値電圧およびゲートソース間電圧をそれぞれ V_{th7} および V_{gs7} とする。また、増幅トランジスタ1およびカスコードトランジスタ7の飽和領域から線形領域へ移行するときのドレイン電圧をそれぞれ V_{ov1} および V_{ov7} とし、カスコードトランジスタ7のゲートのバイアス電源（第1電源）72の電圧値を V_{72} （ V_7 ）とすると、以下のように表される。

【0082】

まず、カスコードトランジスタ7が飽和領域から線形領域へ移行するときのドレインソース間電圧 V_{ov7} が満たすべき条件から、以下のようになる。

$$\begin{aligned} V_{gs1} - V_{gs2} - (V_{72} - V_{gs7}) &\geq V_{ov7} \\ \therefore V_{gs1} + V_{th7} - V_{72} &\geq V_{gs2} \end{aligned} \quad (4)$$

【0083】

また、増幅トランジスタ1が飽和領域から線形領域へ移行するときのドレインソース間電圧 V_{ov1} が満たすべき条件から、

$$V_{72} - V_{gs7} \geq V_{ov1} \quad (5)$$

式(4)および式(5)を同時に満足することによって、増幅トランジスタ1およびカスコードトランジスタ7が飽和領域をはずれることなく、光受信回路10cは、下側の出力電圧レベルを出力することが可能となる。

【0084】

以上の説明したように、本実施形態の光受信回路10cでは、上述した他の実施形態の光受信回路の効果に加えて以下の効果を有する。すなわち、ゲート接地増幅回路70を増幅トランジスタ1とカスコード接続することによって、増幅トランジスタ1のミラー容量が低下するので、本実施形態の光受信回路10cでは、広帯域化が実現される。

【0085】

なお、本実施形態の光受信回路10cに用いたゲート接地増幅回路70を、第3の実施形態の光受信回路10bに適用して受信信号の広帯域化を図ることも可能である。

【0086】

上述したように、増幅トランジスタ1およびカスコードトランジスタ7について、飽和領域で動作することが望ましい。しかしながら、光受信回路10cの出力電圧 V_{out} の波形歪みが十分小さいか歪みがなければ、増幅トランジスタ1およびカスコードトランジスタ7のうち一方あるいは両方が、必ずしも飽和領域で動作していなくてもよいのは、第1の実施形態等の場合と同様である。

【0087】

(第5の実施形態)

図10(a)は、第5の実施形態に係る光結合装置を例示するブロック図である。図10(b)は、第5の実施形態に係る光結合装置の構造を例示する断面図である。

上述した各実施形態に係る光受信回路は、光信号を送信する光送信回路とともに用いられて、光結合装置210とすることができる。光結合装置210は、入出力間で電圧レベルが異なること等により電気回路を直接接続して信号の伝送を行うことが困難な環境等で用いられる。光結合装置210は、たとえばフォトカップラである。

【0088】

図10(a)に示すように、本実施形態に係る光結合装置210は、発光素子211と、受信回路212と、を備える。

【0089】

発光素子211は、たとえばAlGaAs等を含む赤外発光ダイオードである。発光素子211は、駆動回路214により駆動される。駆動回路214は、たとえばVdd1-Vss1の電圧を出力する外部電源に接続されて、信号入力端子INから信号が入力される。発光素子211は、入力信号にしたがって発光し、光信号を光受信回路10に伝達する。Vdd1は、たとえば+5Vであり、Vss1は、たとえば-5Vである。

【0090】

受信回路212は、上述した第1の実施形態の光受信回路10を含む。伝送帯域等に応じて他の実施形態の光受信回路が用いられてももちろんよい。光受信回路10は、受光した光信号を受光素子11で電流に変換して、増幅トランジスタ1と負荷回路12と出力トランジスタ2と負荷回路13とからなる増幅回路と、帰還抵抗素子14と、を有するトランスインピーダンス増幅回路TIAによって電圧に変換して出力する(図1)。受信回路212は、波形整形回路213をさらに含んでもよい。波形整形回路213は、光受信回路10の出力に接続される。波形整形回路213は、たとえば所定のしきい値電圧を有するコンパレータを含む。波形整形回路213は、光受信回路10から出力されたアナログの電圧信号を、しきい値電圧と比較することによってデジタル信号に変換して出力端子OUTから出力する。光受信回路10および波形整形回路213は、共通の電源で動作するのが好ましく、動作電圧はVdd2-Vss2である。Vdd2は、たとえば3.3Vであり、Vss2は、たとえば0Vである。

【0091】

図10(b)に示すように、光結合装置210は、リードフレーム221、222を有している。リードフレーム221は、発光素子211が半導体基板上に形成された発光素子チップ211aがマウントされ、ボンディングワイヤ(図示せず)で接続される。リードフレーム222は、受信回路212が半導体基板上に形成された受信回路チップ212aがマウントされ、ボンディングワイヤ(図示せず)で接続される。リードフレーム221、222は、発光素子チップ211aおよび受信回路チップ212aがマウントされた面を向かい合わせるように配置される。向かい合うように配置された発光素子チップ211aおよび受信回路チップ212aの部分は、光伝送損失を考慮した透明樹脂223によって覆われる。さらにその外周部分は、たとえばトランスファモールド技術を用いて、エポキシ系の遮光性樹脂224で封止される。光結合装置210は、発光素子チップ211aがマウントされたリードフレーム221のリードを用いて、駆動回路214と電氣的に接続され、受信回路チップ212aがマウントされたリードフレーム222のリードから出力信号を得る。

【0092】

光結合装置210は、低電圧で動作し、ダイナミックレンジの広い光受信回路10を備えているので、広いダイナミックレンジにおいて、低消費電力での信号の伝送を、電氣的に絶縁された環境の下で行うことができる。

【0093】**(第6の実施形態)**

図11は、第6の実施形態に係る光通信システムを例示するブロック図である。

上述した実施形態に係る光受信回路10は、光信号を送信する送信回路とともに用いられて、光通信システム230とすることができる。光通信システム230は、光ファイバを介して伝送された光信号を受信して電気信号に変換して出力する。

【0094】

本実施形態に係る光通信システム230は、送信装置231と、光ファイバ235と、受信装置240と、を備える。送信装置231は、駆動回路232と、駆動回路232で駆動される発光素子233と、を有する。送信装置231の発光素子233は、光ファイバ235の端部で光ファイバ235に光学的に結合されて、光信号を伝送する。受信装置240は、光受信回路10と、光受信回路10から出力されるアナログ信号をデジタル信号に変換する波形整形回路242と、を有する。光ファイバ235の他方の端部は、受信装置240の光受信回路10の受光素子11と光学的に結合されて、光ファイバ235を介して伝送されてきた光信号を受信する。光受信回路10では、光信号をアナログの電気信号に変換して波形整形回路242に出力する。

【0095】

本実施形態に係る光通信システム230は、低電圧で動作し、ダイナミックレンジの広い光受信回路10を備えているので、消費電力の増大を抑えつつ、通信距離を長くすることができ、伝送路の伝送損失が大きい場合であっても高ゲインで光信号を受信し、安定して動作させることができる。

【0096】

なお、上述したすべての実施形態について、図示されたMOSトランジスタとは逆極性のMOSトランジスタを用いて光受信回路を構成することができる。

【0097】

以上説明した実施形態によれば、低電圧動作が可能で、広いダイナミックレンジで安定に動作する光受信回路および光結合装置を実現することができる。

【0098】

以上、本発明のいくつかの実施形態を説明したが、これらの実施形態は、例として提示したものであり、発明の範囲を限定することは意図していない。これら新規な実施形態は、その他のさまざまな形態で実施されることが可能であり、発明の要旨を逸脱しない範囲で、種々の省略、置き換え、変更を行うことができる。これら実施形態やその変形は、発明の範囲や要旨に含まれるとともに、特許請求の範囲に記載された発明およびその等価物の範囲に含まれる。また、前述の各実施形態は、相互に組み合わせて実施することができる。

【符号の説明】

【0099】

1 増幅トランジスタ (第1MOSトランジスタ)、2 出力トランジスタ (第2MOSトランジスタ)、3 バイパストランジスタ (第3MOSトランジスタ)、4 リミッタトランジスタ (第4MOSトランジスタ)、5 nチャネルMOSトランジスタ (第5MOSトランジスタ)、6 pチャネルMOSFET (第6MOSトランジスタ)、7 カスコードトランジスタ (第7MOSトランジスタ)、8 抵抗素子、9 電源、10 光受信回路、11 受光素子、12 負荷回路、13 負荷回路、14 帰還抵抗素子、15 電源端子、16 基準電圧端子、17 出力端子、18 入力ノード、19 内部出力ノード (第1ノード)、20 出力ノード、21 トランジスタ、22 抵抗素子、23、24 カレントミラー、30 リミッタ回路、32 抵抗素子、40 バイパス回路、42 抵抗素子、50 電圧発生回路、54 負荷回路、70 ゲート接地増幅回路、72 バイアス電源、210 光結合装置、211 発光素子、211a 発光素子チップ、212 受信回路、212a 受信回路チップ、213 波形整形回路、214 駆動回路、221、222 リードフレーム、223 透明樹脂、224 遮光性樹脂、230 光通信システム、231 送信装置、232 送信回路、233 発光素子、235 光ファイバ、240 受信装置、242 波形整形回路

【書類名】 特許請求の範囲

【請求項 1】

受光素子と、

前記受光素子に接続された第 1 ゲート電極と、基準電位線に接続された第 1 ソース電極と、第 1 ノードを介して第 1 負荷回路に接続された第 1 ドレイン電極と、を有し、飽和領域で動作し得る第 1 導電形の第 1 MOS トランジスタと、

前記第 1 ノードに接続された第 2 ゲート電極と、出力端子に接続された第 2 ソース電極と、前記基準電位線に接続された第 2 ドレイン電極と、を有する第 2 導電形の第 2 MOS トランジスタと、

電源電位線と前記第 2 ドレイン電極との間に接続された第 2 負荷回路と、

前記第 1 ゲート電極と前記出力端子との間に接続された帰還抵抗素子と、

を備えた光受信回路。

【請求項 2】

前記出力端子に接続された第 3 ゲート電極と、前記第 1 ゲート電極に接続された第 3 ソース電極と、第 3 ドレイン電極と、を有する第 3 MOS トランジスタと、

無信号時に前記第 1 ノードに現れる電圧と等しい電圧を発生する電圧発生回路と、

前記第 1 ノードと、前記電圧発生回路との間に接続され、第 4 ゲート電極と第 4 ドレイン電極とが互いに接続された第 4 MOS トランジスタと、

をさらに備えた請求項 1 記載の光受信回路。

【請求項 3】

前記電圧発生回路は、

前記電源電位線に一端が接続された第 3 負荷回路と、

前記第 3 負荷回路の他端に接続された第 5 ゲート電極と、前記基準電位線に接続された第 5 ソース電極と、前記第 4 ソース電極に接続された第 5 ドレイン電極と、を有する前記第 1 導電形の第 5 MOS トランジスタと、

前記第 5 ドレイン電極に接続された第 6 ゲート電極および第 6 ドレイン電極と、前記第 5 ゲート電極に接続された第 6 ソース電極と、を有する前記第 2 導電形の第 6 MOS トランジスタと、

を含む請求項 2 記載の光受信回路。

【請求項 4】

前記第 1 ドレイン電極と、前記第 1 ノードとの間に接続されたゲート接地増幅回路をさらに備えた請求項 1～3 のいずれか 1 つに記載の光受信回路。

【請求項 5】

前記ゲート接地増幅回路は、第 1 電源と、前記第 1 電源の出力に接続された第 7 ゲート電極、前記第 1 ドレイン電極に接続された第 7 ソース電極、および前記第 1 ノードに接続された第 7 ドレイン電極を有する第 1 導電形の第 7 MOS トランジスタと、を有し、

前記第 1 ゲート電極と前記第 1 ソース電極との間の電圧を V_{gs1} とし、

前記第 1 MOS トランジスタのしきい値電圧を V_{th1} とし、

前記第 2 ゲート電極と前記第 2 ソース電極との間の電圧を V_{gs2} とし、

前記第 7 ゲート電極と前記第 7 ソース電極との間の電圧を V_{gs7} とし、

前記第 7 MOS トランジスタのしきい値電圧を V_{th7} とし、

前記第 1 電源の出力電圧を V_7 とし、

前記 V_{gs1} と、前記 V_{th1} との間の電圧差を V_{ov1} としたときに、以下の関係が成り立つ請求項 4 記載の光受信回路。

$$V_{gs1} + V_{th7} - V_7 \geq V_{gs2}、および$$

$$V_7 - V_{gs7} \geq V_{ov1}$$

【請求項 6】

前記第 2 ゲート電極と前記第 2 ソース電極との間の電圧は、前記第 1 MOS トランジスタのしきい値電圧に等しいか小さい請求項 1～3 のいずれか 1 つに記載の光受信回路。

【請求項 7】

前記第2ソース電極と前記バックゲート電極との間が順バイアスされるように接続された第2電源をさらに備えた請求項1～6のいずれか1つに記載の光受信回路。

【請求項8】

受光素子と、

前記受光素子に接続された第1ゲート電極と、基準電位線に接続された第1ソース電極と、第1ノードを介して第1負荷回路に接続された第1ドレイン電極と、を有する第1導電形の第1MOSトランジスタと、

前記第1ノードに接続された第2ゲート電極と、出力端子に接続された第2ソース電極と、前記基準電位線に接続された第2ドレイン電極と、を有し、前記第2ゲート電極と前記第2ソース電極との間の電圧は、前記第1MOSトランジスタのしきい値電圧に等しいか小さい第2導電形の第2MOSトランジスタと、

電源電位線と前記第2ドレイン電極との間に接続された第2負荷回路と、

前記第1ゲート電極と前記出力端子との間に接続された帰還抵抗素子と、

を備えた光受信回路。

【請求項9】

発光素子と、

前記発光素子から放出された光を受光する受光素子と、前記受光素子に接続された第1ゲート電極と、基準電位線に接続された第1ソース電極と、第1ノードを介して第1負荷回路に接続された第1ドレイン電極と、を有する第1導電形の第1MOSトランジスタと、前記第1ノードに接続された第2ゲート電極と、出力端子に接続された第2ソース電極と、前記基準電位線に接続された第2ドレイン電極と、を有する第2導電形の第2MOSトランジスタと、電源電位線と前記第2ドレイン電極との間に接続された第2負荷回路と、前記第1ゲート電極と前記出力端子との間に接続された帰還抵抗素子と、

を備えた光結合装置。

【書類名】 要約書

【要約】

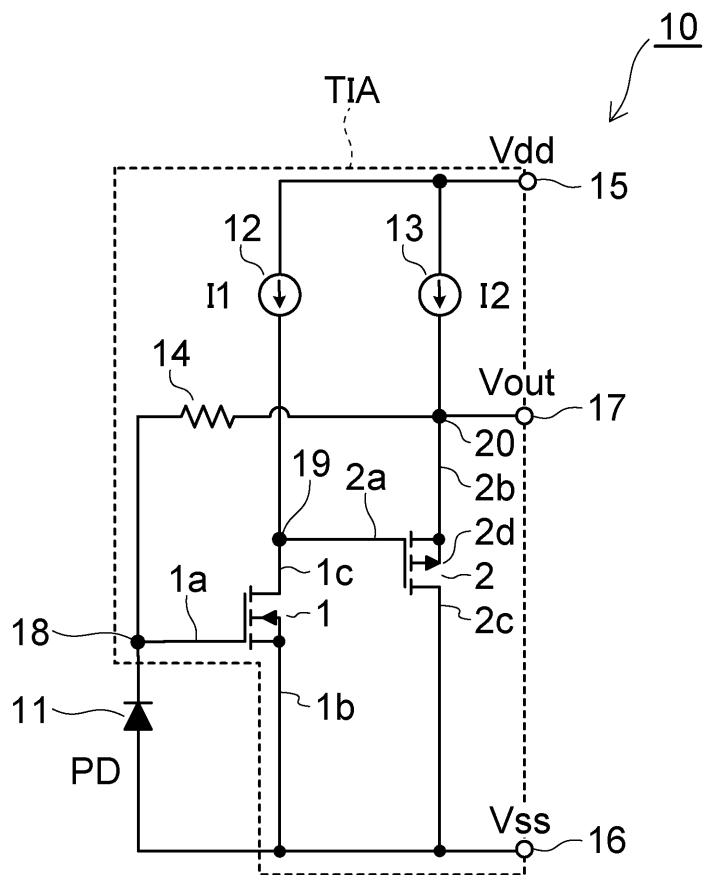
【課題】 周波数特性を維持しつつ低電圧で動作する光受信回路および光結合装置を提供する。

【解決手段】 実施形態の光受信回路は、受光素子と、前記受光素子に接続された第1ゲート電極と、基準電位線に接続された第1ソース電極と、第1ノードを介して第1負荷回路に接続された第1ドレイン電極と、を有し、飽和領域で動作し得る第1導電形の第1MOSトランジスタと、前記第1ノードに接続された第2ゲート電極と、出力端子に接続された第2ソース電極と、前記基準電位線に接続された第2ドレイン電極と、を有する第2導電形の第2MOSトランジスタと、電源電位線と前記第2ドレイン電極との間に接続された第2負荷回路と、前記第1ゲート電極と前記出力端子との間に接続された帰還抵抗素子と、を備える。

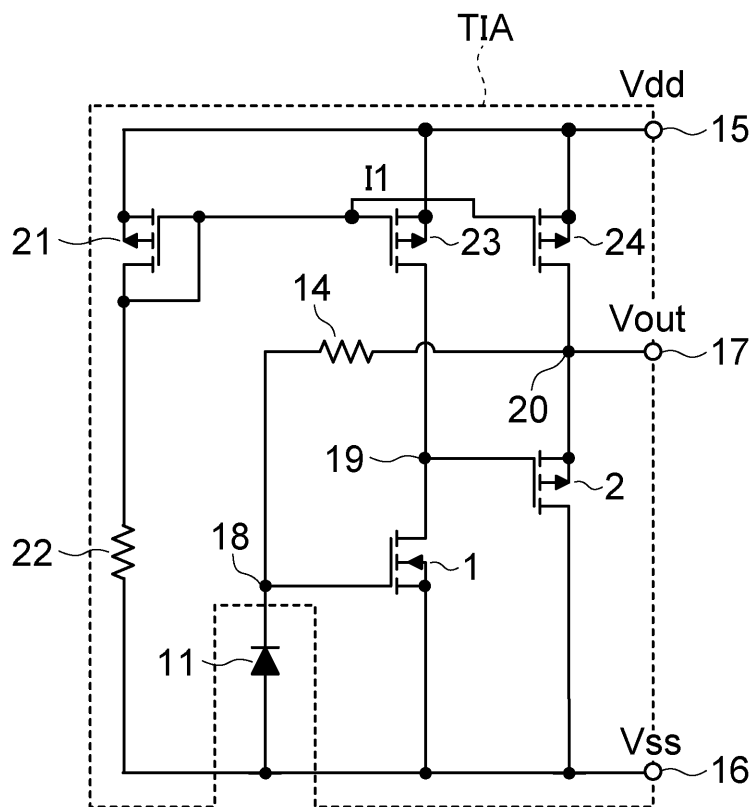
【選択図】 図1

【書類名】 図面

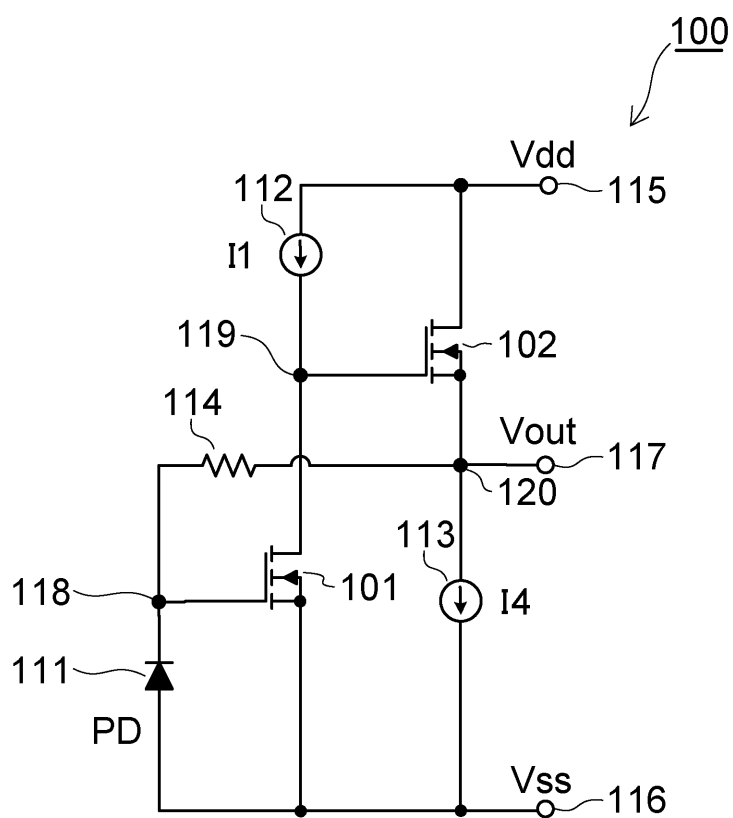
【図 1】



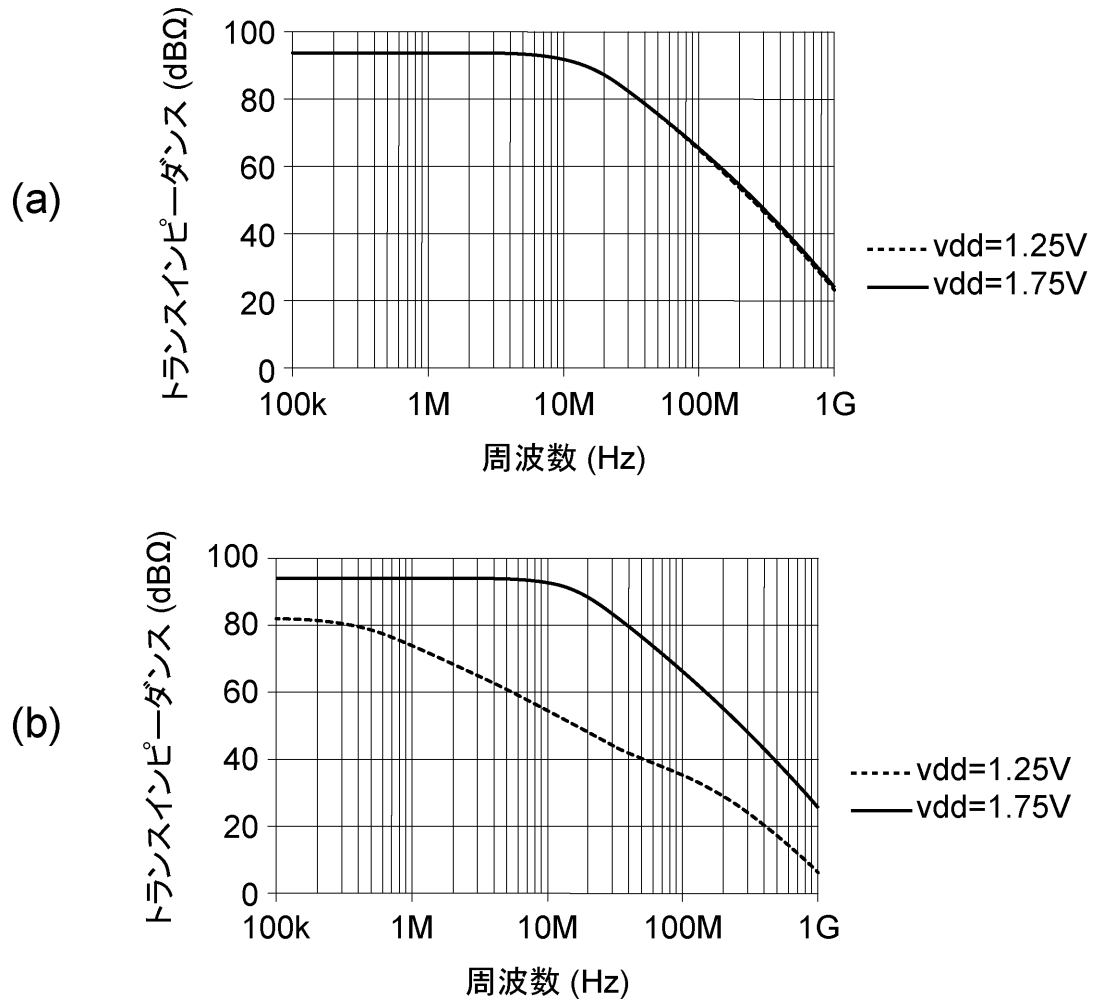
【図 2】



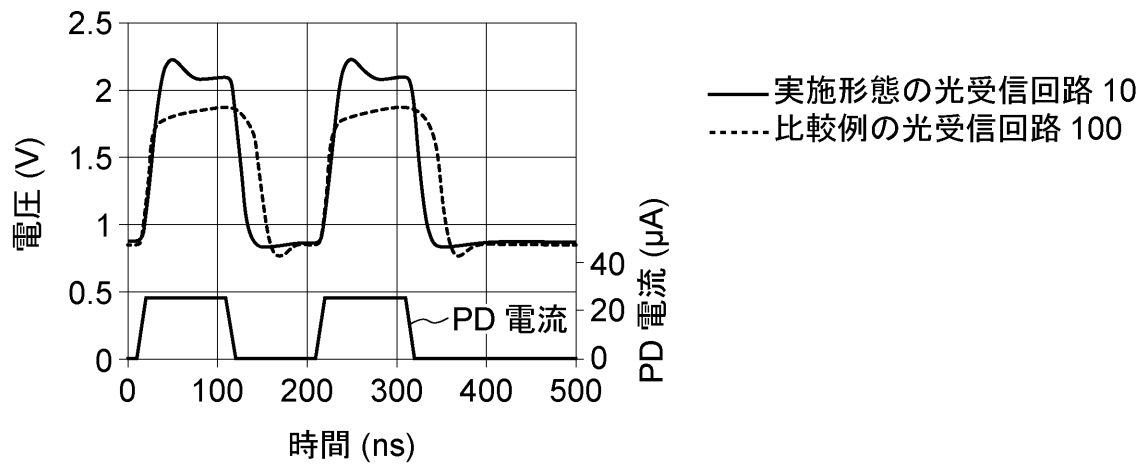
【図3】



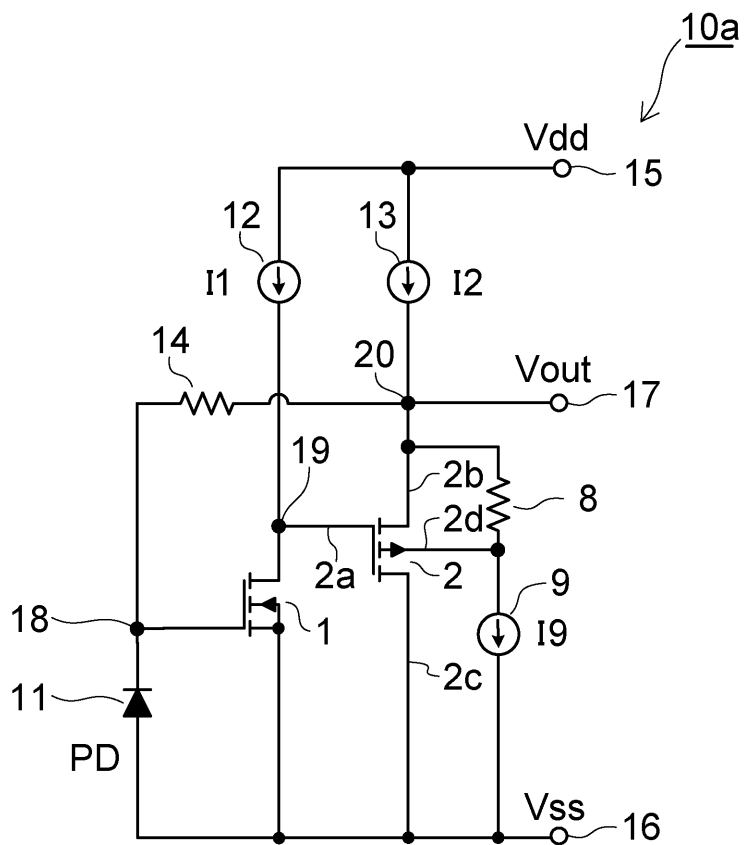
【図 4】



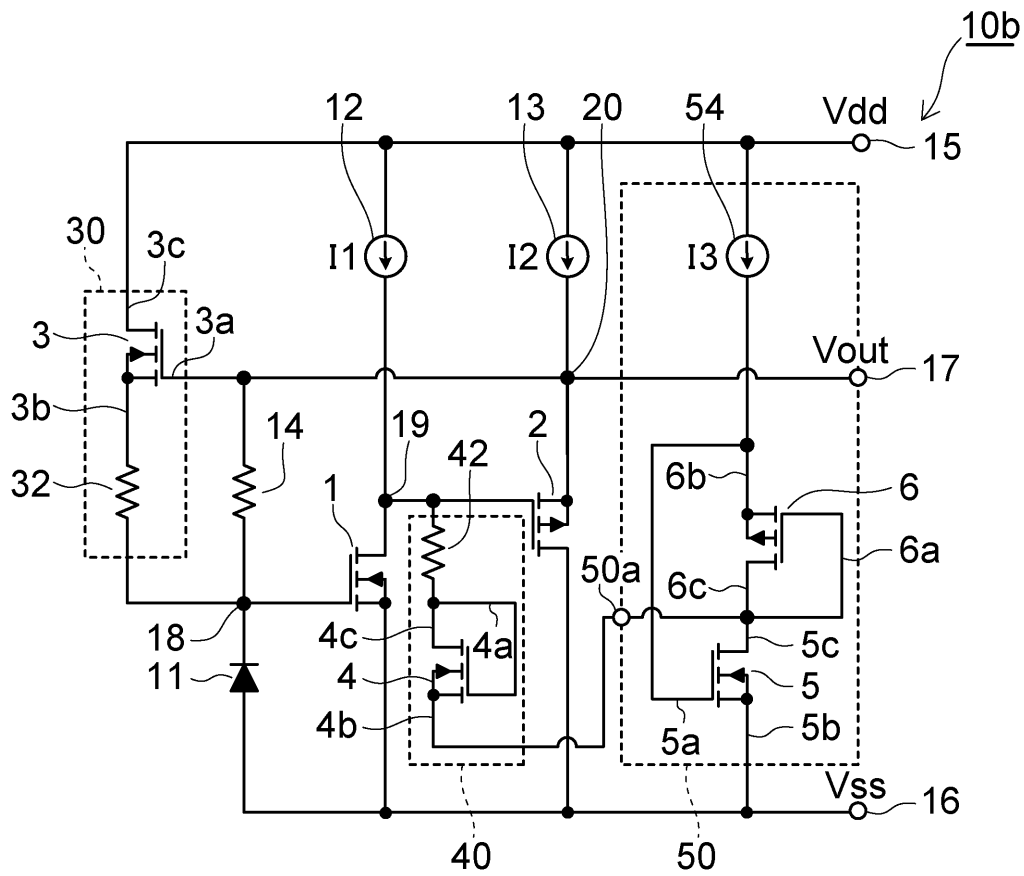
【図 5】



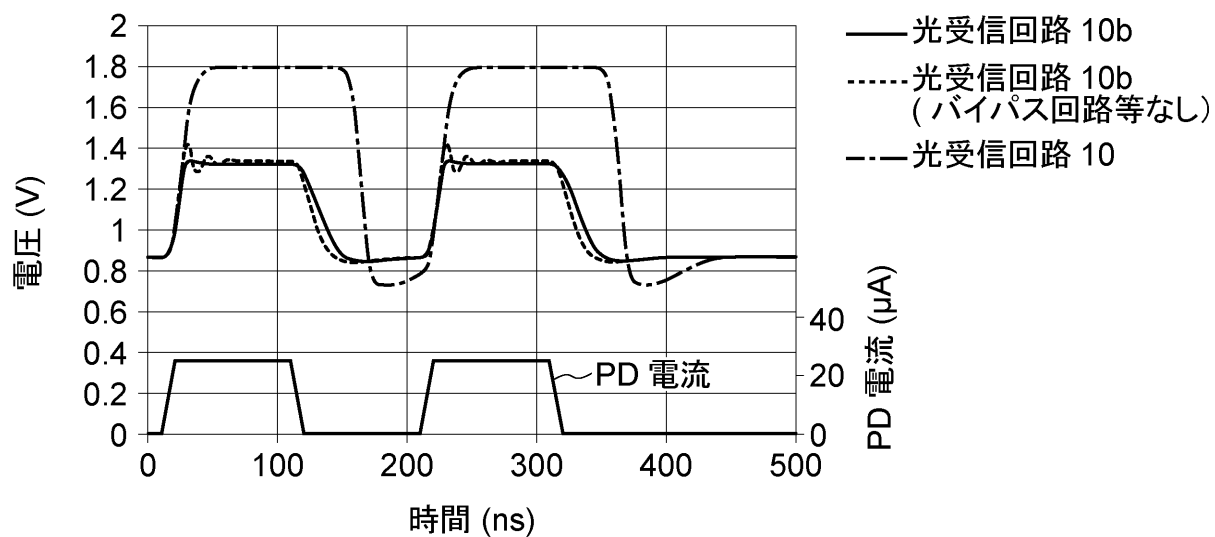
【図 6】



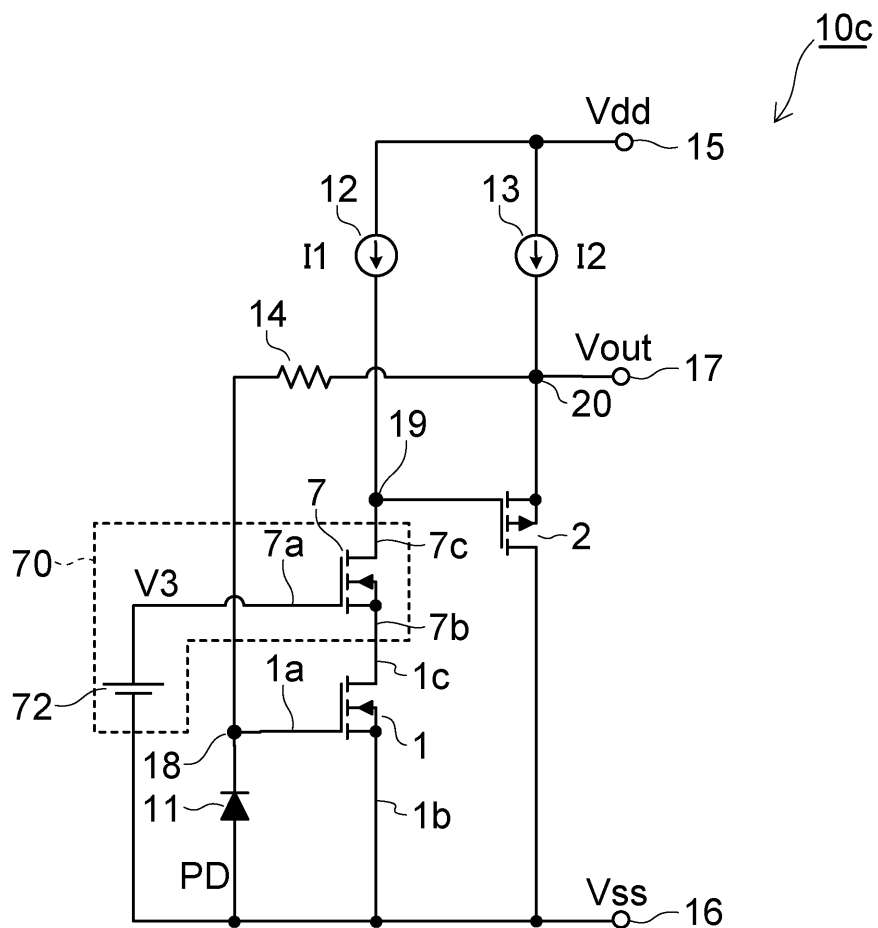
【图 7】



【図 8】



【図 9】



【図 10】

