

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号
特許第4072232号
(P4072232)

(45) 発行日 平成20年4月9日 (2008.4.9)

(24) 登録日 平成20年1月25日 (2008.1.25)

(51) Int.Cl.

F I

HO3F 3/08 (2006.01)

HO3G 3/20 (2006.01)

HO4B 10/04 (2006.01)

HO4B 10/06 (2006.01)

HO4B 10/14 (2006.01)

HO3F 3/08

HO3G 3/20 E

HO4B 9/00 Y

請求項の数 6 (全 21 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号	特願平10-60817	(73) 特許権者	000005108
(22) 出願日	平成10年3月12日 (1998.3.12)		株式会社日立製作所
(65) 公開番号	特開平10-313222		東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
(43) 公開日	平成10年11月24日 (1998.11.24)	(74) 代理人	100100310
審査請求日	平成17年3月4日 (2005.3.4)		弁理士 井上 学
(31) 優先権主張番号	特願平9-58790	(74) 代理人	100068504
(32) 優先日	平成9年3月13日 (1997.3.13)		弁理士 小川 勝男
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)	(73) 特許権者	503273790
			株式会社日立ディスプレイデバイス
			千葉県茂原市早野3681番地
		(74) 代理人	100100310
			弁理士 井上 学

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 光受信回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

光信号を電流信号に変換する光電変換部と、該光電変換部の出力電流信号を電圧信号に変換する前置増幅器と、該前置増幅器の出力電圧信号を受ける増幅器であって、入力信号と参照電位の差が所定の電圧よりも小さい場合は線形増幅し、所定の電圧よりも大きい場合はリミット増幅するリミット機能付き増幅器と、該リミット機能付き増幅器の出力電圧信号を増幅して一定振幅の信号を出力する自動利得制御増幅器を含む、光信号を受けて電気信号に変換し出力する光受信回路を有する光受信器において、
該光信号の所望のダイナミックレンジの範囲内で、

$$V_{AWL} < R_s \cdot t$$

(ここで、 V_{AWL} は該リミット機能付き増幅器の出力信号振幅、 t は1ビットの光信号が占める時間、 R_s は該リミット機能付き増幅器のスルーレート)を満たすように該リミット機能付き増幅器の出力信号振幅を制限することを特徴とした光受信器。

【請求項 2】

上記請求項 1 の光受信器において、該光電変換部はアバランシェフォトダイオードで構成されたことを特徴とする光受信器。

【請求項 3】

上記請求項 1 の光受信器において、該光電変換部は光ファイバ増幅器とPINフォトダイオードで構成されたことを特徴とする光受信器。

【請求項 4】

光信号を電流信号に変換する光電変換部と、該光電変換部の出力電流信号を電圧信号に変換する前置増幅器と、該前置増幅器の出力電圧信号を受ける増幅器であって、入力信号と参照電位の差が所定の電圧よりも小さい場合は線形増幅し、所定の電圧よりも大きい場合はリミット増幅するリミット機能付き増幅器と、該リミット機能付き増幅器の出力電圧信号を増幅して一定振幅の信号を出力する自動利得制御増幅器を含む、光信号を受けて電気信号に変換し出力する光受信回路を有する光受信器において、

該リミット機能付き増幅器がリミット増幅を始める所定の電圧は、所望の誤り率の下での該光電変換部及び該前置増幅回路で決まる最小受信感度における該前置増幅回路の出力信号と該参照電位の差よりも大きく設定されており、
該光信号の所望のダイナミックレンジの範囲内で、

$$V_{AWL} < R_s \cdot t$$

(ここで、 V_{AWL} は該リミット機能付き増幅器の出力信号振幅、 t は1ビットの光信号が占める時間、 R_s は該リミット機能付き増幅器のスルーレート)を満たすように該リミット機能付き増幅器の出力信号振幅を制限することを特徴とした光受信器。

【請求項5】

上記請求項4の光受信器において、該光電変換部はアバランシェフォトダイオードで構成されたことを特徴とする光受信器。

【請求項6】

上記請求項4の光受信器において、該光電変換部は光ファイバ増幅器とPINフォトダイオードで構成されたことを特徴とする光受信器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は光受信回路に関するもので、特に入力される信号の変化に対し、高感度かつ広ダイナミックレンジで信号処理を行うに適した振幅調整機能を有する光受信回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

基幹伝送用(伝送距離は例えば最大数100km)の光通信システムで使用される光受信回路の一般的な構成を図2に示す。図2の構成の光受信回路による光信号の識別動作の一例を、図17を参照して説明する。光信号は、1ビット(bit)の信号伝送量に対して t 毎に"1"、"0"に相当する光のオン・オフの矩形状パターンを形成して光受信回路に備えられた受光器(アバランシェフォトダイオード:APD)に入射される(即ち、図17は6ビット分の光信号を示す)。APD内部では光信号により発生した電子、正孔対がアバランシェ増倍を起こし、信号電流が増幅される。このため、微弱な光信号でも検出することができる。APDから出力された電流信号は、さらに前置増幅器で電圧信号VPREに変換される。VPREはAGC増幅器(Automatic-gain-control amplifier:自動利得制御増幅器又は利得調整増幅器とも称される)によりさらに増幅され、識別回路DECに入力される。ここで、例えば、図に破線で示すように、光信号の強度が弱い場合でも、AGC増幅器の自動利得制御機能により、AGC増幅器の出力VAGCの振幅はほぼ一定に保たれる。これにより、識別回路での識別動作がより安定に行なわれる。識別回路DECでは、クロック信号CLKに同期して、AGC増幅器の出力信号VAGCがしきい値電位VTH(DECにて設定されるため、以下VTH(DEC)と表記)よりも高ければ"1"、低ければ"0"と判定してデータを出力する。なお、クロック信号CLKはAGC増幅器の出力信号VAGCからクロック抽出回路CEXTにより作られる。

【0003】

上述のAGC増幅器の一例は、アイ・イー・イー・イー ジャーナル オブ ソリッドステート サーキット, 第29巻第7号(1994年)815-822頁(IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.29, No.7(1994) pp.815-822:以下、文献1と記す)に開示されている(図15参照)。文献1のAGC増幅器の特徴は、前置増幅器PREからの電圧信号VPR

10

20

30

40

50

E を利得可変型の増幅器 A 1 , A 2 と利得固定型の増幅器 A 3 の 3 段で増幅するところにある。まず、増幅器 A 3 から出力される振幅 V A 3 の信号は、ピーク検出回路 P D に入力される。ピーク検出回路 P D は、これに付設されたキャパシタ C P D により振幅 V A 3 に基づく直流電圧 V 3 を発生する。一方、参照回路 R E F では、独自にピーク電圧の公称値 V N (the Nominal value of the peak voltage : 以下、標準振幅電圧と呼ぶ) が発生される。この V N は、参照回路 R E F に接続された可変電圧源 P により調整されるものである。利得制御回路では V 3 と V N との比較が行われ、その差、即ち標準振幅電圧値からの信号振幅のずれに応じて増幅器 A 1 , A 2 の利得を制御する電圧 V G C 1 , V G C 2 が設定される。文献 1 が開示する A G C 増幅器の特徴は、増幅器 A 1 , A 2 の回路構成の相違により、入力信号 V P R E の振幅変化に対する V A G C のばらつきを抑えた、望ましくは振幅の均一な信号を発生させるところにある。

10

【 0 0 0 4 】

文献 1 の A G C 増幅器によれば、振幅 1 0 m V 及び 3 0 0 m V のいずれの入力信号も 1 3 G b (ギガ・ビット) / s (秒) の速度において振幅 5 0 0 m V の電圧信号 V A G C が出力される。これらの出力信号は、2つのアウト・プット・バッファ O B から出力されて、その一方は図 2 の識別回路 D E C に、もう一方はクロック抽出回路 C E X T に夫々入力される。

【 0 0 0 5 】

なお、文献 1 の A G C 増幅器には増幅器 A 1 , A 2 , A 3 のオフセットを制御するためのオフセット制御回路 O C (外部キャパシタ C O C 付) も設けられている。

20

【 0 0 0 6 】

さて、A G C 増幅器からの出力信号に対し、識別回路 D E C では出力信号の振幅電圧の上端と下端との間の或る電位をしきい値電位 V T H (D E C) として V A G C から " 1 " 、 " 0 " を判別する。ところで、光ファイバ等の光伝送路から伝送される " 1 " 又は " 0 " の光信号が光受信回路の前置増幅器 P R E で電圧信号に変換される様子を図 1 6 に示す。横軸は信号電圧値を、縦軸は所定の電圧値の信号が発生する頻度を夫々示す。" 1 " 及び " 0 " の信号を光信号のオン、オフで授受すると、光電変換素子及び前置増幅器 P R E で発生する雑音により、例えば図 1 6 の実線のような分布を示す。この時、識別回路 D E C で設定されるしきい値電位は、例えば " 1 " の信号の平均電圧値 V 1 と " 0 " の信号の平均電圧値 V 0 との中間値なる V t h (A) に設定される。

30

【 0 0 0 7 】

しかし、" 1 " 信号が " 0 " 信号より広い電圧分布を示す場合がある。即ち、" 1 " 信号の電圧分布は図 1 6 (a) の実線で示したものを縦軸方向に潰した形状 (破線で示したもの) になる。これは、受光素子 (光電変換素子) として A P D 、又はエルビウムドープ光ファイバ増幅器 (E D F A) と P I N 接合型受光素子 (P I N ダイオード) とを組み合わせで使用する場合に特に顕著となる。この現象の詳細については、例えば、「光ファイバ通信技術」(日刊工業新聞社) を参照されたい。この場合、しきい値電位 V t h (A) 以下の電圧信号は " 1 " 信号でも " 0 " と判定される。このような誤った判定がなされる確率を誤り率と呼ぶ。しきい値電位 V t h (A) の場合、破線で示す " 1 " 信号の電圧分布曲線が囲む領域の全面積に対する一点破線より低電位側に仕切られた領域の面積の比率として誤り率は定義される。

40

【 0 0 0 8 】

誤り率は、1 信号の電圧分布曲線 (破線) と 0 信号の電圧分布曲線 (実線) が重複する場合、0 とすることはできない。但し、しきい値電位を V 0 側にある程度シフトさせると、誤り率を低減することはできる。例えば、1 信号の電圧分布曲線と 0 信号の電圧分布曲線とが交わるにしきい値電位 V t h (B) のを設定する。その結果、0 信号が 1 信号と誤認される可能性は残るものの、誤り率は図 1 6 に斜線で示す領域といずれかの電圧分布曲線が囲む領域との面積比まで低減できる。しきい値電位 V t h (B) 下において、真の 0 信号の幾つか (V t h (B) より強度の大きいもの) は識別回路において 1 信号と判定されるものの、このような誤認が生じる割合はしきい値電位 V t h (A) 下に比べて可成り低減される。

50

【0009】

通常、信号電圧の分布は、信号の大きさ ($V_1 - V_0$) よりも大きく広がっており、しきい値電位をどこに設定しても、誤り率を完全に0にすることはできない。従って、光受信回路では非常に小さい或る一定の誤り率 (例えば、 10^{-12}) を許容し、その誤り率を達成できる範囲にしきい値電位を設定する。なお、この場合、非常に小さい確率で発生する伝送誤りは、誤り訂正符号等により検出され且つ訂正される。

【0010】

図3は、受光素子としてAPD、又はEDFAとPINダイオードとを組み合わせで使用する場合のある誤り率の下でのしきい値電位の設定範囲と光信号強度の関係を模式的に示したものである。上述のように、“1”信号が“0”信号より広い電圧分布を示すため、しきい値電位の設定範囲は“0”信号側に偏っている。また、光信号強度が小さくなると、しきい値電位の設定範囲は徐々に狭くなり、ついには、所望の誤り率を達成することができなくなる。この時の光信号強度 (図中の P_{min0}) を最小受信感度と呼ぶ。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】

短距離から長距離に亘る様々な距離で伝送された光信号を一つの受信器でカバーするために、基幹伝送用受信器でも受信信号強度に対する広いダイナミックレンジが要求されている。即ち、伝送距離が短い場合には、光ファイバでの信号の減衰は小さいため、強い光信号が受信器に入力される。一方、伝送距離が長い場合には、受信器に入力される光信号は非常に弱くなる。光受信器は、これら2種類の信号をともに扱わねばならない。

【0012】

ところで、図2の構成の受信器に強い光信号が入力された場合には、以下に述べる前置増幅器のスルーレート (Slew Rate) に起因する問題が発生する。図18に強い光信号が入力された場合の受信器の応答波形を示す。光信号の強度が強いと受光素子の出力電流も多くなり、前置増幅器の出力振幅も大きくなる。しかし、前置増幅器の出力振幅が大きくなり過ぎると、同図に示すように、出力信号が定常値に達する前に次の光信号入力に因る出力信号変化が起こり、出力波形が三角波となる部分が生じる。これは、前置増幅器の出力 V_{PRE} の変化の速度に上限があるためで、この上限の速度 (dV/dt) をスルーレートと呼ぶ。AGC増幅器のスルーレートが前置増幅器のそれよりも充分大きければ、AGC増幅器の出力信号は V_{PRE} と相似形の波形となる。

【0013】

図に示した例では、しきい値電位 $V_{TH}(DEC)$ をどこに設定しても、第1番目 (図18左端の光信号強度0) のビット及び第5番目 (図18右から2番目の光信号強度1) のビットの少なくとも一方は、誤って識別される。なぜなら、上記第1番目のビットを0と識別するにはしきい値電位 $V_{TH}(DEC)$ を上記第5番目のビットを1と認識するに高過ぎる値に設定せざるを得ず、また、当該第5番目のビットを1と識別するには $V_{TH}(DEC)$ を当該第1番目のビットを0と認識するに低過ぎる値に設定せざるを得ないからである。また前置増幅器の出力 V_{PRE} の振幅が大きくなるため、前置増幅器の出力段のトランジスタに掛かる電圧が増加し、高耐圧のトランジスタを使用する必要がある。一般に、高耐圧のトランジスタの動作速度は耐圧の低いものに比べて遅いため、高速な光受信器には使用できないという問題もあった。従って、図2の従来技術では、強度の強い光信号を受信することは非常に難しかった。

【0014】

一方、上記のスルーレートに起因する問題を避けることができる光受信器としては、例えば、アイイーイーイー ジャーナル オブ ソリッドステートサーキット, 第30巻 第9号 (1995年) 991 - 997頁 (IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.30, No.9(1995), pp.991-997: 以下、文献2と記す) に記載されたものがある。図4に、文献2が開示する光受信回路の構成を示す。この回路は、ローカルエリアネットワーク (LAN) 等で用いられるもので、伝送距離は最大でも数km程度と短い。このため、APDの代わりにPINフォトダイオードPINを用いている。また、AGC増幅器の代わりにリミット増

10

20

30

40

50

幅器 L A を用いている。

【 0 0 1 5 】

A G C 増幅器では利得を制御して出力信号の振幅を一定に保つのに対し、リミット増幅器（リミットアンプ）は利得を非常に大きく設定しておき、出力振幅が所望の値以上になる場合は出力をクランプして（所定の出力電圧に抑えて）振幅を制限する。即ち、しきい値電位 $V_{TH}(LA)$ を入力信号の高電位（例えば、1 に相当）と低電位（例えば、0 に相当）のちょうど真中になるように、しきい値電位制御回路 V_{CNT} により制御しておき、入力信号と $V_{TH}(LA)$ を比較し、 $V_{TH}(LA)$ よりも高ければ、入力信号の振幅によらず一定の電位 $V_{LA}(0)$ を出力する。

【 0 0 1 6 】

この文献の例では、リミット増幅器 L A の利得を約 6 0 d B に設定してあり、入力信号の振幅が数 m V から 1 V 程度の広い範囲で、一定振幅の出力信号が得られる。このような構成では、リミットアンプの利得が非常に高いので、前置増幅器の利得（出力電圧と入力電流の比：トランスインピーダンスと呼ぶ）を余り高くする必要がない。従って、強度の強い光信号が入力された場合でも、前置増幅器の出力 V_{PRE} の振幅は上記の構成ほど大きくはならないので、図 1 8 のように波形が歪んで三角波になることがない。このため、スループレートに起因する問題は発生しない。

【 0 0 1 7 】

しかし、この構成の回路において伝送距離を延ばすため、受光素子を P I N フォトダイオードから A P D、又は E D F A と P I N ダイオードとを組み合わせた検出器に取り替えると、受信器の最小受信感度が劣化するという問題がある。以下、この理由を図 5 を用いて説明する。図 5 は前置増幅器出力 V_{PRE} におけるリミット増幅器のしきい値電位 $V_{TH}(LA)$ の設定範囲を示したものである。増幅作用がある受光素子を使用するため、“1”信号が“0”信号より広い電圧分布を示し、しきい値電位の設定範囲は“0”信号側に偏っている。リミット増幅器の出力（ V_{LA} ）は、 V_{PRE} から $V_{TH}(LA) \pm$ 数 m V の信号を取り出し、増幅したものとなる（2 重線のグラフはこの数 m V の電圧幅を示す）。 $V_{TH}(LA)$ は $V_{PRE}(0)$ と $V_{PRE}(1)$ のちょうど真中に設定されるので、 $V_{TH}(LA)$ は光信号強度が P_{min1} 以下の領域ではしきい値の設定範囲からはずれてしまうことがわかる。従って、最小受信感度は P_{min1} となり、図 2 の構成よりも最小受信感度が劣化する。

【 0 0 1 8 】

なお、ここで注意すべきことは、上述の最小受信感度の劣化は、文献 2 の構成では発生しないということである。これは、文献 2 の構成では、受光素子として P I N ダイオードを使用しているためである。P I N ダイオードは増幅作用はないため、“1”信号は“0”信号と同じ電圧分布を示し、 $V_{TH}(LA)$ が $V_{PRE}(0)$ と $V_{PRE}(1)$ のちょうど真中に設定されていても、上述の問題は発生しない。

【 0 0 1 9 】

この問題を避ける方法として、リミット増幅器のしきい値電位 $V_{TH}(LA)$ を V_{PRE} の中心ではなく、“0”レベル側に調整する方法が考えられる。しかし、調整対象とする光信号の強度は弱く（特に P_{min1} 未満の範囲）、 V_{PRE} の振幅が小さい条件下で、高精度でしきい値電位 $V_{TH}(LA)$ を調整することが要請されるため、実現は困難を極める。また、送信器や光ファイバの特性の経年変動により、光信号の強度は変動するので、定期的にしきい値 $V_{TH}(LA)$ の再調整を行なう必要が生じる。このように、文献 2 が開示する L A N 用の広ダイナミックレンジ受信回路をそのまま長距離伝送用広ダイナミックレンジ受信器に適用することはできなかった。

【 0 0 2 0 】

光受信回路の受信強度に対するダイナミックレンジを拡げる技術としては、識別回路の参照電位の設定を改良する技術が特開平 5 -259752 号に、所謂前置増幅器の利得設定を改良する技術が特開平 8 -139526 号、特開平 7 -193437 号、特開平 7 -38342 号及び特開平 5 -67930 号に開示されているが、いずれも伝送周波数 100 M H z の光通信システムへの適用を意

10

20

30

40

50

図したものであった。即ち、これらの技術は 10 ns (ナノ秒: 10^{-9} 秒) の間隔で受信される光パルスに対する応答特性は期待できるものの、例えば 10 GHz の幹線用光通信システムにて 100 ps (ピコ秒: 10^{-12} 秒) の間隔で受信される光信号には実用上応答できなかった。

【0021】

また、特開平 9-246879号及び特開平 5-218758号に開示される光受信回路に於ける電圧パルス幅の劣化を抑止する技術からも、上記先行技術の問題を解決する技術を見出せなかった。

【0022】

本発明の目的は、高感度かつ広ダイナミックレンジの光受信回路を提供することにある。

10

【0023】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するために、本発明では、光信号を受けて電気信号に変換し且つこれを出力する光受信回路において、光信号を電流信号に変換する光電変換部と、該光電変換部の出力電流信号を電圧信号に変換する前置増幅器と、該前置増幅器の出力電圧信号を受ける増幅器であって、入力信号と参照電位との差が所定の電圧よりも小さい場合は線型増幅し且つ所定の電圧よりも大きい場合はリミット増幅するリミット機能付き増幅器と、該リミット機能付き増幅器の出力信号を増幅して一定振幅の信号を出力する自動利得増幅器を含むことを特徴とする。

20

【0024】

上記リミット機能付き増幅器がリミット増幅を始める所定の電圧は、上記前置増幅器の最小受信感度における出力信号電圧と上記参照電位との差よりも大きく設定されることが望ましい。上記最小受信感度における前置増幅器の出力信号電圧は、上記光電変換部と上記前置増幅器とで決まり、その値は上記光受信回路に所望される誤り率に依存する。

【0025】

さらに、該光信号の所望のダイナミックレンジの範囲内で、次の式 1 で規定される関係を満たすように該リミット機能付き増幅器の出力信号振幅を制限することが望ましい。

【0026】

【数 1】

$$V_{AWL} < R_s \cdot t \quad \dots (\text{式 1})$$

30

式 1 において、 V_{AWL} は該リミット機能付き増幅器の出力信号振幅、 t は 1 ビットの光信号が占める時間、 R_s は該リミット機能付き増幅器のスルーレートを夫々示す。

【0027】

また、該光電変換部はアバランシェフォトダイオードあるいはエルビウムドープ光ファイバ増幅器と PIN フォトダイオードで構成すると、最小受信感度を改善することができる。

【0028】

本発明の光受信回路は、光信号が弱い場合は、これから生じた電圧信号 V_{PRE} をリミット機能付き増幅器及びその次段の AGC 増幅器で線型増幅し、当該 AGC 回路からの出力電圧 V_{AGC} を後段の識別回路に入力する。識別回路は、これに入力された電圧信号 V_{AGC} の 1 と 0 とを識別するためのしきい値電位を当該 VAGC の信号振幅 (1 と 0 との信号電圧差) に応じて設定する。従って、上記リミット機能付き増幅器及び AGC 増幅器による電圧信号の線型増幅により、上記識別回路は微弱な光信号に対しても適切なしきい値電位を設定することができる。一方、光信号強度が強い場合には、リミット機能付き増幅器は出力信号 V_{AWL} の振幅を抑えることで、上記前置増幅器の出力信号の歪を防ぎ且つ誤り率の増加を抑制する。

40

【0029】

本発明の要旨を、ある限定された一局面で捉えれば、光電変換部 (受光素子)、当該光電変換部から出力される電流信号を電圧信号に変換する第 1 の増幅回路 (前置増幅器)、当該前置増幅部から出力される電圧信号の振幅ばらつきを低減する第 2 の増幅回路 (利得調

50

整増幅器又はA G C増幅器)からなる光受信回路、又はこれに第2の増幅回路から出力される電圧信号の処理(識別)を行う識別回路と組み合わせて構成した光伝送端末装置もしくは光伝送システムにおいて、第1の増幅回路と第2の増幅回路との間に次の機能を有する第3の増幅回路を設けることにある。上記第3の増幅回路に要請される第1の機能は、その出力信号振幅 V_{AWL} をその(当該第3の増幅器の)スルーレート R_s と1ビットの光信号が占める時間 t で規定される $R_s \cdot t$ より小さくすることである。

【0030】

一方、第3の増幅回路に要請される第2の機能は、上記第1の増幅回路から当該第3の増幅回路に入力される電圧信号を所定の電圧振幅以下の振幅に線形増幅を行うことである。この機能は、当該第1の増幅回路から第3の増幅回路へ入力される電圧信号の振幅が特に微小な場合、この信号検出において重要である。このため、第3の増幅回路による線形増幅範囲は従来のリミット増幅器に比べ広く設定される。一般に線形増幅範囲を広くすると利得が低下するが、第3の増幅回路が後段の第2の増幅回路と組み合わせて利用されるために実用的な問題を生じない。

10

【0031】

以上に概要を説明した本発明の回路構成によれば、光信号強度が弱い場合には、リミット機能付き増幅器が線形増幅動作しているので、次段のA G C増幅器でさらに線形増幅を行なうことにより、識別回路のしきい値を最適点に設定することができる。また、光信号強度が強い場合には、リミット機能付き増幅器がリミット動作し、前置増幅器の出力信号振幅が歪んで、誤り率が增大するのを防止する。これにより、高感度、広ダイナミックレンジの光受信回路を実現することができる。

20

【0032】

【発明の実施の形態】

以下、図面を用いて本発明の実施例を詳しく説明する。

【0033】

図1は本発明の基本構成を示した図である。図2の従来技術(文献1)とは、前置増幅器P R Eと利得調整増幅器(以下、A G C増幅器とも記す)A G Cの間にリミット機能付き増幅器A W L及び参照電位発生回路V R Gが挿入されている点が異なる。一方、図4の従来技術(文献2)とは、前置増幅器P R Eからの入力信号に基づき参照電位を発生する参照電位発生回路V R Gと、参照電位が入力されるリミット機能付き増幅器A W Lを組み合わせる点で一見類似するが、リミット機能付き増幅器の電圧増幅利得に大きな差があり、従来技術(文献2)が開示するリミット増幅器L Aには微弱な振幅を有する入力信号を線形増幅する配慮がなされていない点が本発明のリミット機能付き増幅器A W Lと大きく異なる。即ち、本発明のリミット機能付き増幅器A W Lは基本的には線形増幅器であり、出力振幅が一定値を超えた場合のみリミット機能により、出力振幅をその回路構成で定められた値に略一定に保つよう働く。

30

【0034】

本発明の光受信回路の上述の基本構成に特徴づけられる機能について、図6を参照しながら説明する。図6は前置増幅器出力V P R Eに対するしきい値電位の設定範囲を示したものである。

40

【0035】

リミット機能付き増幅器A W Lの参照電位 V_{ref} は前置増幅器出力信号 V_{PRE0} (0) と V_{PRE1} (1) (ともに破線グラフで示す) とのちょうど中心に設定され、A W Lの線形増幅範囲(太い斜め線グラフに挟まれた縦軸方向の幅)は従来のリミット増幅器よりもはるかに広い(数100mV)。このため、図6に示すように、光信号強度が最小受信感度 P_{min0} の場合は、線形増幅動作して V_{AWL} を出力し、且つ図2の従来技術と同じように次段のA G C増幅器でさらに線形増幅を行なうことにより、識別回路のしきい値を最適点(光信号強度に対し決まる図6の斜線部内の電圧値 V_{PRE}) に設定することができる。一方、光信号強度が大きい場合には、リミット機能付き増幅器の出力信号振幅が過大にならないように V_{AWL} の出力値をリミットする(V_{PRE} の大きさに係わらず所定の

50

値に抑える)ので、スルーレートの起因する波形歪を抑えて、受信器としてのダイナミックレンジを広くできる。

【0036】

本発明の機能的特徴を、図22を参照して文献2の従来技術と比較してみる。光信号強度は図5の P_{min1} と P_{min0} の間とする。同図(a)は文献2の従来技術の光電変換素子をAPD或いはEDFA及びPINダイオードに替えた場合における光信号、前置増幅器出力及びリミット増幅器出力を模式的に示したものである。図中の信号に重畳している雑音は、図16の信号分布に対応するものであり、光電変換部をAPDあるいはエルビウムドープ光ファイバ増幅器とPINフォトダイオードで構成するため、“1”信号に重畳する雑音のほうが“0”信号のそれより大きくなっている。

10

【0037】

従来技術においては、リミット増幅器のしきい値電位 $V_{TH}(LA)$ は前置増幅器出力の“1”信号出力の平均電位と“0”信号出力の平均電位のちょうど真ん中に設定される。また、当該リミット増幅器の利得は非常に大きく設定されるので、線形増幅範囲は高々数mVしかない。即ち、図の線形増幅範囲と示された2本の太線で挟まれた部分の信号だけが線形に増幅され、その外側に位置する信号がもつ情報は無視され、一定電位が出力される。その結果、リミット増幅器出力 V_{LA} は図に示すような波形となり、“0”信号の場合には正常に識別できるが、“1”信号の場合には雑音に埋もれて識別できないことがわかる。

【0038】

一方、本発明の場合は(図22(b)参照)、参照電位は従来の $V_{TH}(LA)$ と同じ電位に設定されるが、線形増幅範囲が数100mVと広いため、前置増幅器出力 V_{PRE} がそのまま線形増幅され、AGC増幅器出さらに線形増幅され、所望の振幅を有する信号(V_{AGC})となる。このため、AGC増幅器の出力は光信号波形をほぼ忠実に再現したもの、すなわち、光信号が持つ情報を取りこぼすことなく忠実に電気信号に変換したものとなる(ただし、前置増幅器、リミット機能付き増幅器、AGC増幅器で発生する若干の雑音が付加される)。従って、 V_{AGC} に対して、若干“0”信号よりも $V_{TH}(DEC)$ を設定すれば、正常に信号を識別することが可能になる。

20

【0039】

次に、図6で紹介した本発明の光受信回路の具体的な回路構成の例を図19に示す。図1に対して図19が開示する回路構成では、受光素子APD(但し、アバランシェ・フォトダイオードに限定されず)、識別回路DEC及びクロック信号抽出回路の構成は省かれている。

30

【0040】

但し、前置増幅器PREの回路に備えられた I_{IN} 端子には受光素子APDからの信号電流が入力され、AGC増幅器の回路に備えられた V_{AGC} 端子は識別回路DECの電圧信号入力端子及びクロック抽出回路CETの電圧信号入力端子に、夫々電氣的に接続される。図19に示す光受信回路を構成する各回路構成は、後述の実施例の欄において前置増幅器PREは図10を、リミット機能付き増幅器AWLは図7を、参照電位発生回路VRGは図13を、利得調整増幅器AGCは図12を、夫々参照して説明される。

【0041】

本発明の光受信回路は図19に示す回路構成に限定されず、各回路の構成要素は例えば以下の実施例1乃至4で紹介する種々の態様を取り得るものである。そこで、本発明の光受信回路の構成要素たるリミット機能付き増幅器AWL、前置増幅器PRE、利得調整増幅器AGC、及び参照電位発生回路VRGの夫々の詳細について、関連図面を参照して詳しく説明する。

40

【0042】

<実施例1>

図7は本発明のリミット機能付き増幅器(以下、リミット増幅部AWLと略記もする)の実施例であり、バイポーラトランジスタで構成した差動増幅器を使用した例である。図7の端子INに入力される入力信号が参照電位 V_{ref} に近いときは、線形増幅回路として

50

動作し、その利得 A は概ね次の式 2 で表せる。

【 0 0 4 3 】

【 数 2 】

$$A = RC / ((2 VT / IA) + RE) \quad \dots (式 2)$$

式 2 において、 RC は負荷抵抗 $RC0$ の抵抗値、 RE はエミッタ抵抗 $RE0$ の抵抗値、 $VT = q / kT$ 、 IA は差動増幅器のバイアス電流である（但し、 q は電子の電荷量、 k はボルツマン定数、 T は温度を夫々示す）。図 7 に示す差動増幅回路には、接地電位（図の上部）から定電流源 IA に到る左側の回路（ $RC0$ 、 $QA0$ 、 $RE0$ 及び $CE0$ からなる）と右側の回路（ $RC1$ 、 $QA1$ 、 $RE1$ 及び $CE1$ からなる）とを対称的に構成することが要請される。実用上、左右の回路に於ける夫々の回路要素のパラメータ（抵抗値、容量等）間には最大 3 % の誤差が許容されるが、回路設計においては、この誤差を除去することが要請される。即ち、回路設計上、上記 RC は $RC1$ にも且つ上記 RE は $RE1$ にも夫々等しく設定されるものである。また、線形増幅範囲 $VL R$ は概ね次の式 3 で表せられる。

【 0 0 4 4 】

【 数 3 】

$$VL R = 2 RE \cdot IA \quad \dots (式 3)$$

容量 $CE0$ 、 $CE1$ はピーキング容量であり、高周波での利得を上げ帯域を向上させる働きを持っている。

【 0 0 4 5 】

図 8 はリミット機能付き増幅器の別の実施例であり、カスコード接続を使用した差動増幅器の例を示している。図 7 の実施例とはトランジスタ $QA0$ 、 $QA1$ のコレクタにカスコード・トランジスタ $QCS0$ 、 $QCS1$ を接続した点だけが異なる。利得及び線形増幅範囲は図 7 の実施例と同様に式 2 及び式 3 で表わされる。カスコードトランジスタを接続したことで、トランジスタ $QA0$ のミラー容量を低減することができ、図 7 の実施例よりも帯域を延ばすことができる。

【 0 0 4 6 】

図 9 はリミット機能付き増幅器の別の実施例であり、負荷回路として抵抗の代わりにトランスインピーダンス回路を用いた例を示している。トランジスタ $QF0$ 、 $QF1$ 、抵抗 $RF0$ 、 $RF1$ 、 $RC2$ 、 $RC3$ 及び電流源 IF はトランスインピーダンス回路を構成しており、トランジスタ $QA0$ 、 $QA1$ のコレクタから見た入力インピーダンスを下げ、ミラー容量を低減する働きがある。これにより、図 7 の実施例よりも広帯域化を図ることができる。本回路の利得 A は概ね次の式 4 で表せる。

【 0 0 4 7 】

【 数 4 】

$$A = RF / ((2 VT / IA) + RE) \quad \dots (式 4)$$

式 4 において、 RF は帰還抵抗 $RF0$ の抵抗値である。

【 0 0 4 8 】

図 9 に示す差動増幅回路においても、図 7 のそれと同様、接地電位（図の上部）から定電流源 IA に到る左右の回路を対称的に構成することが要請される。従って、 $RF0$ と $RF1$ との抵抗値の間には実用上、最大 3 % の誤差が許容されるが、回路設計においては、 $RF0$ と $RF1$ とを等しくすることが要請される。また、線形増幅範囲は式 3 で表わされる。

【 0 0 4 9 】

なお、図 7 から図 9 の実施例では、差動増幅器から直接出力を取り出す例を示しているが、必要に応じてエミッタホロワ等のバッファ回路を介して出力を取り出してもよい。

【 0 0 5 0 】

< 実施例 2 >

図 10 は本発明の前置増幅器（前置増幅部 PRE ）の実施例を示したもので、トランスインピーダンス増幅回路を使用した例である。本回路のトランスインピーダンス Z_T はほぼ

R F 2 の抵抗値に等しい。その理由は、トランスインピーダンス Z_T を定義する次の式 5 に基づき、以下のように説明される。

【 0 0 5 1 】

【数 5】

$$Z_T = (R F 2 \cdot A_0) / (1 + A_0) \quad \dots (式 5)$$

式 5 において、 A_0 は図 10 に於けるトランジスタ Q P 0 と負荷抵抗 R L からなる回路の利得を、R F 2 は図 10 に於ける R F 2 の抵抗値を夫々示す。図 10 の回路は、利得 A_0 が非常に大きくなるように構成されるため、次の近似式 6 が成り立つ。

【 0 0 5 2 】

【数 6】

$$A_0 / (1 + A_0) = 1 \quad \dots (式 6)$$

式 6 の関係より、上記トランスインピーダンスは R F 2 の抵抗値で近似できることは明らかである。

【 0 0 5 3 】

一方、前置増幅器の帯域は入力部の容量（前置増幅器の入力容量とフォトダイオードの容量） C_{in} と前置増幅器の入力抵抗 Z_{in} の積で決まる極に支配される。極は、時定数（＝抵抗 × 容量）により「 $-2 /$ 」として定義される。そして、極が大きいほど（時定数が小さいほど）、前置増幅器は受信される光信号パルスに対し高速で応答できる。換言すれば、極が大きいほど、より短いパルス間隔（より高い周波数）で送信される光信号の受信が可能となる。入力抵抗 Z_{in} はおよそ次の式 7 で表わされる。

【 0 0 5 4 】

【数 7】

$$Z_{in} = Z_T / A E = R F 2 / A E \quad \dots (式 7)$$

式 7 において、 $A E$ はエミッタ接地増幅器のオープンループ利得を示す。上記 Z_{in} を小さく設定した高周波領域でもオープンループ利得を大きく保てるため、受信できる光信号の広帯域化を図ることができる。

【 0 0 5 5 】

図 11 は前置増幅器の別の実施例を示したもので、カスコード接続を使用した場合を示している。図 10 の実施例とはトランジスタ Q P 0 のコレクタにカスコードトランジスタ Q C S 2 を接続した点だけが異なる。カスコードトランジスタを接続することで、トランジスタ Q P 0 のミラー容量を低減することができるので、前置増幅器の入力容量を低減できる。従って、図 10 の実施例よりも広帯域化が図れる。ただし、フィードバック・ループの位相余裕が減少するため、周波数特性の平坦性に注意して設計する必要がある。

【 0 0 5 6 】

なお、図 10 及び図 11 の実施例では、エミッタホロワ 1 段を介して出力する例を示しているが、必要に応じてエミッタホロワの段数を増やしてもよい。

【 0 0 5 7 】

< 実施例 3 >

図 12 は本発明の光受信回路に好適な A G C 増幅器の一例を示したものである。ここでは、負荷回路としてトランスインピーダンス回路を使用した場合を示しているが、負荷回路は抵抗でも構成できる。

【 0 0 5 8 】

図 12 の回路に於いて、入力端子 I N 0 には図 7 乃至 9 の出力端子 V A W L 0 が、入力端子 I N 1 には図 7 乃至 9 の出力端子 V A W L 1 が夫々接続される。制御信号 V C N T 0 , V C N T 1 の電位差を大きくすると、A G C 増幅器の利得は増加し、電位差を小さくすると利得は減少する。本回路 1 段では利得が不足する場合には複数段縦続接続してもよい。また、この制御信号 V C N T 0 , V C N T 1 の制御は、例えば V A G C の振幅を検出して公称電圧 V N と比較して設定する上述の文献 1 に記載されたピーク検出回路 P D、参照回路 R E F 及び利得制御回路 G C を組み合わせた技術を利用するとよい。

【 0 0 5 9 】

10

20

30

40

50

なお、この実施例では、A G C 増幅器から直接出力を取り出す例を示しているが、必要に応じてエミッタホロワ等のバッファ回路を介して出力を取り出ししてもよい。

【 0 0 6 0 】

< 実施例 4 >

図 1 3 は参照電位発生回路（参照電位発生部 V R G ）の実施例を示したものであり、低域通過フィルタで構成した例である。低域通過フィルタは抵抗 R L P と容量 C L P で構成する。なお、容量 C L P は半導体チップの内部に設けてもよいし、外部に接続しても構わない。前置増幅器出力 V P R E を低域通過フィルタを通して直流成分を取り出すことで、V P R E の中心電位が得られる。

【 0 0 6 1 】

図 1 4 は参照電位発生回路の別の実施例を示したものである。本回路は前置増幅器出力 V P R E の高電位を検出する回路 T H と低電位を検出する回路 B H 及び抵抗 R A 1 , R A 2 からなる。抵抗 R A 1 , R A 2 の抵抗値は等しく設定する。前置増幅器出力が高電位になったときには、トランジスタ Q T H により容量 C T H が V P R E (H) - V B E の電位まで充電される（V B E はトランジスタ Q T H のベース・エミッタ間のバイアス電圧）。また、前置増幅器出力が低電位になったときには、ダイオード D B H により容量 C B H が V P R E (L) + V B E の電位まで放電される。これら 2 つの電位を抵抗 R A 1 , R A 2 で分割すれば、前置増幅器出力 V P R E の高電位と低電位のちょうど中心の電位が得られる。

【 0 0 6 2 】

< 実施例 5 >

本実施例では、図 1 9 の構成に代わる光受信回路を紹介する。本実施例の光受信回路の概要は図 2 0 に示される。図 1 に対して図 2 0 が開示する構成では、受光素子 A P D （但し、アバランシェ・フォトダイオードに限定されず）、A G C 増幅器、識別回路 D E C 、及びクロック信号抽出回路の構成は省かれている。但し、前置増幅器 P R E の回路に備えられた I_{IN} 端子には受光素子 A P D からの信号電流が入力され、リミット機能付き増幅器 A W L の回路に備えられた V A W L 端子は A G C 増幅器の電圧信号入力端子に電氣的に接続される。

【 0 0 6 3 】

図 2 0 が示す光受信回路は、1 0 G b / s （ギガ・ビット / 秒）で伝送される光信号により光電変換素子で発生する信号電流 I_{IN} を最大 2 m A の振幅電流値に至る広いダイナミック・レンジで受信する機能を有するものである。この光受信回路は、広いダイナミックレンジの入力電流信号 I_{IN} を高いトランス・インピーダンス利得で受信するために、前置増幅部 P R E からなるトランス・インピーダンス増幅段、リミット増幅部 A W L からなるリミット増幅段、及びリミット増幅部 A W L に参照電圧 V_{ref} を供給する参照電位発生部 V R G を備えて構成される。なお、本実施例においてリミット増幅段と記述される回路段は、上述の説明にあるリミット機能付き増幅器の機能を示す回路段を略称するものである。

【 0 0 6 4 】

前置増幅部 P R E には、これにバイアス電圧を供給するバイアス電圧供給部 V_{bias} が接続されている。各部分には、電源電圧 V_{CC} 及び V_{EE} （但し、V_{EE} < V_{CC} ）の端子が設けられ、トランジスタのエミッタ側には定電流源（矢印を円で囲む記号で表示）が設けられている。

【 0 0 6 5 】

外部キャパシタ C_{EXT} を有する低域通過フィルタを含めて構成される参照電位発生部は、トランス・インピーダンス増幅段による出力振幅電圧の中間値を参照電圧 V_{ref} として出力する。リミット増幅部 A W L にて差動増幅器を構成する一方のトランジスタ T₄ のベースには前置増幅部の出力電圧 V P R E が、他方のトランジスタ T₅ のベースには参照電圧 V_{ref} が夫々印加される。これにより、信号電流 I_{IN} に対するトランス・インピーダンス増幅段とリミット増幅段による増幅において、I_{IN} 値が小さい場合には双方の増幅

10

20

30

40

50

段で線形増幅が行なわれて高いインピーダンス利得が得られ、また I_{IN} 値が大きい場合にはリミット増幅段がリミット増幅機能を示すことでインピーダンス利得は所望の値に抑えられる。

【0066】

即ち、図21に示すように、リミット増幅段は、この回路構成により予め定められた約 $400\mu A$ 以下の小さい I_{IN} に対して線形増幅機能を示し、且つ $400\mu A$ より大きい I_{IN} に対しては、その値に係わらず予めリミット増幅部 A W L の回路構成で定められた V A W L の値 ($400mV$) を出力する所謂リミット機能を示すように構成される。これにより、リミット増幅段においては、微弱な信号 I_{IN} を取りこぼすことなく A G C 増幅部 (図示せず) に伝達でき、且つ I_{IN} のダイナミック・レンジが数 μA から $2mA$ に亘っても出力信号波形の歪みを抑制できる。その結果、識別回路部 D E C (図示せず) に於ける "1" - "0" の信号識別精度は維持され且つ向上され得るのである。

10

【0067】

図20に於いて、前置増幅部 P R E はトランジスタ T 1 と抵抗 R 2 を有するエミッタ接地増幅器とトランジスタ T 2、ダイオード D 1 及び抵抗 R 1 を配列して成るシャント・フィードバック・ループ (Shunt Feedback Loop) から構成される。リミット増幅部 A W L は広帯域差動増幅器と出力バッファから構成される。また、双方の増幅部の周波数応答特性を向上させるため、前置増幅部 P R E にはバイアス電圧供給部 V b i a s が、リミット増幅部 A W L にはピーキング・ネットワーク (Peaking Network) が夫々接続されている。

20

【0068】

前置増幅部 P R E に於いて、周波数応答に対するトランス・インピーダンス変動を抑えてアイ・ダイヤグラム (Eye-Diagram) の揺らぎを低減するために抵抗 R 2 に印加されるバイアス電圧を安定化させる必要がある。前置増幅部 P R E を構成するエミッタ・コモン増幅器はトランジスタ T 1 の電流変動の影響を受けやすく且つ前置増幅部の周波数応答特性を決めてしまうため、上述のバイアス電圧を安定化するためには、これが V C C の変動の影響を受けないようにする必要がある。図20に示すバイアス電圧供給部 V b i a s から供給されるバイアス電圧は接地電位と回路構成素子により決まるため、V C C の変動から独立している。

【0069】

一方、リミット増幅部 A W L には前置増幅部 P R E 以上に広い周波数帯域に応答できる特性が要請されるため、抵抗 R 3, R 4 とキャパシタ C P からなるピーキング・ネットワークが接続されている。トランジスタ T 6, T 7 と抵抗 R 5, R 6 からなる負荷回路は、R 5, R 6 を介したフィードバックにより低い入力インピーダンスを示すため、差動入力回路を構成するトランジスタ対 T 4, T 5 のミラー効果は抑制され、リミット増幅部 A W L の広い周波数帯域での応答が実現できる。

30

【0070】

リミット増幅部 A W L の出力バッファは、ノード出力の高速化とトランス・インピーダンス変動の低減のために、2段のエミッタ・フォロア (トランジスタ T 8 - T 10 又は T 9 - T 11) とダンピング抵抗 (R 10, R 11) を備えている。前置増幅部 P R E の出力信号はエミッタ・フォロアのトランジスタ T 12 により分岐され、参照電位発生部 V R G に入力される。参照電位発生部 V R G は、抵抗 R 14、及びキャパシタ C L P、C E X T を有する低域通過フィルタとエミッタ・フォロアトランジスタ T 13 とを含めて構成され、その出力電圧 V r e f は前置増幅部 P R E の出力電圧 V P R E の中間値を示す。

40

【0071】

<実施例6>

以上の実施例では、全てバイポーラトランジスタを用いたが、これを M O S F E T、M E S F E T 等の電界効果形トランジスタに置き換えても本発明の光受信回路を実現できることは言うまでもない。

【0072】

図23は、図19に示した本発明の光受信回路のバイポーラトランジスタを全て M O S 型

50

の電界効果トランジスタに置き換えた構成を示す。

【 0 0 7 3 】

図 1 9 においては、前置増幅部 P R E のトランジスタ Q P 0 , Q E F、リミット増幅部（リミット機能付き増幅器）A W L のトランジスタ Q A 0 , Q A 1、及び A G C 増幅部 A G C のトランジスタ Q_{IN}(0) , Q_{IN}(1) , Q_{AMP}(1) , Q_{AMP}(2) , Q_{AMP}(3) , Q_{AMP}(4) , Q F 0 並びに Q F (1) の全てを N P N 型のバイポーラトランジスタ（N 型のコレクタ及びエミッタと P 型のベースを有する）で構成したが、図 2 3 では、これら全てを N チャネル型の電界効果トランジスタに置き換えてある。

【 0 0 7 4 】

N チャネル型の電界効果トランジスタは、P 型の半導体層中に N 型のドース領域及びドレイン領域を離間して形成し、この 2 つの領域に挟まれた上記 P 型半導体層上に酸化膜（絶縁膜）を介してゲート電極を形成したものである。信号処理速度に関しては、バイポーラトランジスタが優るものの、電界効果トランジスタは各々の素子間の分離が容易にできるため、本発明の光受信回路を同一の半導体基板上に集積化する上でバイポーラトランジスタより優るものである。

【 0 0 7 5 】

図 2 3 に示した N チャネル型の電界効果型トランジスタは、N 型のソース及びドレイン間に挟まれた P 型半導体層の電位を低電位側（ドレイン電位）に設定してあるが、P 型半導体層の電位の設定は、この実施態様に限定されないものである。

【 0 0 7 6 】

< 実施例 7 >

本発明の光受信回路を応用した光通信システムの一例を、図 2 4 に示す。

【 0 0 7 7 】

本発明による光通信システムを明らかにするため、図 2 4 に T S (A) , T S (B) 及び T S (C) として示される電話局 A , B , C には光ファイバケーブル LINE A , LINE B , LINE C による電話局 R (T S (R)) への光信号送信機能のみを示す。また、電話局 R には、電話局 A , B , C からの光受信機能のみを示す。図 2 4 において、USERS(A) , (B) , (C) , 又は (R) として示した電話機及びコンピュータは、夫々の電話局の回線加入者 (Subscriber) を示す。

【 0 0 7 8 】

USERS(A) , (B) 及び (C) からの情報を USERS(R) に送信する例で、本発明による光通信システムを説明する。前者の各加入者からの情報は、夫々の電話局 (Telephone Station) において波長 1.3 乃至 1.6 μ m の光信号に置き換えられ、電話局 R に通じる光ファイバケーブル LINE A , LINE B 又は LINE C に入力される。このときの、光信号強度 (Intensity of Opt. Sig.) の時間軸方向に対するスペクトルを各電話局毎に図示する。各電話局から伝送される情報は、強度 I_{trs} の光パルスからなる 1 信号と光パルスのない 0 信号からなるデジタル情報に符号化 (encode) される。

【 0 0 7 9 】

時刻 t_{a0} から t_{a1} の間に電話局 A から送信される光信号、時刻 t_{b0} から t_{b1} の間に電話局 B から送信される光信号、及び時刻 t_{c0} から t_{c1} の間に電話局 C から送信される光信号は全て、電話局 R 又はこれに到る幹線系伝送路 (Trunk Line) に設けられた合波器 (Star Coupler 等の Optical Coupler) C L を経て、電話局 R の光受信回路に設けられた受光素子 P D に光学的に接続された光ファイバへ入る。そして、各電話局から受信した光信号は、電話局 R において送信局毎に宛われた時間に応じてシリアルに伝送情報に復号化 (decode) される。伝送情報を複合化する装置は、電話局に備えられた識別回路 D E C の後段に配置され、伝送形態に応じ、電話局 R 内又は加入者の端末 (Terminal) に備えられる。

【 0 0 8 0 】

図 2 4 に於いて、電話局 A , B , C と電話局 R との距離 A R , B R , C R を 20km , 100km , 500km に夫々設定した場合を考える。このとき、電話局 R で受信した光信号は、前置増幅器 P R E により図 2 5 (a) に示す電圧信号に変換される。図 2 5 (a) の縦軸は、前

10

20

30

40

50

置増幅器 P R E からの出力信号の電圧値 V_{PRE} を示す。この出力信号が、電圧振幅 V_{DET} を越えると後段の A G C 増幅器で信号波形の劣化が生じ、誤り率が実用上許容されるレベルを越える。電話局 R に近い電話局 A から時刻 t_{a0} から t_{a1} の間に送信された光信号は、光ファイバ伝播中に於いて殆ど損失しないため、前置増幅器 P R E により V_{DET} を越える電圧振幅 V_a の強い電圧パルス V_{PRE} に変換されている。

【 0 0 8 1 】

これに対し、本発明では、リミット機能付き増幅器 A W L を前置増幅器 P R E と A G C 増幅器との間に配置し、その回路を V_{PRE} の電圧振幅が第 1 の電位 V_1 以上となると、出力 V_{AWL} を電圧振幅 V_1 にリミットするように構成する (図 2 5 (b) 参照)。これにより、電話局 A から送信されたデジタル情報は、A G C 増幅器での信号波形の劣化を殆ど受け

10

【 0 0 8 2 】

一方、電話局 R における識別回路 D E C のしきい値電圧 $V_{TH}(DEC)$ は、上記第 1 の電位とゼロ電位との間に人為的に設定される。その電圧は、例えば、第 1 の電位の半分に設定される。これに対し、A G C 増幅器は、これに入力される電圧信号に応じて、増幅利得を自動的に調整することができる。A G C 増幅器における実用上の自動利得調整は、電話局 A , B , C の各々から送信すべき情報を載せた光信号の前に伝送されるダミー光信号により生成される電圧振幅 (図示せず) に基づいて行われる。しかし、A G C 増幅器の自動利得調整機能は完全とはいえない。なぜなら、A G C 増幅器は、これに入力される電圧パルスが所定の電位 (例えば、第 2 の電位 V_2) 以下の場合、その電圧振幅を $V_{TH}(DEC)$ 以上に増幅

20

【 0 0 8 3 】

電話局 R から 500km 離れた電話局 C より時刻 t_{c0} から t_{c1} の間に送信された光信号は、光ファイバ伝播中に於ける損失により大きく減衰されるため、前置増幅器 P R E で増幅しても V_2 未満の電圧振幅 V_c の弱い電圧パルス V_{PRE} にしか変換できない (図 2 5 (a) 参照)。この問題を解決するためには、識別回路 D E C における $V_{TH}(DEC)$ を入力される電圧信号に応じて変動させるように設定しなければならない。しかし、この手法では非常に短いパルス間隔で供給される電圧信号を識別する応答性に限界がある。

【 0 0 8 4 】

これに対し、本発明では、上記リミット機能付き増幅器 A W L による線形増幅で電圧振幅 V_c の電圧パルスを電圧振幅 V_2 以上に増幅できる (図 2 5 (b) 参照)。このため、増幅後の電圧振幅が上記 $V_{TH}(DEC)$ に到らなくとも、その後段の A G C 増幅器で更に増幅することにより、識別回路 D E C で識別するに十分な ($V_{TH}(DEC)$ 以上の) 電圧振幅を有するパルスに変換される (図 2 5 (c) 参照)。

30

【 0 0 8 5 】

以上のように、本発明による光通信システムは、前置増幅器 P R E と A G C 増幅器 A G C との間に A G C 増幅器を補助する線形増幅器を挿入する構成し、上記線形増幅器の動作をこれに入力される電圧信号の振幅に応じて制限する。即ち、前置増幅器から A G C 増幅器に到る電圧信号の伝送過程で、少なくとも上述の V_{DET} 以上の電圧振幅を有する電圧信号を所定の電圧振幅に抑え且つこれ以外の電圧信号を選択的に増幅する。このため、特に電圧信号の伝送速度を制限する前置増幅器 P R E の利得調整や識別回路のしきい値電位調整を行うことなく、光信号の受信強度のダイナミックレンジを拡大することができる。

40

【 0 0 8 6 】

【 発明の効果 】

以上説明したように、本発明によれば、高感度かつ広ダイナミックレンジの光受信回路及び光通信システムを提供することができる。従って、特に光ファイバにより長距離の光信号伝送を行う幹線系の光通信システムにおいて、受信される光信号の処理 (" 1 " - " 0 " 判定) を低い誤り率で行うことができる。また、伝送距離の異なる光ファイバからの光信号に対しても信号処理の誤り率を格段に低減できる。

【 図面の簡単な説明 】

50

【図 1】本発明の基本構成を示した図。

【図 2】従来技術（文献 1 に開示）を示した図。

【図 3】従来技術（文献 1 に開示）の動作を説明した図。

【図 4】別の従来技術（文献 2 に開示）を示した図。

【図 5】別の従来技術（文献 2 に開示）の動作を説明した図。

【図 6】本発明の動作を説明した図。

【図 7】本発明に使用する増幅器の例を示した図。

【図 8】本発明に使用する増幅器の例を示した図。

【図 9】本発明に使用する増幅器の例を示した図。

【図 10】本発明に使用する前置増幅器の例を示した図。

10

【図 11】本発明に使用する前置増幅器の例を示した図。

【図 12】本発明に使用する A G C 増幅器の例を示した図。

【図 13】本発明に使用する参照電位発生回路の例を示した図。

【図 14】本発明に使用する参照電位発生回路の例を示した図。

【図 15】文献 1 に開示された A G C 増幅器の回路を示した図。

【図 16】 " 1 " - " 0 " 信号識別の誤り率を説明するための図。

【図 17】光信号入力と前置増幅器及び A G C 増幅器の電圧出力の対応を説明するための図。

【図 18】スルーレートに起因する波形歪を説明する図。

【図 19】本発明による光受信回路の望ましき一実施形態を示す図。

20

【図 20】本発明による光受信回路の望ましき別の実施形態（実施例 5）を示す図。

【図 21】図 20 の回路における光電変換素子からの入力電流に対する出力信号振幅の関係を示した図。

【図 22】従来技術（文献 2 に開示）と本発明の動作を比較した説明図。

【図 23】本発明による光受信回路の望ましき別の実施形態（実施例 6）を示す図。

【図 24】本発明による光受信回路の応用した光通信システムの一実施形態を示す図。

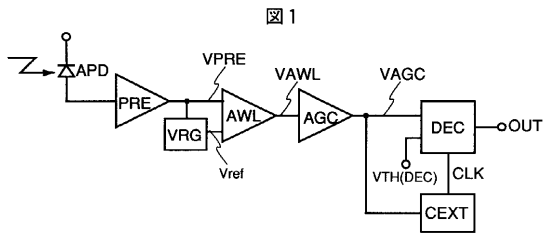
【図 25】図 24 の光通信システムの電話局 R に採用された光受信回路における電圧信号の波形の変化を示す図。（ a ）は前置増幅器から、（ b ）はリミット機能付き増幅器から、（ c ）は A G C 増幅器から夫々出力された電圧波形を模式的に示す。

30

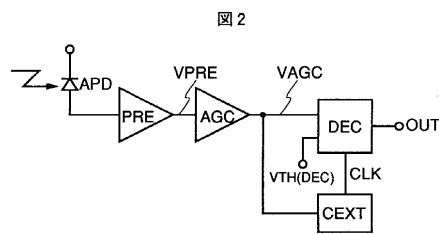
【符号の説明】

A P D ... アバランシェフォトダイオード、P R E ... 前置増幅器、A W L ... リミット機能付き増幅器、A G C ... A G C 増幅器、D E C ... 識別回路、C E X T ... クロック抽出回路、V R G ... 参照電位発生回路。

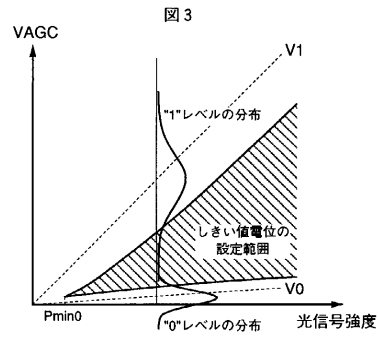
【図 1】



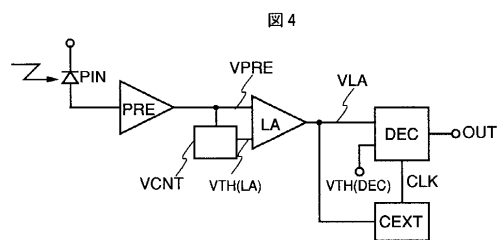
【図 2】



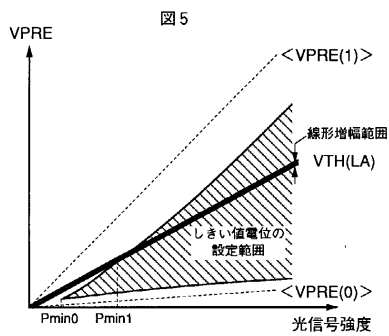
【図 3】



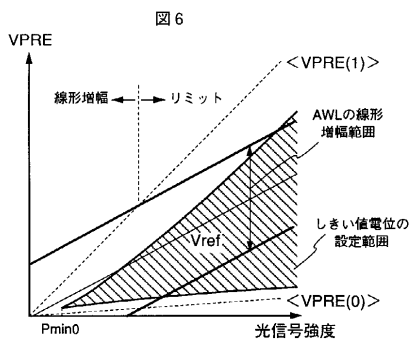
【図 4】



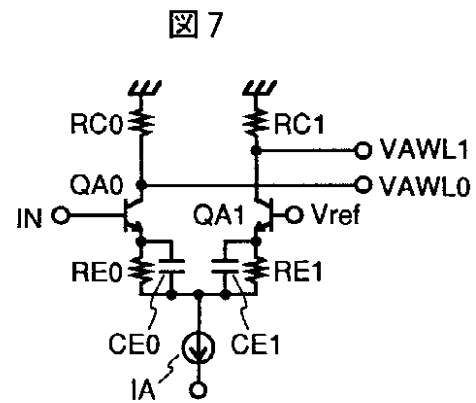
【図 5】



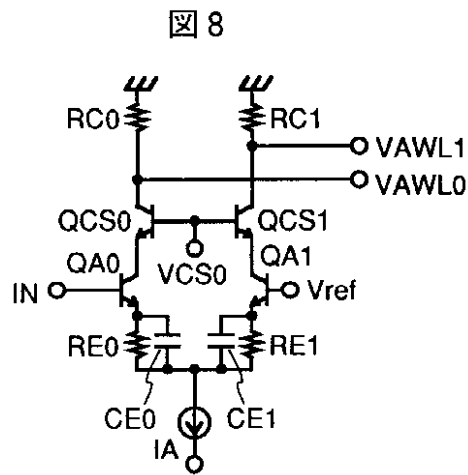
【図 6】



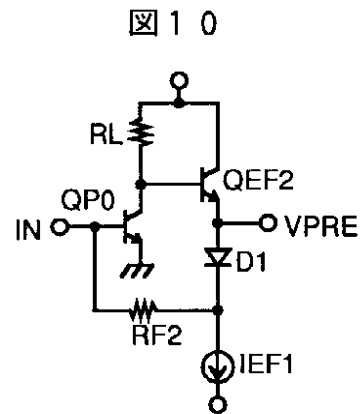
【図 7】



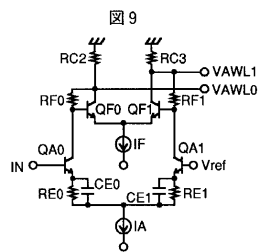
【図 8】



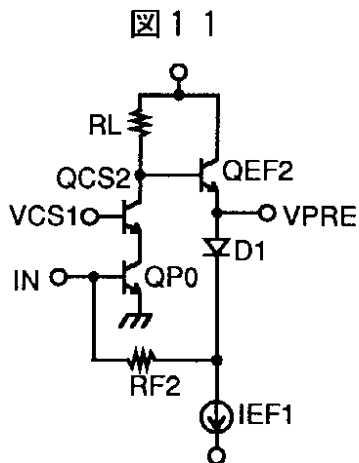
【図 10】



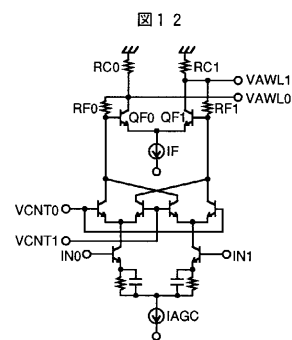
【図 9】



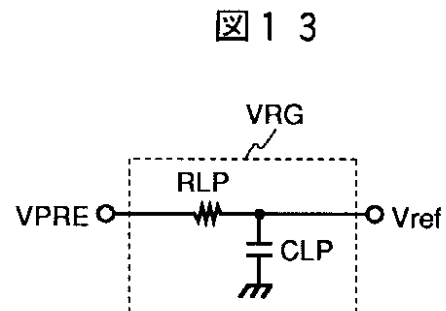
【図 11】



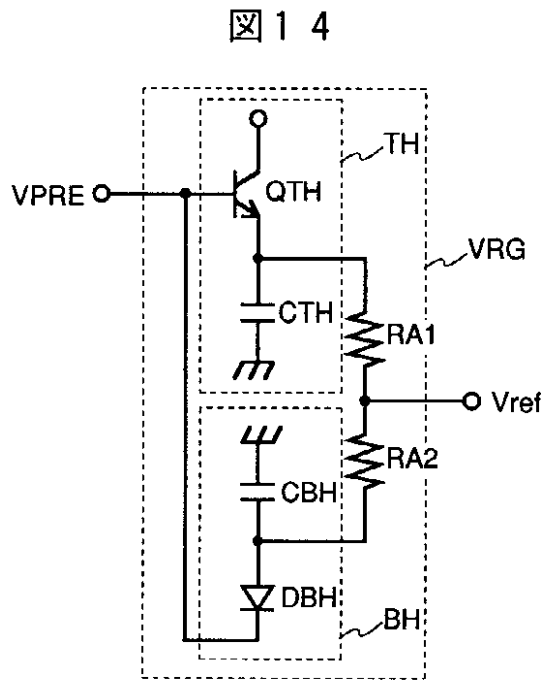
【図 12】



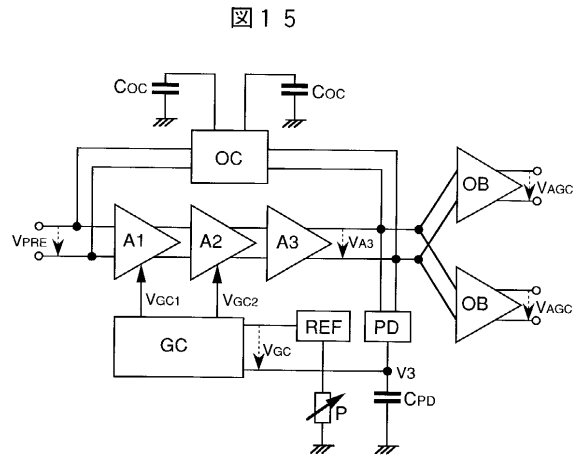
【図 13】



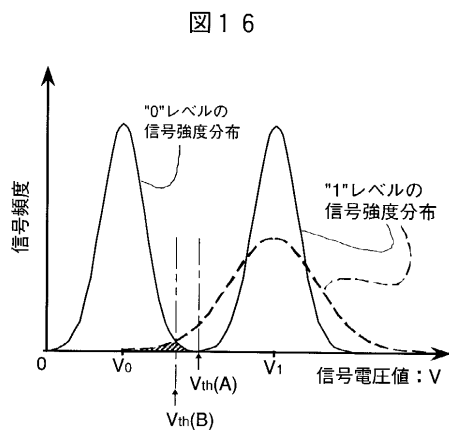
【図 14】



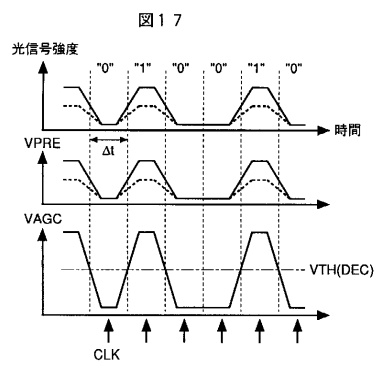
【図 15】



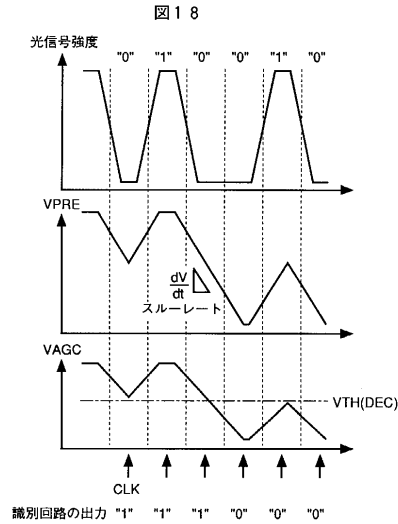
【図 16】



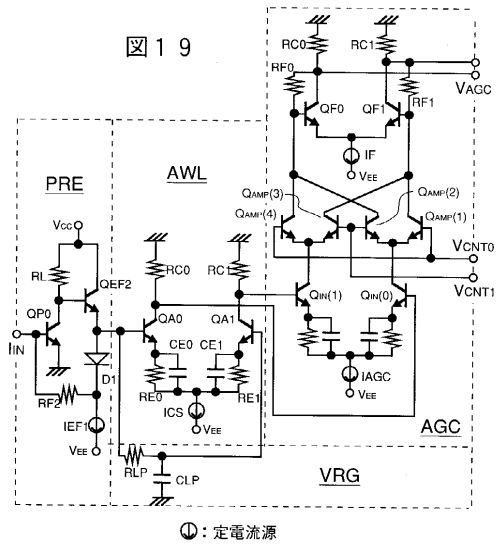
【図 17】



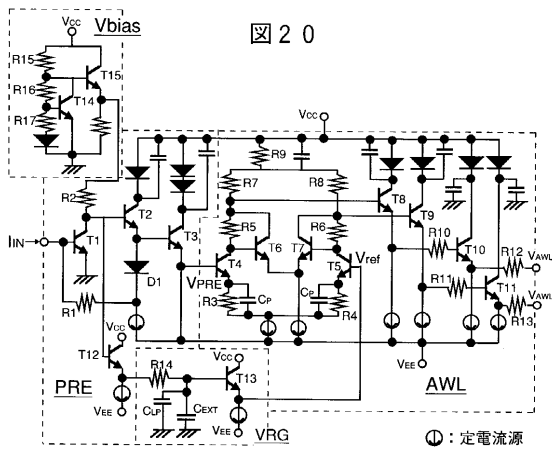
【図 18】



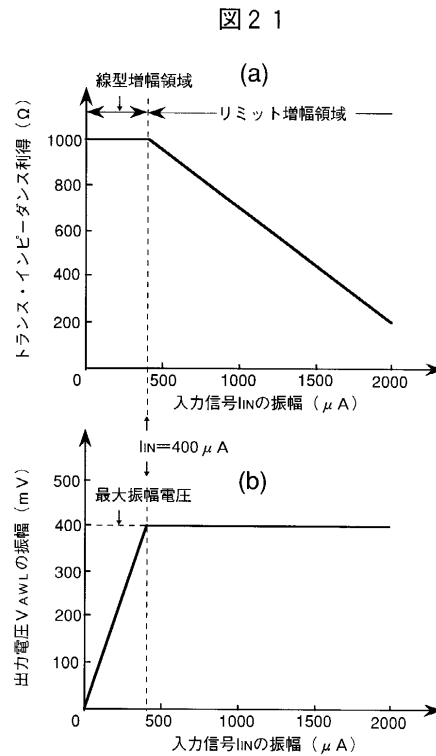
【図 19】



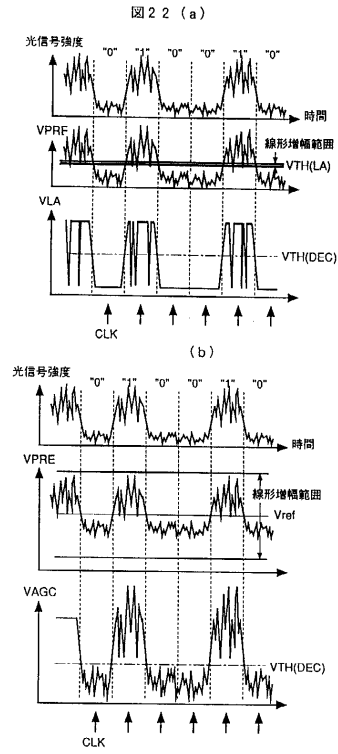
【図 20】



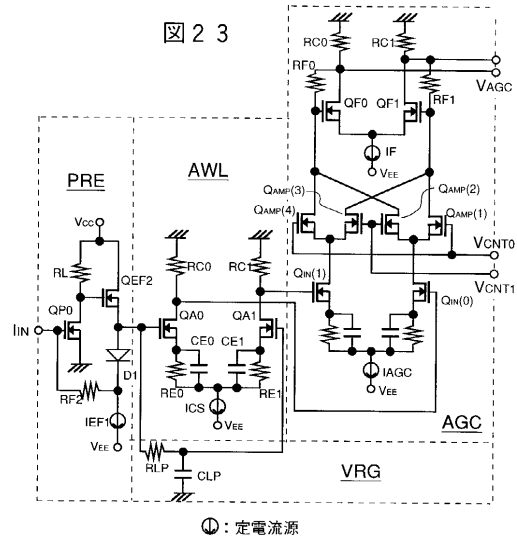
【図 21】



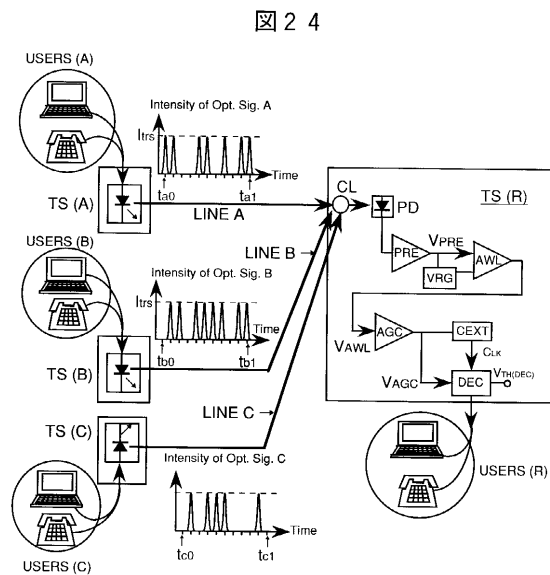
【図 2 2】



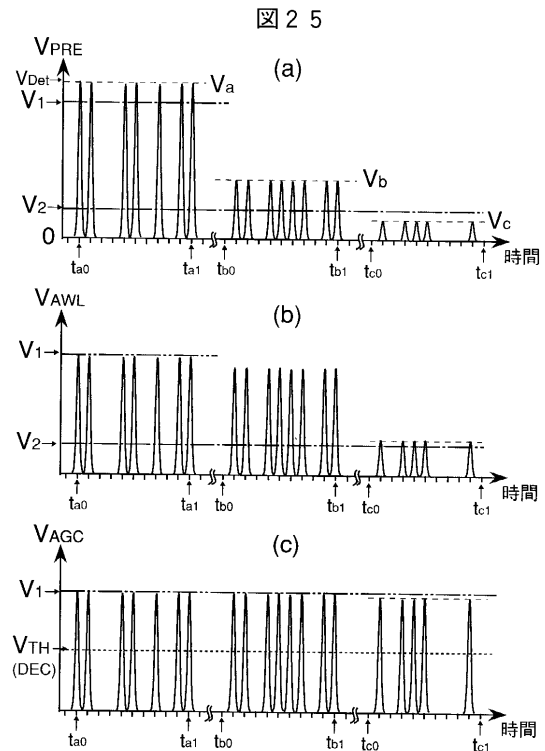
【図 2 3】



【図 2 4】



【図 2 5】



フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I

H 0 4 B 10/26 (2006.01)**H 0 4 B 10/28 (2006.01)**

(72)発明者 大畠 賢一

千葉県茂原市早野 3 6 8 1 番地

日立デバイスエンジニアリング株式会社内

(72)発明者 武鎗 良治

東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目 2 8 0 番地

株式会社日立製作所中央研究所内

(72)発明者 増田 徹

東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目 2 8 0 番地

株式会社日立製作所中央研究所内

(72)発明者 鷲尾 勝由

東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目 2 8 0 番地

株式会社日立製作所中央研究所内

(72)発明者 八田 康

東京都青梅市新町六丁目 1 6 番地の 3

株式会社日立製作所デバイス開発センタ内

審査官 石原 由晴

(56)参考文献 特開平 0 5 - 2 1 8 7 5 8 (J P , A)

特開昭 6 3 - 1 7 8 6 1 3 (J P , A)

特開平 0 8 - 0 8 4 1 6 0 (J P , A)

特開平 0 5 - 1 9 9 7 6 0 (J P , A)

特開平 0 6 - 2 5 2 4 7 7 (J P , A)

特開昭 6 2 - 1 3 9 4 0 3 (J P , A)

特開平 0 8 - 2 7 9 7 1 8 (J P , A)

特開昭 6 2 - 0 1 5 9 0 9 (J P , A)

特開平 0 5 - 2 2 5 2 8 2 (J P , A)

特開平 1 0 - 1 3 5 9 1 7 (J P , A)

特開平 0 3 - 0 4 0 6 3 0 (J P , A)

特開昭 5 6 - 1 5 2 3 4 8 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H03F 1/00-3/45

H03F 3/50-3/52

H03F 3/62-3/64

H03F 3/68-3/72

H03G 1/00-3/34

H04B 9/00