(19)日本国特許庁(JP)　(12)公開特許公報(A)　(11)特許出願公開番号
特開2007-81402
(P2007-81402A)
(43)公開日　平成19年3月29日(2007.3.29)

(51)Int.Cl.		F I		テーマコード（参考）
H01L 31/10	(2006.01)	H01L 31/10	G	5F049

審査請求 未請求　請求項の数 29　ＯＬ　外国語出願　（全 49 頁）

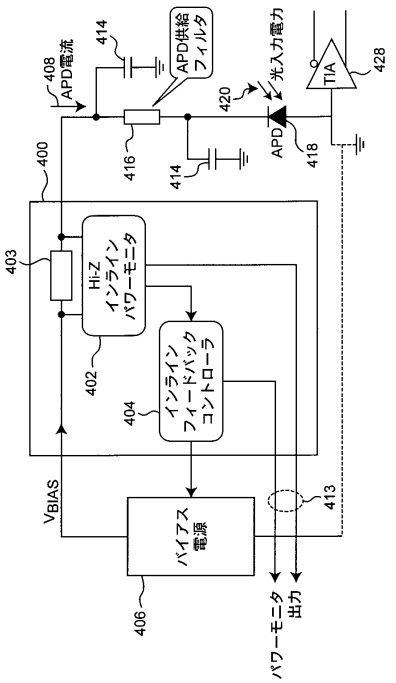
(21)出願番号　特願2006-245750 (P2006-245750)
(22)出願日　平成18年9月11日 (2006.9.11)
(31)優先権主張番号　11/223,646
(32)優先日　平成17年9月9日 (2005.9.9)
(33)優先権主張国　米国 (US)

(71)出願人　503269737
アライド　テレシン,　インコーポレイテッド
アメリカ合衆国　ワシントン州　９８０１１　ボセル　ノース　クリーク　パークウェイ　１９８００　スイート　２００
(74)代理人　100081422
弁理士　田中　光雄
(74)代理人　100098280
弁理士　石野　正弘
(74)代理人　100125874
弁理士　川端　純市

最終頁に続く

(54)【発明の名称】アバランシェフォトダイオードへの入力光パワー入射を監視するための拡張された範囲を供給する原位置パワーモニタ

(57)【要約】
【課題】インラインモニタ装置と、光受信機と、１つ以上のパワーモニタステージが例えば拡張された入力パワー範囲にわたって入力パワーを測定できる、光信号の入力パワーを監視するための方法とを開示する。
【解決手段】ある実施形態では、装置は、光信号を受信するように構成されるアバランシェフォトダイオード（「ＡＰＤ」）と、ＡＰＤをバイアスするように構成される入力とを含む。これはまた、入力へＡＰＤに並列して接続される、１つ以上の測定信号を原位置で生成するための１つ以上のパワーモニタステージも含む。ある実施形態では、範囲選択器は、上記１つ以上のパワーモニタステージのうちのどれが入力光パワーを示す測定信号を供給していくかを選択する。パワーモニタステージは、広範な線形電流測定範囲及び低パワー光信号を監視する測定可能電流の範囲を供給できる。
【選択図】図４



【特許請求の範囲】
【請求項１】
光信号検出器により受信される光信号の入力パワーを監視するインラインモニタ装置であって、
上記光信号を受信するように構成されるアバランシェフォトダイオード（「ＡＰＤ」）と、
上記ＡＰＤのバイアスを提供するように構成される入力と、
上記ＡＰＤに並列に上記入力に接続されかつさらに原位置で測定信号を生成するように構成されるパワーモニタステージとを備え、
上記測定信号は上記入力パワーを表すインラインモニタ装置。
【請求項２】
上記ＡＰＤに並列である上記パワーモニタステージは、それとは別の方法で上記ＡＰＤと直列である電流測定経路におけるデバイスの数を減少させる請求項１のインラインモニタ装置。
【請求項３】
上記測定信号は、ネットワーク内でのデータ通信中に対数増幅器を使用することなく生成される請求項２のインラインモニタ装置。
【請求項４】
上記パワーモニタステージは、
上記入力と上記ＡＰＤとの間に接続された受動回路素子と、
上記受動回路素子と接続された高インピーダンス増幅器とをさらに備えた請求項１のインラインモニタ装置。
【請求項５】
上記パワーモニタステージは、上記パワーモニタステージが、拡張された入力パワー範囲として上記入力パワーを測定する拡張された範囲を提供する請求項１のインラインモニタ装置。
【請求項６】
上記パワーモニタステージは、上記拡張された入力パワー範囲を確立する２つ以上のパワーモニタステージをさらに備え、
上記２つ以上のパワーモニタステージの各個別のパワーモニタステージは、上記拡張された入力パワー範囲の別個の部分内の入力パワー値を測定するように構成されている請求項５のインラインモニタ装置。
【請求項７】
上記２つ以上のパワーモニタステージは、
低パワーの光信号を上記入力パワーとして検出するように構成される第１のパワーモニタステージと、
入力光パワーレベルの線形範囲を供給するように構成される第２のパワーモニタステージとをさらに備えた請求項６のインラインモニタ装置。
【請求項８】
上記第１のパワーモニタステージは、上記低パワーの光信号の測定可能な値の範囲を含む非線形部分と線形範囲部分とを備えた第１の範囲部分を提供し、上記第２のパワーモニタステージはもう１つの線形範囲部分を提供する請求項７のインラインモニタ装置。
【請求項９】
上記各個別のパワーモニタステージは、上記ＡＰＤの光電流を検出することに応答して上記測定信号を生成するように構成される電流検出増幅器を含み、
上記電流検出増幅器は、ろ波及び電流検出用の抵抗を備え、これにより、個々にろ波しかつ電流を検出するための別個の抵抗をなくす請求項６のインラインモニタ装置。
【請求項１０】
上記拡張された入力パワー範囲は、上記ＡＰＤの利得を較正するための上記測定信号の値の第１のサブセットが生成される第１の範囲部分と、上記入力パワーが安全警告レベル

にあるかどうかを判定するための上記測定信号の値の第２のサブセットが生成される第２の範囲部分とを備えた請求項６のインラインモニタ装置。
【請求項１１】
インライン型フィードバックコントローラをさらに備えた請求項６のインラインモニタ装置。
【請求項１２】
上記インライン型フィードバックコントローラは、上記バイアスを、上記ＡＰＤの目標利得を提供するための目標バイアスに調整するバイアスオフセットを格納するローカルデータ記憶装置をさらに備えた請求項１１のインラインモニタ装置。
【請求項１３】
上記インライン型フィードバックコントローラは、切替え点を格納するためのローカルデータ記憶装置をさらに備え、これにより上記フィードバックコントローラは、上記測定信号を受信するための上記２つ以上のパワーモニタステージから１つのパワーモニタステージを選択するように構成される請求項１１のインラインモニタ装置。
【請求項１４】
上記インライン型フィードバックコントローラは、上記１つのパワーモニタステージを電流値の関数として選択する請求項１３のインラインモニタ装置。
【請求項１５】
上記測定信号を、上記バイアスオフセットを生成するための外部利得較正器へ供給する出力をさらに備えた請求項１１のインラインモニタ装置。
【請求項１６】
上記インライン型フィードバックコントローラは、上記目標利得を較正するための原位置較正器をさらに備えた請求項１１のインラインモニタ装置。
【請求項１７】
上記インライン型フィードバックコントローラは、それを超えると上記ＡＰＤが上記入力パワーによって損傷を受けるしきい値を、上記光信号が超えていることを示す警告信号を発生させるように構成される安全コントローラをさらに備えた請求項１１のインラインモニタ装置。
【請求項１８】
上記拡張された入力パワー範囲は、少なくとも約－３ｄＢｍ乃至約－４５ｄＢｍを含む請求項５のインラインモニタ装置。
【請求項１９】
光信号を検出するために使用されるアバランシェフォトダイオード（「ＡＰＤ」）の入力パワーを測定するための方法であって、
光電流値のサブセットを表す電圧のサブセットを生成することと、
上記電圧のサブセットのうちの１つを選択して光電流を示す値を有する測定信号を提供することを含み、
上記光電流値のサブセットは、上記ＡＰＤの入力光パワーを監視するための拡張された範囲を構成する方法。
【請求項２０】
上記電圧のサブセットは、低パワーの入力光信号を検出するための電圧のサブセットを含む請求項１９の方法。
【請求項２１】
上記拡張された範囲は、上記電圧のサブセットに対して線形的関係を有する上記入力光パワーの値を含む請求項１９の方法。
【請求項２２】
電圧のサブセットを生成することは、上記電圧のサブセットを測定信号として生成する幾つかのパワーモニタステージを構成することをさらに含む請求項１９の方法。
【請求項２３】
上記測定信号に応答して上記ＡＰＤのバイアス電圧を調整して特定の利得を提供するこ

とをさらに含む請求項１９の方法。
【請求項２４】
上記測定された信号を警告限度と比較することと、
上記警告限度を超える上記測定された信号に応答して光信号の生成を停止することをさらに含む請求項１９の方法。
【請求項２５】
光通信信号を少なくとも多重分離するように構成される光受信機であって、
各々が多重化された光信号からの特定の波長を有する光信号を形成するように構成されるデマルチプレクサと、
上記光信号を検出するように構成される複数のアバランシェフォトダイオード（「ＡＰＤ」）と、
複数のバイアスソースと、
上記複数のバイアスソースと上記複数のＡＰＤとの間に配置される複数のインラインパワーモニタとを備え、
上記複数のインラインパワーモニタのそれぞれは、拡張された範囲にわたって入力パワーを監視するように構成される光受信機。
【請求項２６】
上記複数のインラインパワーモニタのそれぞれは、２つ以上の電流検出増幅器を備え、
上記２つ以上の電流検出増幅器のそれぞれは、上記拡張された範囲の一部を生成するように動作可能である請求項２５の光受信機。
【請求項２７】
少なくとも、上記複数のバイアスソースの１つのバイアス電圧を調整してＡＰＤの利得を所定の値に設定するように構成されるバイアス調整器をさらに備えた請求項２５の光受信機。
【請求項２８】
上記ＡＰＤのうちの１つの対応する入力パワーが警告限度を超えると、上記光信号のうちの１つの生成を止めるように構成される安全コントローラをさらに備えた請求項２５の光受信機。
【請求項２９】
上記光受信機を包含する筐体をさらに備えた請求項２５の光受信機。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
本発明は、一般的にはインラインパワーモニタに関し、より具体的には、アバランシェフォトダイオード（「ＡＰＤ」）等の光信号検出器の入力パワーを監視するためのインラインパワーモニタに関する。入力パワーをインラインで監視することにより、光信号検出器の動作パラメータはリアルタイムで決定されかつ制御されることが可能である。例えば、ＡＰＤの動作パラメータとしての利得は、その温度変化に伴って制御されることが可能である。
【背景技術】
【０００２】
光受信機は、光通信ネットワークにおける光ファイバケーブル上で伝送される光信号を検出することにより、データ転送を容易にする。このようなネットワークにおいては、光送信機は高周波数で光信号を変調し、１つ以上の可視波長を用いてこれをファイバ上へ送信する。送信された信号を受信するために、光受信機は、典型的には複数のアバランシェフォトダイオード（「ＡＰＤ」）を用いて光信号を検出する。既知であるように、ＡＰＤは、内部に生成される増倍層を有するフォトダイオードであり、初期の光電流増倍が起こる。しかしながら、ＡＰＤの動作は、雑音及び温度変化の影響を受け易い。従って、適切なＡＰＤ動作を保証するためには、光電流の測定及びバイアス電圧の調整の双方が必要である。但し、光電流の測定及びバイアス電圧の調整を容易にするための従来の構造及び技

術には、幾つかの欠点がある。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【０００３】

図１は、長距離通信用の従来の構成ネットワーク１００を示す。一般的には、光ネットワークは、多くの送信機及び受信機を含む。例示を目的として、図１は、１つ以上の送信機を表すマルチプレクサ（「ＭＵＸ」）１０６を示す。マルチプレクサは、異なる波長の「ｎ」個の光信号１０４を結合し、これを変調された光信号として光ファイバ１０８上で送信するように動作する。１つ以上の受信機を表すデマルチプレクサ（「ＤＥＭＵＸ」）１１０は、先に結合された信号を光信号１１２へ分離するように動作する。光ネットワークの動作及び品質を監視するために、外部パワーモニタ１２０を用いて光信号１１２の任意の所定の波長について入力光パワーが測定される。典型的には、外部パワーモニタ１２０は、光受信機デバイスを含む筐体の外部にある。パワーを監視するこの手法の欠点は明白である。この構成１００を、外部パワーモニタ１２０を包含して構築するためには、追加の外部機器及びリソース（例えば、労力、時間、その他）を必要とする。構成１００は、パワーを正確に測定するために使用されることが可能なものであり、通常は、光受信機の製造中等に１回だけ使用される。従って、インラインＡＰＤの利得調整は、特にそれが通信ネットワークで使用されている場合、ＡＰＤの通常動作中には一般的には実行不可能である。構成１００のもう１つの欠点は、外部パワーモニタ１２０が、光路内に信号損失を発生させる追加の構成要素を導入することにあり、これにより、光パワーモニタの品質が低下する。

【０００４】

図２Ａは、入力光パワーが内部で監視される光信号パワーのモニタ手法を示す。この手法では、光電流の測定から導出され得る入力光パワーは、トランスインピーダンス増幅器（「ＴＩＡ」）の出力側で実行される。図が示すように、構造体２００は、光信号２０６を検出するＡＰＤ２０２と、光電流を電圧２０８に関して測定するためのトランスインピーダンス増幅器２０４とを含む。しかしながら、この手法には、入力光パワーを監視する上で幾つかの欠点がある。その１つは、主要な出力信号２０８の高周波特性を外乱することなく精密な信号分割を行うことが技術上困難であることにある。具体的には、主要な出力信号２０８の一部を分割して信号部２０９を生成するために、抵抗器Ｒ及びキャパシタＣを含むエレメント２３１及び２３３が使用される。この手法においては、信号部２０９が光パワーの測定に使用される。しかしながら、主要な出力信号２０８は一般に１０Ｇｂｐｓ以上等の高周波数かつ高データ転送速度であり、パワーを正確に監視するために信号を効果的に分割することは困難である。図２Ｂは、パワーモニタにおける構造体２００のもう１つの欠点を示し、パワーモニタが比較的高度な非線形性を有することによって、光パワーを監視する総範囲が大幅に狭くなる。

【０００５】

図２Ｂは、光電流とトランスインピーダンス増幅器２０４（図２Ａ）の出力との関係を描いたグラフ２５０である。範囲２５４は非線形範囲であり、光電流の僅かな線形変化はトランスインピーダンス増幅器の出力の劇的な変化に繋がる。トランスインピーダンス増幅器２０４（図２Ａ）が一般的に高度に飽和されるのはこの範囲内である。範囲２５４の非線形性は、高い入力光パワー値（例えば、－１８ｄＢｍから－３ｄＢｍ）におけるパワーモニタの有効範囲を狭くする。ＡＰＤを、例えば渦電流イベントから保護するためには警告限度を（例えば、－３ｄＢｍに）設定することが望ましいことから、範囲２５４は、安全でない動作状態の検出に際してトランスインピーダンス増幅器２０４（図２Ａ）を使用不可能にする。

【０００６】

図３は、もう１つのパワーモニタ手法を描いたものであり、図３において、パワーが内部で監視される、より具体的には、電流がトランスインピーダンス増幅器に達する前に監視される。ＡＰＤ３２０へ光パワー入射を内部で監視するために、構造体３００は、バイ

アス電圧設定回路３０１と、入力段増幅器３０２と、電流ミラー３０４と、対数増幅器（「ログアンプ」）３１０とを含む。バイアス電圧設定回路３０１は、入力段増幅器３０２の入力３１１においてバイアス電圧を生成するように動作し、入力段増幅器３０２は、ノード３０３において入力ＡＰＤの電圧をバイアスする出力３１３を生成するように機能する。図２Ａ及び２Ｂに記述されている手法とは異なり、トランスインピーダンス増幅器（「ＴＩＡ」）は、伝達されるべきデータを表す電気信号を増幅するためにのみ使用され、パワーモニタの目的では使用されない。但し、対数増幅器（「ＬＯＧ　ＡＭＰ」）３１０に至る電流測定経路には、電流ミラー３０４がパワーモニタの目的で包含される点に留意されたい。構造体３００の代替構造の中には、電流ミラー３０４が高電圧トランジスタ（「ＨＶトランジスタ」）３０６を包含するものもある。

【０００７】

上記に鑑みて、上述の欠点を最小限に抑え、これにより、利得を調整し、とりわけ異なる温度で動作する間の危険な状態を制御するために拡張された範囲を用いて、パワーの監視を容易にする装置及び方法を提供することが望ましいと思われる。

【課題を解決するための手段】

【０００８】

本明細書では、インラインモニタ装置と、光受信機と、１つ以上のパワーモニタステージが例えば拡張された入力パワー範囲にわたって入力パワーを測定できる、拡張された範囲にわたって光信号の入力パワーを監視するための方法とを開示する。ある実施形態では、インラインモニタ装置は、光信号を受信するように構成されるアバランシェフォトダイオード（「ＡＰＤ」）と、ＡＰＤ用のバイアス電圧を供給するように構成される入力とを含む。これはまた、入力へＡＰＤと平行に接続される、原位置で１つ以上の測定信号を生成するための１つ以上のパワーモニタステージを含む。測定信号は、入力光パワーを表す。ある実施形態では、範囲選択器は、上記１つ以上のパワーモニタステージのうちのどれが入力光パワーを示す測定信号を供給するかを選択する。一般的には、上記１つ以上のパワーモニタステージは、漏れ電流を低減するための高インピーダンス入力を有する。パワーモニタステージの少なくとも１つは、－４５ｄＢｍ以下等のレベルで雑音に対する効果的な不感受性を有する低パワー光信号を監視する測定可能な電流範囲を供給するように構成されてもよい。

【発明の効果】

【０００９】

本インラインモニタ装置は、ＡＰＤに続く対数増幅器及び電流ミラー等の外部パワーモニタ及び直列パワーモニタデバイスを不必要にする。本インラインモニタ装置はまた、入力光パワーの同じ拡張された範囲に及ぶリアルタイムの利得較正及び警告限度評価の双方を提供する。実施形態によっては、パワーモニタステージは、広範な線形電流測定の範囲を提供し、同時に低パワー光信号を監視する測定可能電流の範囲をも提供できる。

【発明を実施するための最良の形態】

【００１０】

本発明は、添付の図面を併用して行う下記の詳細な説明との関連において、より完全に理解される。

【００１１】

諸図を通じて、類似の参照番号は相当の部分を示す。ほとんどの参照番号は、概して、その参照番号を最初に導入する図を識別する１つ又は２つの数字を左端に含むことに留意されたい。

【００１２】

図４は、本発明の少なくとも１つの特定の実施形態に係る、入力光パワーをインラインで監視する装置を示すブロック図である。装置４００は、光信号４２０を監視するように構成されるインラインパワーモニタ４０２を含む。バイアスソース（「バイアス電源」）４０６から流れる検出電流４０８は、調整可能なバイアス電圧を供給する。ある実施形態では、光信号検出器はＡＰＤ４１８である。事例によっては、抵抗４１６及び／又はキャ

パシタ４１４は電流４０８をろ波し、例えば雑音の影響を低減させる。装置４００はまた、電流４０８を検出して監視するために、４１６と差し替えることができる受動素子４０３をも含む。

【００１３】

ＡＰＤを通って流れる電流４０８は、式（１）によって記述できる点に留意されたい。

【００１４】

［数１］

Ｉ（ＡＰＤ電流）＝Ｉｐ＊ＡＰＤ（応答度）＊ＡＰＤ（利得）　　式（１）

【００１５】

ここで、ＩｐはＡＰＤ４１８への光子束を表し、ＡＰＤ（応答度）はＡＰＤ４１８の応答度を表し、ＡＰＤ（利得）はＡＰＤの利得（又は増倍）を表す。積Ｉｐ＊ＡＰＤ（応答度）は、ＡＰＤ光電流又は光電流と称してもよい点に留意されたい。電流という用語は、共に入力光パワーを指す場合があることから、ＡＰＤ電流又は光電流フォトのいずれか、もしくは両方を指す可能性のあることは理解されるべきである。実施形態によっては、式（１）に記述されるように、ＡＰＤ電流及び光電流の両者間に依存関係があることから、ＡＰＤ電流の測定は、光電流の測定と同義である。電流４０８を測定することにより、装置４００は、ＡＰＤ４１８への入力光パワー入射を監視できる。

【００１６】

特に、インラインパワーモニタ（「ＨＩ－Ｚインラインパワーモニタ」）４０２は、ＡＰＤ４１８と並列に入力光パワーを監視する並列パワーモニタである。インラインパワーモニタ（「ＨＩ－Ｚインラインパワーモニタ」）４０２は、各々が、特にＡＰＤ４１８のバイアス電圧が７６ボルト以上に到達する可能性があるアプリケーションにおいて漏れ電流を比較的小さい値に限定する高インピーダンス入力４０１ａ及び４０１ｂを有する。パワーの監視に使用される電流は、本質的にはＡＰＤ４１８を通って流れるものと同じである。インラインパワーモニタ４０２は、幾つかの伝統的な内部パワーモニタでは一般的である、例えば対数増幅等器へ供給されるべき電流を再生することではなく、電流４０８を検出しかつ測定することによって入力光パワーを監視する。さらに、インラインパワーモニタ４０２は、それが例えば光信号４２０の入力光パワーを測定できる拡張された範囲を供給する。従って、拡張された範囲は、インラインパワーモニタ４０２が電流４０８を線形的に監視することのできる増大された電流値の範囲を包含する。効果的には、これにより、インラインパワーモニタ４０２は、（例えば、入力光パワーが警告限度を超えるかどうかの決定において）利得の安定化及びＡＰＤの安全保護の双方に関与できる。ある実施形態では、拡張された範囲は、少なくとも－４５ｄＢｍ乃至－３ｄＢｍの拡張された入力パワー範囲を有する。実施形態によっては、インラインパワーモニタ４０２は任意数のパワーモニタステージで構成されてもよいが、少なくともその１つは、比較的低い電流値（従って比較的低い入力光パワーレベル）を測定するように構成される必要がある。他のパワーモニタステージは各々、パワーを線形的に監視するための拡張された範囲又は他の任意の目的の拡張された範囲のいずれかを供給するために使用されてもよい。効果的には、任意数のパワーモニタステージの使用は、幾つかの従来の内部パワーモニタ技術の使用とは異なり、低パワーの光入力信号と同時に発生する低い測定可能電流を下げつつ、より広い電流測定範囲を可能とする。

【００１７】

インライン型フィードバックコントローラ４０４は、インラインパワーモニタ４０２から測定信号を受信し、かつ光信号検出器として最適ＡＰＤ動作を維持する調整機能を実行するように構成される。例えば、インライン型フィードバックコントローラ４０４は、バイアス電源４０６のバイアス電圧（「Ｖｂｉａｓ」）を調整できる。効果的には、これは、特に動作温度に渡る安定化を目的とするリアルタイムの利得制御を可能にする。即ち、インライン型フィードバックコントローラ４０４は、光パワー測定の間に、例えば摂氏－２０度乃至＋５０度の比較的良好な温度安定性（例えば、約０．２ｄＢのｐ－ｐ変動）を提供するように、温度が光パワー測定に与える影響を最小限にすることができる。もう１

つの例として、インライン型フィードバックコントローラ４０４は、光信号４２０が露光されていること、又はそのパワーが正常な動作限度を超えていてＡＰＤ４１８を修復不可能なまでに害する可能性があることのいずれかを示す警告信号を発生させるための安全コントローラを含んでもよい。露光された光信号は、人体を害する可能性がある。露光された光信号は、ほんの僅かな光信号又は光信号の不在によっても検出される場合がある。光ファイバ内の開口は、光信号を露光する可能性がある。また、所定のしきい値を超える入力光パワー信号は、ＡＰＤ４１８を損傷する場合がある。従って、実施形態によっては、入力光パワー信号のレベルを、それがＡＰＤ４１８を損傷し得る前に検出して防止するインラインパワーモニタを実装することが望ましい。

【００１８】

実施形態によっては、インラインパワーモニタ４０２はパワーモニタ出力４１３へ測定信号４２２を供給してもよく、この場合、測定信号４２２は、一般的には光信号４２０の入力光パワーを表す。効果的には、パワーモニタ出力４１３は、ＡＰＤ４１８がネットワーク内の光通信に積極的に関与する場合等に、リアルタイムでインライン（又は原位置）パワー測定値へのアクセスを提供する。光受信機及びその筐体が装置４００及びＡＰＤ４１８の双方を含むとき、パワーを監視するための外部パワーモニタ又はチャネルスプリッタ等の他の機器への要求は存在しない。さらに、パワーモニタ出力４１３は、インピーダンスに厳密に合致するために労力を必要としない。実施形態によっては、インラインという用語は原位置と同義であり、原初の位置に存在していて入力光パワーの測定を実行するために移動されていないパワーモニタを記述する場合に使用されてもよい。

【００１９】

図５Ａは、本発明の少なくとも１つの特定の実施形態に係る、入力光パワーを監視するための少なくとも２つのパワーモニタステージを含む装置５００を示すブロック図である。図に示すように、インラインパワーモニタ５０２は２つのパワーモニタステージ、即ち、段２（「Ｍ２」）５１４ａ及び段１（「Ｍ１」）５１４ｂを含み、これらは共に、各々が受動素子５１６ａ及び５１６ｂを通って流れるＡＰＤ電流４０８を検出するように構成される電流検出増幅器を含む。少なくとも１つの実施形態では、受動素子５１６ａ及び５１６ｂは、同じ抵抗又は異なる抵抗のいずれかを有する抵抗器である。本発明の様々な実施形態に係る拡張された範囲を確立するために、パワーモニタステージ５１４ａ及び５１４ｂは、各々入力光パワーの値の第１の範囲及び第２の範囲を検出するように構成される。効果的には、２つ以上のパワーモニタステージ５１４を実行することは、様々な従来の内部ＡＰＤパワーモニタ技術とは異なり、低パワー光入力信号の検出及び監視を供給しつつ、光電流の線形変化がバイアス電圧測定値の線形変化を発生させることのできる拡張された入力パワー範囲を確立する。例えば、パワーモニタステージ５１４ａは、低パワー光入力信号を検出して監視するように構成されてもよく、パワーモニタステージ５１４ｂは、動作の線形範囲を提供するように構成されてもよい。後述するように、フィードバックコントローラ（「ＦＣ」）５０４は、パワーモニタステージ５１４ａ及び５１４ｂの一方を選択して電流測定結果の全体又は一部をバイアス電圧の関数として供給するように構成される。装置５００は、任意選択としてアナログ－デジタル変換器（「ＡＤＣ」）５９０を含む。

【００２０】

図５Ｂは、本発明の少なくとも１つの特定の実施形態に係る、図５Ａのパワーモニタステージの一例を示すブロック図である。パワーモニタステージ５５０は、抵抗器であってもよい受動素子５１６を通過する（例えば、式（１）に記述されるような）ＡＰＤ電流等の電流を検出して監視するように構成される。パワーモニタステージ５５０は、これを、受動素子５１６を通って生じる電圧を検出することによって行なう。図に示すように、パワーモニタステージ５５０は、低電流での雑音排除性及び入力光パワーレベルを提供する高インピーダンス増幅器（「Ｈｉ－Ｚ増幅器」）５５２を含む。高インピーダンス増幅器（「Ｈｉ－Ｚ増幅器」）５５２は、その入力に入力抵抗器（「ＲＧ１」）５６０及び（「ＲＧ２」）５６２を含む。当業者は、パワーモニタステージ５５０の動作範囲を設定する

ために入力抵抗器５６０及び５６２の値を決定する方法を正しく理解している。実施形態によっては、パワーモニタステージ５５０は、７６ボルトまでの電圧を入力するように構成される。パワーモニタステージ５５０は、任意選択として並列トランジスタ（「Ｑ１」）５６４及び並列電流ミラー５６６を含み、電流ミラーをデータ信号の生成に使用される電流と直列に実装する幾つかの従来のパワーモニタ技術とは異なり、これらは共にデータ信号の生成に寄与する光電流に並列である。さらに、パワーモニタステージ５５０は、最終的にデータを表す電気信号を生成するために電流－電圧増幅器（「ＩＶ増幅器」）５６８及び電圧増幅器（「電圧増幅器」）５７０も含んでもよい。効果的には、高インピーダンス増幅器５５２への入力は高インピーダンスを有し、よって比較的少量の電流しか消費しない。これは、ＡＰＤをバイアスするために必要とされる高電圧において特に当てはまる。従って、（例えば、受動素子５１６における）モニタ回路を通って流れる負荷電流は全て（又はほぼ全て）、データ信号を生成する目的でＡＰＤへ流れる。これは、パワーを監視するためにＡＰＤ電流の一部しか使用せず、よって恐らくは電流の精密測定に使用されるより細密な細分性が失われる幾つかの従来のインラインパワーモニタ回路とは異なる。

【００２１】

ある特定の実施形態では、インラインパワーモニタ５０２は、パワーモニタステージ５１４ａ等、１つのパワーモニタステージのみを含む。この場合、パワーモニタステージ５１４ａは、測定可能な電流規模を低測定限度にまで低減させるに足る低雑音、高インピーダンスの増幅器として動作するように構成される。パワーモニタステージ５１４ａは、例えば２５ｄＢ乃至３０ｄＢの範囲（例えば、－３０ｄＢｍ乃至０ｄＢｍ）を供給できる。一例として、３９０オームという抵抗値が、増幅器によって発生される雑音等の雑音効果を約０．１マイクロアンペア以下のより低い測定限度（即ち、測定可能な最小電流）を提供するまでに低減し得る場合を考慮されたい。結果的に、パワーモニタステージ５１４ａは、雑音による悪影響を受けることなく、ＡＰＤ電流レベルを生成する低パワーの光信号を０．１マイクロアンペア又はそれを下回る下限まで検出できる。各パワーモニタステージ５１４ａ及び５１４ｂを実装するための適切なデバイスは、カリフォルニア州サニーベール所在のマキシムインテグレイテッドプロダクツ（Maxim Integrated Products）社が製造する、電圧利得が６０であるＭＡＸ４０８０Ｓ電流検出増幅器である。

【００２２】

もう１つの実施形態では、インラインパワーモニタ５０２は、受動素子５１６ａ及び５１６ｂのための異なる抵抗値を有する、パワーモニタステージ５１４ａ及び５１４ｂ等の２つ以上のパワーモニタステージを含む。この場合、少なくとも１つのパワーモニタステージは低パワーの光信号を検出して監視するように構成される。様々な実施形態では、低い測定可能電流を供給するために選択されるパワーモニタステージは、線形的な動作範囲を供給するようにも構成され得ることに留意されたい。但し、これは必要条件ではない。他の１つ以上のパワーモニタステージは、光パワー測定のより広い線形範囲を供給するように構成されてもよい。

【００２３】

例として、パワーモニタステージ５１４ａは、比較的低い測定可能電流限度でＡＰＤ電流（及び光電流）を検出して監視するように構成されることを考慮されたい。従って、パワーモニタステージ５１４ａが電流測定値の線形範囲を供給するかどうかに関わらず、受動素子５１６ａの３９０オームという抵抗値は下限での光パワーの測定に適する。また、３９０オームは、パワーモニタステージ５１４ａによる電流測定の下限を約０．１マイクロアンペア以下に設定することに考慮されたい。次に、パワーモニタステージ５１４ｂは１つ以上の線形的な動作範囲を供給するように構成されることに考慮されたい。この場合は、より高い電流測定限度を得るために比較的小さい抵抗値を有するように受動素子５１６ｂが選択される。例えば、受動素子５１６ｂは５０オームの抵抗値を有し、この実施形態において、電流測定の例示的上限を約２０００マイクロアンペア以上に設定することを考慮されたい。よって、受動素子５１６ａ及び５１６ｂが各々抵抗値３９０及び５０オー

ムを有していれば、パワーモニタステージ５１４ａ及び５１４ｂの組み合わされた動作は、－４６ｄＢｍ乃至－３ｄＢｍという入力光パワーの測定可能な総範囲を提供できる。この範囲は、約０．１乃至約２０００マイクロアンペアの範囲のＡＰＤ電流値（即ち、式（１）におけるＩ（ＡＰＤ電流））に相当する。

【００２４】

図６は、本発明の一実施形態に係る、入力光パワーを監視するための図５Ａの各増幅器の寄与を示す。グラフ６００は、各パワーモニタによって測定された入力光パワーと、インラインパワーモニタ５０２によって発生された１つ以上の出力信号との関係を示す。例えば、第１のパワーモニタステージは、入力光パワー値の第１のサブセット（例えば、約－４５ｄＢｍ乃至約－２２ｄＢｍ）を測定する範囲（「Ｒ２」）６２０を提供するように構成されてもよい。実施形態によっては、範囲６２０は線形又は実質的に線形であってもよい。第２のパワーモニタステージは、入力光パワー値の第２のサブセット（例えば、約－２２ｄＢｍ乃至約－１ｄＢｍ）を測定する線形的（又は実質的に線形的）な範囲（「Ｒ１」）６１０を供給するように構成されてもよい。従って、組み合わされた範囲６１０及び６２０は、範囲６１０及び６２０によって共有される約１０ｄＢの重なりを有する拡張された範囲の一例を構成する。この例ではさらに、拡張された範囲６５０は、第１の線形範囲部分と第２の線形範囲部分とを含む２つ以上の線形範囲部分に分類されてもよい。そうでなければ、拡張された範囲６５０は、低パワーの入力光パワーを測定するための非線形範囲部分と、パワーを監視するために比較的広い範囲の電流測定値を確立するための１つ以上の線形範囲部分とに分類されてもよい。

【００２５】

インラインパワーモニタは、場合によっては利得を較正もしくは安定化するための値のサブセットを含む第１の範囲部分を用いてＡＰＤ電流を測定できる。例えば、第１の範囲部分は、範囲６２０及び／又は範囲６１０の一部（又はそれ以上）にわたって存在してもよい。また、インラインパワーモニタは、安全警告レベル６３０を超えていることを検出するための値のもう１つのサブセットを含む第２の範囲部分を用いてＡＰＤ電流を測定することもできる。この例では、第２の範囲部分は範囲６１０内に存在し、－３ｄＢｍである安全警告レベル６３０を含む。

【００２６】

様々な実施形態では、フィードバックコントローラ５０２（図５Ａ）はさらに、切替え点６６０を格納するためのメモリ及び／又はデータ構造体を含む。装置５００（図５Ａ）は、切替え点６６０において、個々の曲線（「Ｍ１」）６８０及び（「Ｍ２」）６７０の使用を示す適切なパワーモニタを保証するために、範囲（「Ｒ１」）６１０及び（「Ｒ２」）６２０における入力光パワーレベル間を切り替える。再度図５Ａを参照すると、フィードバックコントローラ５０２は範囲６１０又は範囲６２０を選択するための範囲選択器５８０を含んでもよいことに留意されたい。範囲選択器５８０は、切替え点６６０を表すデータを切替え点データ（「Ｓ．Ｏ．Ｐ．」）５８１として格納するためのメモリを含む。本メモリはまた、第１のパワーモニタステージに関して、測定信号電圧と監視される入力光パワーレベルとの第１の関係を、図６における曲線（「Ｍ１」）６８０と等価であってもよい個々の曲線（「Ｃ１」）５８３として格納できる。これはまた、第１のパワーモニタステージに関して、第２の関係を（「Ｃ２」）５８４として格納できる。範囲選択器５８０は、装置５００の起動時及び／又はＡＰＤ５８１上への光ライトの照射（例えば、－４５ｄＢｍ以下の入力光パワー）に先行して、まず曲線（「Ｍ２」）６７０を用いて範囲６２０で始動することにより動作できる。次いで、範囲選択器５８０は、パワーモニタステージ５１４ａからの測定信号が切替え点６６０を通って移動するまで曲線６７０の使用を続ける。その後、範囲選択器はパワーモニタステージ５１４ｂを使用し、曲線（「Ｍ１」）６８０を用いてパワーを監視する。よって、範囲選択器５８０が既知の状態で（即ち、ＡＰＤに照射された既知レベルの光が存在している場合に所定のパワーモニタステージを用いて）始動すれば、これは、切替え点６６０を通るので正しく動作できる。効果的には、フィードバックコントローラ５０２及びそのメモリは、図６において「モニタ信号

」として示されている入力光パワーレベルと測定信号５４０（図５Ａ）との非線形的な関係を格納できる。例えば、範囲６２０は、－４５から約－３２ｄＢｍまでの間の比較的非線形的な領域、及び－３２から切替え点６６０に一致する約－２２ｄＢｍまでの比較的線形的な領域を含むことを考慮されたい。この場合もやはり、範囲６０２は本質的に完全に線形である場合もあれば、本質的に完全に非線形である場合もあり、これらの組合せである場合もある。さらに、フィードバックコントローラ５０２は、ＡＰＤ及び／又はＡＰＤ供給者の各タイプについて、曲線（「Ｍ１」）６８０及び（「Ｍ２」）６７０として描かれている一意の関係性を格納できる。

【００２７】

図５Ａを再度参照すると、装置５００は、ＡＰＤ５１８の利得較正を容易にするインラインパワーモニタ５０２を使用するように構成される。本図において、インライン型フィードバックコントローラ（「ＦＣ」）５０４は、バイアスオフセット又は利得調整値５２２を格納するためのローカルデータ記憶装置を含む。バイアスオフセットは、バイアスソース（「ＡＰＤ電源」）５０６によって生成されるバイアス電圧（「Ｖｂｉａｓ」）をオフセットするように構成される。動作中、外部較正器５２０は、増幅器５１４ａ又は５１４ｂのいずれかから測定信号５４０を受信するために使用されることが可能である。次いで、外部較正器５２０は、利得調整値５２２の生成に先立って、入力光パワーに一致する電流の測定値を決定できる。これは、測定信号を提供する特定のパワーモニタステージを選択することを含む。外部較正器５２０及びインライン型フィードバックコントローラ５０４は、共同して利得調整値５２２をデータ記憶装置へ格納する。よって、装置５００が外部較正器５２０から取り外されてネットワーク内に配置されると、インライン型フィードバックコントローラ５０４は、バイアスソース５０６により生成されるバイアス電圧からこの値を加減することができ、これにより、利得が原位置で所定の値に設定される。所定の値は、一般的にはＡＰＤ５１８の最適動作を提供する目標利得値である。実施形態によっては、利得調整値５２２は、外部較正器５２０又は他の場所（図示されていない）のいずれかに格納される。実施形態によっては、上記１つ以上の測定信号は、ＡＰＤ５１８へ入射する光パワーを示す値を有する電圧である。

【００２８】

図７は、本発明の一実施形態に係る、ＡＰＤ利得の較正に使用され得るバイアスとＡＰＤ利得との関係を示すグラフである。図に示すように、バイアスが最小バイアス電圧（「Ｖａｐｄ（ｍｉｎ）」）に設定されるとき、利得はＡＰＤに関してユニタリである。但し、バイアスが最適バイアス電圧７０４（「Ｖａｐｄ（ｏｐ）」）に設定されるとき、利得は目標利得値（「Ｇａｉｎ（ｏｐ）」）７０２で動作している。動作中、利得が点Ｂにあってａｐｄが光信号を受信しているとき、実施形態によっては、インライン型フィードバックコントローラ５０４は、利得を点Ａへ調整するように構成されることが可能である。これを行うために、インライン型フィードバックコントローラ５０４は、原位置ＡＰＤ利得較正を実行するための外部較正器５２０の機能性を包含してもよい。抵抗５１６は、抵抗４１４に取って代わってもよいことに留意されたい。効果的には、これは、抵抗５１６の各々がろ波及び電流検出という二役を果たすことを可能にし、これにより、個々にろ波しかつ電流を検出するための別個の抵抗はなくされる。これは、本発明の様々な実施形態に係る光受信機を実装するために必要な電気構成要素を最小限にするのに役立つ。

【００２９】

図８は、本発明の少なくとも一実施形態に係る、パワーのインラインモニタの測定値に応答してＡＰＤの動作を制御するためのインライン型フィードバックコントローラの一例を示すブロック図である。インライン型フィードバックコントローラ８００は、オンボード式較正器（「較正器」）８０２と、範囲選択器８０４と、温度補償器８０６と、安全コントローラ８０８とを含む。較正器８０２は、例えばそのＡＰＤのバイアス電圧を調整することによって、ＡＰＤの利得を較正するように動作する。範囲選択器８０４は、拡張された範囲における、入力光パワーの監視に使用されるべき範囲を決定しかつ選択するように構成される。例えば、第１の範囲及び第２の範囲は、約－４５ｄＢｍ乃至約－２２ｄＢ

ｍ及び約－２２ｄＢｍ乃至約－１ｄＢｍの各入力光パワー値を含むことを考慮されたい。次に、範囲選択器８０４は、インラインパワーモニタが約－２５ｄＢｍの入力光パワーに関連付けられる光電流を測定していることを決定する点を考慮されたい。次いで、範囲選択器８０４は光電流を測定する第１の範囲を選択し、この測定された光電流値を、例えばＡＰＤ利得の適切な較正のために較正器８０２へ供給する。

【００３０】

温度補償器８０６は、ＡＰＤ及びその環境に対する温度の影響に関して、利得等の動作パラメータを補償するように構成される。実施形態によっては、温度補償器８０６は較正器８０２に、バイアス電圧を調整して温度を補償するように指示し、他の実施形態では、温度補償器８０６は、ＡＰＤ電源と直接にインタフェースしてバイアス電圧を調整する較正論理を含む。インライン型フィードバックコントローラ８００はまた、内部でＡＰＤが動作する光受信機の安全動作を保証するための安全コントローラ８０８も含んでもよい。例えば、入力光パワー信号が何らかの時間間隔にわたって所定のしきい値よりも下に下がると、光ファイバケーブルが開放される可能性があり、これにより、有害光が人に露光される。よって安全コントローラ８０８は、その開放に関連づけられる光送信機の活動停止を起こすことができる。但し、安全コントローラ８０８はまた、ＡＰＤを、上記ＡＰＤを損傷させる原因となる可能性のある過電流イベント等の危険な状態から保護するように構成されることもある。この場合は、入力光パワー信号が警告限度を超過した場合に、ＡＰＤ電源を停止させる－３ｄＢｍ等の警告限度が設定される。本発明の様々な実施形態では、インライン型フィードバックコントローラ８００は図８に示すエレメントの任意の組合せを実装することができ、これにより、これらのエレメントのいずれかが追加され、排除され、もしくは置換される。

【００３１】

図９は、本発明の一実施形態に係る温度補償器を示す図である。温度補償器９００は、温度補償コントローラ９０２と、アナログ－デジタル（「Ａ／Ｄ」）変換器９０４と、データメモリ９０６と、温度センサ９０８とを含む。一般的には、温度補償コントローラ９０２は、例えば、実質的に均一な利得を温度に対する目標利得として維持するためにＡＰＤバイアスを調整することによって、ＡＰＤに基づく光信号検出器の利得安定化を指揮する。効果的には、温度に対する実質的に安定した利得は、入力光パワーを、特により低いレベルにおいて監視する、向上された感度を提供する。温度補償コントローラ９０２が無ければ、温度変動が非補償でないとしても、光受信機の感度は下がるであろう。

【００３２】

温度補償コントローラ９０２は、ＡＰＤバイアス電圧等の動作パラメータを、温度及び例えば光電流を表す測定信号の関数として決定される量により調整するように構成される。動作中、温度補償コントローラ９０２は、光電流の測定結果及び温度値を受信する。実施形態によっては、特にインラインパワーモニタが幾つかの電流－電圧増幅器で構成される場合に、アナログ－デジタル変換器９０４は、測定された光電流を表すアナログ電圧値をデジタル化する。少なくとも１つの実施形態では、既知のタイプのサーミスタは温度センサ９０８を実装し、これにより、サーミスタは測定された温度を表す信号を生成する。次に、温度補償コントローラ９０２はバイアス電圧（即ち、事前に調整されたバイアス電圧）を測定する。実施形態によっては、温度補償コントローラ９０２は、ＡＰＤ電源でバイアス電圧を直接測定する。他の実施形態では、温度補償コントローラ９０２は上記測定される電圧を、アナログ－デジタル変換器９０４により供給される光電流測定結果の関数として算出できる。温度に対する均一な利得を維持するために、温度補償コントローラ９０２は、ＡＰＤ利得を測定された温度に対する目標利得で安定化させるための目標バイアス電圧を決定する。データメモリ９０６は、一般的には、（特定の目標利得のための）様々な目標バイアス電圧と様々な温度値との関係性を包含する。この関係性は、「ルックアップテーブル」の形式であってもよい。少なくとも１つの実施形態では、ＡＰＤバイアス電圧と温度との最適な関係は、特定の温度範囲に渡るＡＰＤの感度レベル又は光チャネルのビット誤り率（「ＢＥＲ」）を最適化することによって決定されてもよい。次いで、温

度補償コントローラ９０２は、測定されたバイアス電圧と目標バイアス電圧との差を算出し、バイアス電圧を目標バイアス電圧に合わせるべくバイアス電圧を変更するための調整量を求める。温度補償コントローラ９０２は、バイアス電圧を直接に調整する場合もあれば、較正器８０２にこれを実行するように命令する場合もあることに留意されたい。とにかく、温度補償コントローラ９０２は、特定の温度に対する目標ＡＰＤ利得をもたらすために、ＡＰＤバイアス電圧の適切な調整を維持する。

【００３３】

図１０は、本発明の一実施形態に係る、目標利得に関連して温度に対する利得を安定させる温度補償器の精度を示すグラフである。具体的には、温度補償器は、本例では約７．８である目標利得１００２についてほぼ±０．１ｄＢの精度を補償するために、目標バイアス電圧と温度との関係性を適用するように構成されてもよい。この精度は、多くの動作温度の範囲において最適なデバイス感度を提供できる。従って、本発明の様々な実施形態の温度補償器は、バイアス電圧、温度及び目標利得値間の関係性が、従来方法で形成される関係性とは違って比較的高い精度で決定され得ることから、ＡＰＤの動作を比較的容易に安定させることができる。具体的には、バイアス電圧と温度との従来の式は、目標バイアス電圧ではなくＡＰＤの破壊電圧に関する固定的な温度係数曲線として表されてきた。これは、ＡＰＤの保護（例えば、破壊電圧の回避）の方が、利得の最適レベルに対する温度の影響を判定することより強調されてきたためである。温度係数曲線は、単位温度当たりの電圧の大きさ（例えば、ΔＶ／ΔＴ）の変化を表す温度係数に基づくバイアス電圧と温度との関係である。さらに、従来の温度係数及びその曲線は通常、最適利得値に関してではなく、異なる温度における様々な最小感度測定値に関するＡＰＤバイアス電圧を記述する。さらに、従来の温度係数をこのようにして生成することは、例えば最小感度レベルを確立するビット誤り（「ＢＥＲ」）検査システムの実装に過剰な時間及び高価な機器を要する。従って、温度係数を用いて温度とＡＰＤバイアス電圧とを関係づける従来技術を、利得安定化の目的で温度と目標バイアス電圧との関連づけに直接使用することはできない。実施形態によっては、温度補償器は、少なくとも摂氏－２０度乃至＋５０度の温度範囲に対してほぼ±０．１ｄＢの精度を保証し得ることに留意されたい。パワーモニタ（例えば、ピーク間でほぼ０．２ｄＢ）におけるこの精度は、平均値１００２から±３％等のＡＰＤ利得の設定精度に一致する。場合によっては、ＡＰＤ利得の設定精度は、温度に対して一定のＡＰＤ利得関係を維持することによって決定される。

【００３４】

図９を再度参照すると、本発明の様々な実施形態により、データメモリ９０６は、動作パラメータを調整するために多くの関係性を維持するように構成される。少なくとも１つの実施形態では、データメモリ９０６は、温度値と目標利得値に関連づけられる目標電圧値との関係を表すデータを提供する。例えば、温度補償コントローラ９０２は、各々が異なる温度において目標利得に一致する少なくとも２つの目標電圧値間を推定することによって、関係を確立しかつ／もしくは決定することを考慮されたい。もう１つの実施形態では、データメモリ９０６は、関係性を確立するために必要なデータを提供する。例えば、温度補償コントローラ９０２は、ある特定の温度に対応する単一の目標電圧値までの温度係数曲線を推定することによって関係性を確立することを考慮されたい。温度係数が従来の係数曲線である場合、温度補償コントローラ９０２は、関連するＡＰＤが破壊領域で、又は破壊領域の近くで動作することを防止するための許容範囲を提供するために温度係数曲線をシフトするように構成されてもよい。

【００３５】

図１１は、本発明の一実施形態に係る、温度と目標バイアス電圧との関係を確立する一方法を表す。具体的には、グラフ１１００は、温度と様々な目標バイアス電圧Ｖａｐｄ（Ｔ）との関係性１１０８を示している。関係性１１０８は、異なる温度における２つ以上の目標バイアス電圧を決定することによって形成されてもよい。ここで、各目標バイアス電圧は、対応する温度において最適利得（即ち、目標利得）を提供するバイアス電圧である。図１１において、３つの点は関係性１１０８を構成し、点１１０２、１１０４及び１

１０６は各々、温度Ｔ１（例えば、１０℃）、Ｔ０（例えば、４０℃）及びＴ２（例えば、６５℃）における目標バイアス電圧である。関係性１１０８を所与として、温度補償コントローラは任意の２点間を推定し、任意の目標バイアス電圧を決定できる。又は、点１１０２、１１０４及び１１０６間に介在する任意数の目標電圧が、温度補償コントローラによるアクセスのために、例えばデータメモリ内のルックアップテーブル（「ＬＵＴ」）に格納されてもよい。実施形態によっては、関係性１１０８は、特定の最適利得値に対する最適なＡＰＤバイアス電圧又はＶａｐｄを温度に関連づけるＡＰＤ温度係数曲線を表してもよい。最適なＡＰＤ電圧値（従って最適利得値）を正確に関連づけることにより、ＡＰＤ温度係数曲線は、光受信機が動作中に温度に対して正確な感度レベルを得る能力を有することを可能にする。

【００３６】

図１２は、本発明の一実施形態に係る、ＡＰＤ温度係数曲線の形成方法を実行するための例示的なフローを示す。一般的には、フロー１２００は、バイアス電圧Ｖ（バイアス）を目標利得値Ｇが達成されるまで調整することによってＡＰＤ温度係数曲線を生成する。この場合、Ｖ（ｂｉａｓ）はＶ（ｉｎ）である。実施形態によっては、フロー１２００の間にＶ（ｂｉａｓ）を測定するために、本明細書に記述されているようなインラインパワーモニタが実装されてもよい。例えば、フロー１２００は、１２０２において、所望の利得値Ｇとの比較のためにＶ（ｏｕｔ）／Ｖ（ｉｎ）という比を設定する。１２０４において、フロー１２００は温度をある特定の温度値に設定する。フロー１２００は、次に、１２０６において比Ｖ（ｏｕｔ）／Ｖ（ｉｎ）をＧ（例えば、Ｇの正確な値又は近似値のいずれか）と比較することにより１２０６及び１２０８をループし、比較が偽であれば１２０８においてＶ（ｂｉａｓ）の調整を継続する。Ｇに等しい比を提供するＶ（ｂｉａｓ）の特定の値が決定されると、このバイアス電圧は、１２０４で設定された特定温度の目標電圧値として１２１２に格納される。ＡＰＤバイアス電源は、最小値から目標ＡＰＤ利得（又は最適利得）に一致する値まで漸次調整されてもよいことに留意されたい。通常、ＡＰＤデバイスの供給者はＡＰＤ利得を高精度で指定するが、供給者が提供する利得値は大量生産されたデバイスを基礎として統計的に決定されるものであり、デバイス毎に変わる可能性がある。これに対して、フロー１２００は、ＡＰＤデバイスのユーザが各固有デバイスのＡＰＤ温度係数曲線をより正確に使用することを可能にする。

【００３７】

図１３は、本発明の一実施形態に係る、温度と目標バイアス電圧との関係を確立するもう１つの方法を表す。具体的には、グラフ１３００は、温度とシフトされた様々な目標バイアス電圧Ｖａｐｄ（Ｔ）とのシフトされた関係性１３１０を示している。シフトされた関係性１３１０は、まず、特定の温度（例えば、摂氏４０度）における少なくとも１つの目標バイアス電圧１３０６を決定することによって形成されることが可能であり、これは、その温度において最適利得（即ち、目標利得）を提供する目標バイアス電圧である。一般的には、ＡＰＤデバイスは、１つの温度（例えば、室温）において実行されたその感度測定に基づいて単一の目標バイアス電圧１３０６を提供する。本方法に関してはさらに、シフトされた関係性１３１０は、所定の温度係数を適用して、１つの目標バイアス電圧１３０６として表される点を通る関係性１３０２として温度係数曲線を形成することによって生成される。ＡＰＤの供給者は、典型的には、温度係数を、単位温度当たりの電圧の変化を表す統計的に決定された勾配として提供する。標準的な温度係数の一例は、０．０５である。但し、この値は変動する。例えば、本温度係数は、０．０４等の最小値から０．０６等の最大値までの範囲であってもよい。許容範囲１３２０は、不正確な温度係数に起因する不確定性を生じさせるＶａｐｄ変動の可能性を排除するように設定されてもよい。これらの不確定性を回避するために、本方法は、予想された許容範囲を有する温度係数曲線を表すシフトされた関係性１３１０を確立するために関係性１３０２を量（「Ｖ＿ｓｈ」）１３０４だけシフトすることにより、シフトされた関係性１３１０を形成する。効果的には、シフトされた関係性１３１０の許容範囲は、ＡＰＤがシフトされた関係性１３１０上で目標バイアス電圧を使用しながら破損に至ることを防止する安全機能を提供し、温

度に対して利得を最適値で安定させる。

【００３８】

図１４は、本発明の一実施形態に係る、温度に対して光通信信号を多重分離するように構成される光受信機の一例を示す。光受信機１４００は、各々が多重化された光信号１４０５からの特定の波長を有する光信号１４０３を形成するように構成されるデマルチプレクサを含む。光受信機１４００はまた、いずれも図示されていない幾つかのバイアスソースと幾つかのＡＰＤとの間に配置される幾つかのインラインパワーモニタ（「ＩＬＰＭ」）１４０４を含む。インラインパワーモニタ（「ＩＬＰＭ」）１４０４は、拡張された範囲にわたって入力パワーを監視するように、かつ場合によっては、あるＡＰＤの利得を所定の値に設定するために上記幾つかのバイアスソースの１つのバイアス電圧を調整するように構成される。光受信機１４００は、ＡＰＤの１つの対応する入力パワーが警告限度を超えると、光受信機１４００又は光送信機（図示せず）のいずれかにおいて光信号の生成を停止するように構成される安全コントローラ１４０６を含む。一般的には、光受信機１４００及びその幾つかのインラインパワーモニタ１４０４は、筐体１４２０内に包含される。

【００３９】

上述の説明では、本発明の完全な理解を提供するために、説明を目的として特定の命名法を使用した。しかしながら、当業者には、本発明を実施するのに特定の詳細事項は必要ないことが明らかであろう。事実、この説明は、本発明の任意の特徴及び態様を任意の実施形態に限定して読まれるべきものではなく、ある実施形態の特徴及び態様は他の実施形態と容易に置き換えることができる。例えば、様々な実施形態に関する上述の説明はＡＰＤに関連するものであるが、本発明は、他の任意タイプのフォトダイオードにも適用できる。

【００４０】

従って、本発明の特定の実施形態に関する上述の説明は、例示及び説明を目的として提示されたものである。これらは、網羅的であること、又は本発明を開示されたとおりの形式に限定することを意図したものではなく、上述の教示内容に鑑みて多くの修正及び変形が可能であることは明らかである。これらの実施形態は、本発明の原理及びその実際の適用を最も良く説明するために選定されかつ記述されたものであり、これにより、他の当業者は、企図される特定の使用に適合する様々な修正によって本発明及び様々な実施形態を最も良く利用できる。特に、本明細書に記述されている利点は、本発明の各実施形態によって悉く実現される必要はなく、特定の実施形態のいずれもが先に論じた１つ以上の優位点を提供できる。本発明の範囲は、添付の請求の範囲及びその同等物によって定義されるべきものである。

【図面の簡単な説明】

【００４１】

【図１】光ネットワークにおける光信号のパワーを監視するときに光電流を測定しかつバイアス電圧を調整するための従来の構造体１００を示す。

【図２Ａ】各々、入力光パワーが内部で監視される従来のパワーモニタ手法としての構造体及びグラフを示す。

【図２Ｂ】各々、入力光パワーが内部で監視される従来のパワーモニタ手法としての構造体及びグラフを示す。

【図３】パワーが内部で監視される、もう１つの従来のパワーモニタ手法を示す。

【図４】本発明の少なくとも１つの特定の実施形態に係る、入力光パワーをインラインで監視する装置を示すブロック図である。

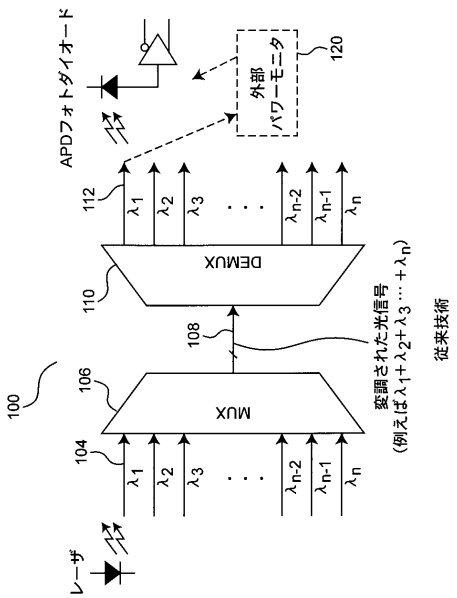
【図５Ａ】本発明の少なくとも１つの特定の実施形態に係る、入力光パワーを監視するための少なくとも２つのパワーモニタステージを含む装置を示すブロック図である。

【図５Ｂ】本発明の少なくとも１つの特定の実施形態に係る、図５Ａのパワーモニタステージの一例を示すブロック図である。

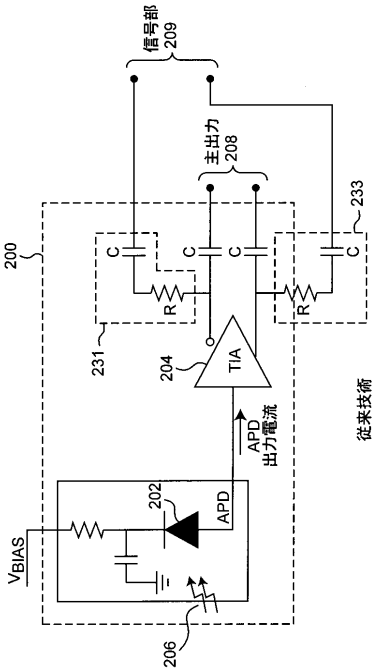
【図６】本発明の一実施形態に係る、入力光パワーを監視するための図５Ａの各パワーモ

ニタステージの寄与を示す。
【図７】本発明の一実施形態に係る、バイアスとＡＰＤ利得との関係を示すグラフである。
【図８】本発明の少なくとも一実施形態に係る、インラインパワーモニタ測定に応答してＡＰＤの動作を制御するためのインライン型フィードバックコントローラの一例を示すブロック図である。
【図９】本発明の一実施形態に係る温度補償器を示す図である。
【図１０】本発明の一実施形態に係る、目標利得に関連して温度に対する利得を安定させる温度補償器の精度を示すグラフである。
【図１１】本発明の一実施形態に係る、温度と目標バイアス電圧との関係を確立する一方法を表す。
【図１２】本発明の一実施形態に係る、ＡＰＤ温度係数曲線の形成方法を実行するための例示的なフローを示す。
【図１３】本発明の一実施形態に係る、温度と目標バイアス電圧との関係を確立するもう１つの方法を表す。
【図１４】本発明の一実施形態に係る、温度変化を通して光通信信号を多重分離するように構成される光受信機の一例である。

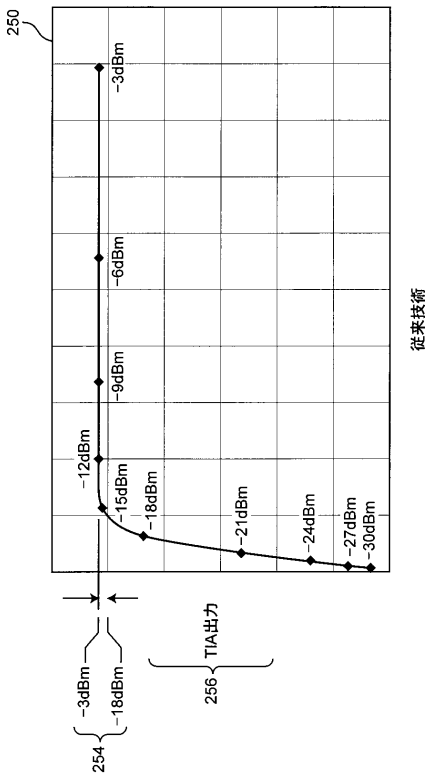
【図１】



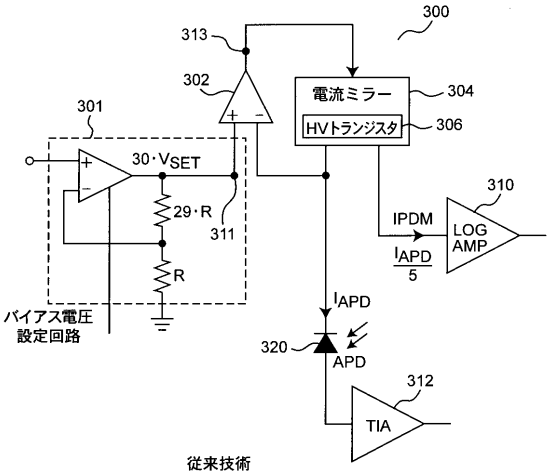
【図２Ａ】



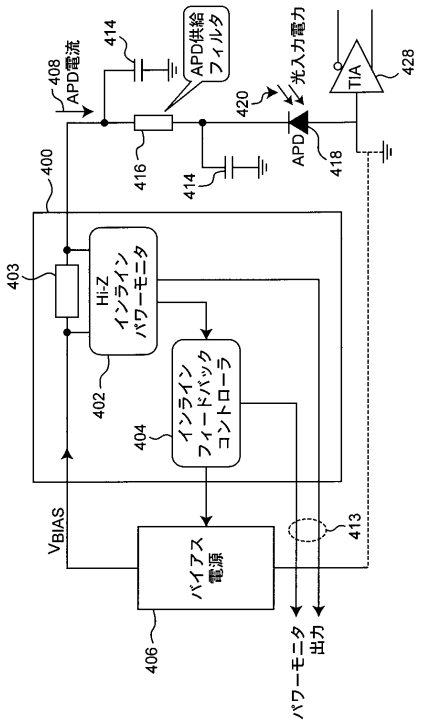
【図２Ｂ】


250
-3dBm
-6dBm
-9dBm
-12dBm
-15dBm
-18dBm
-21dBm
-24dBm
-27dBm
-30dBm
従来技術
-3dBm
-18dBm
254
TIA出力
256

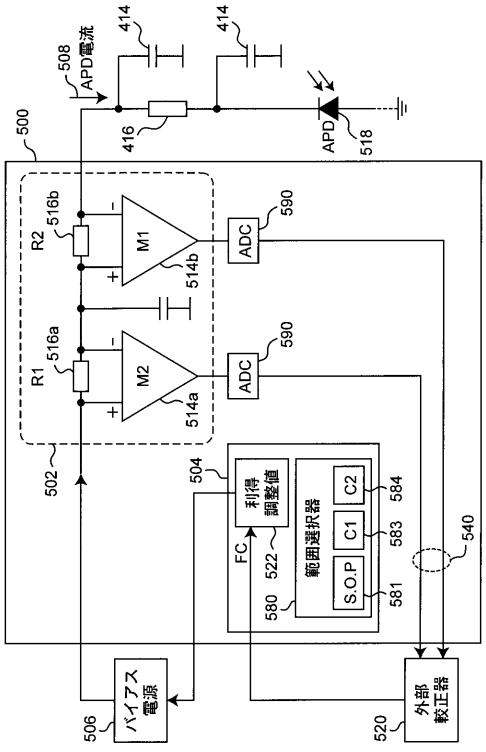
【図３】


300
313
302
301
電流ミラー
304
HVトランジスタ
306
30・VSET
29・R
311
R
310
IPDM
LOG AMP
IAPD/5
IAPD
バイアス電圧設定回路
320
APD
312
TIA
従来技術

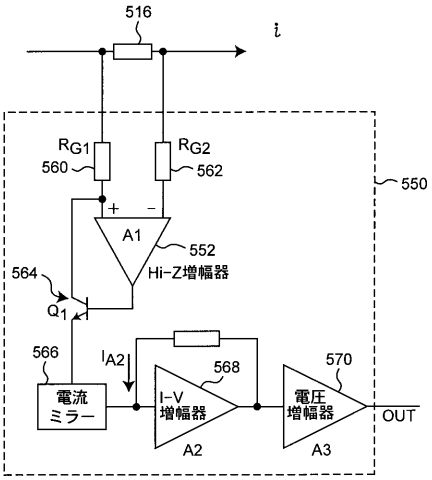
【図４】


408
APD電流
414
APD供給フィルタ
420
光入力電力
TIA
428
400
416
414
APD
418
403
Hi-Z インラインパワーモニタ
402
インラインフィードバックコントローラ
404
VBIAS
バイアス電源
406
413
パワーモニタ出力

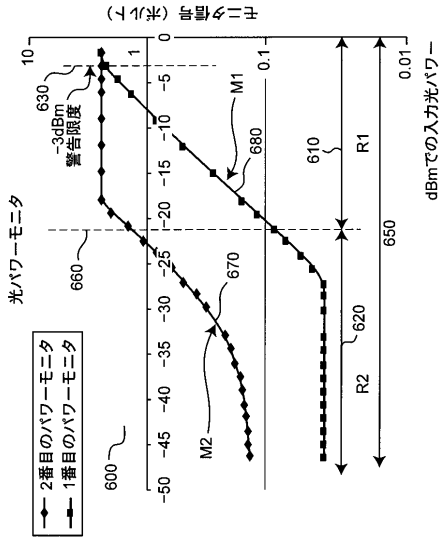
【図５Ａ】


508
APD電流
414
414
416
APD
518
500
516b
R2
M1
514b
ADC
590
516a
R1
M2
514a
ADC
590
502
504
利得調整値
FC
522
範囲選択器
C2
584
C1
583
S.O.P
581
580
540
バイアス電源
506
外部較正器
520

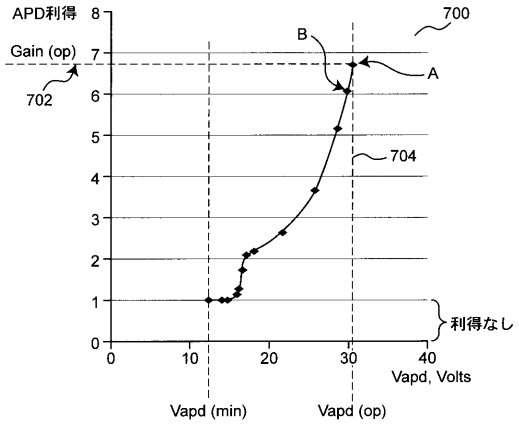
【図５Ｂ】


516
i
RG1
560
RG2
562
550
A1
552
Hi-Z増幅器
564
Q1
566
IA2
568
570
電流
ミラー
I-V
増幅器
A2
電圧
増幅器
A3
OUT

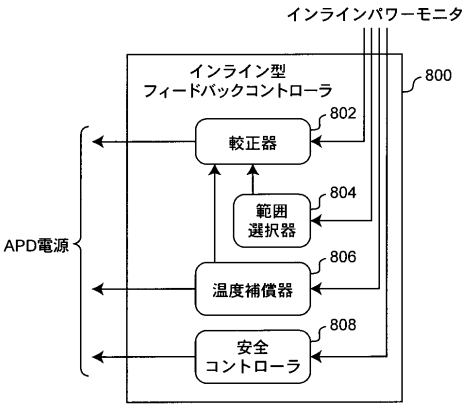
【図６】


モニタ信号（ボルト）
光パワーモニタ
dBmでの入力光パワー
10
1
0.1
0.01
0
-5
-10
-15
-20
-25
-30
-35
-40
-45
-50
630
-3dBm
警告限度
660
600
M1
M2
680
670
610
620
650
R1
R2
2番目のパワーモニタ
1番目のパワーモニタ

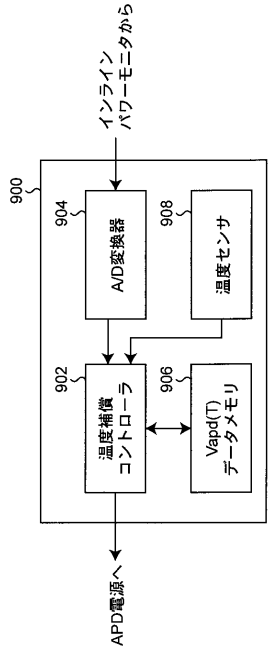
【図７】


APD利得
Gain (op)
702
700
B
A
704
利得なし
8
7
6
5
4
3
2
1
0
0
10
20
30
40
Vapd, Volts
Vapd (min)
Vapd (op)

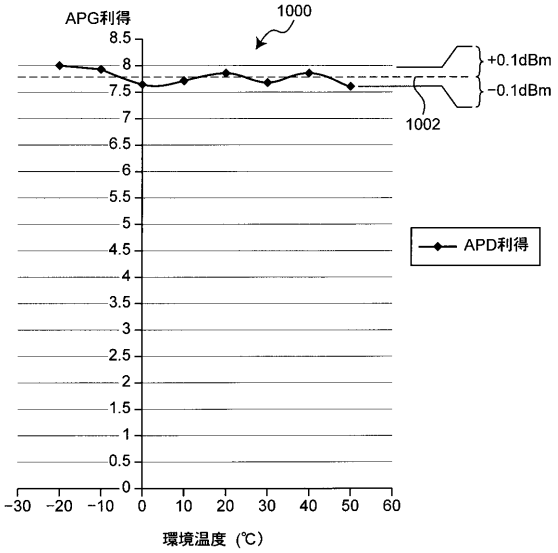
【図８】


インラインパワーモニタ
インライン型
フィードバックコントローラ
800
802
較正器
804
範囲
選択器
806
温度補償器
808
安全
コントローラ
APD電源

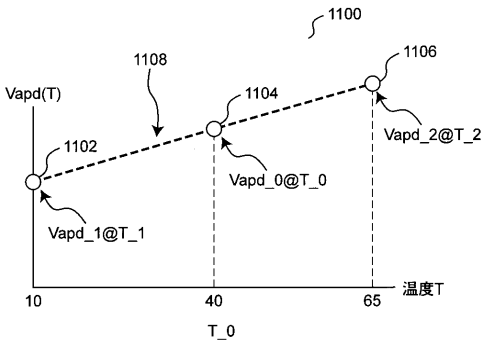
【図９】



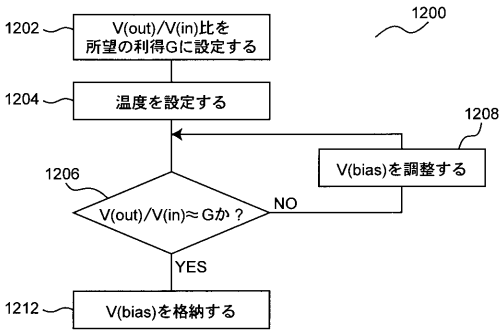
【図１０】



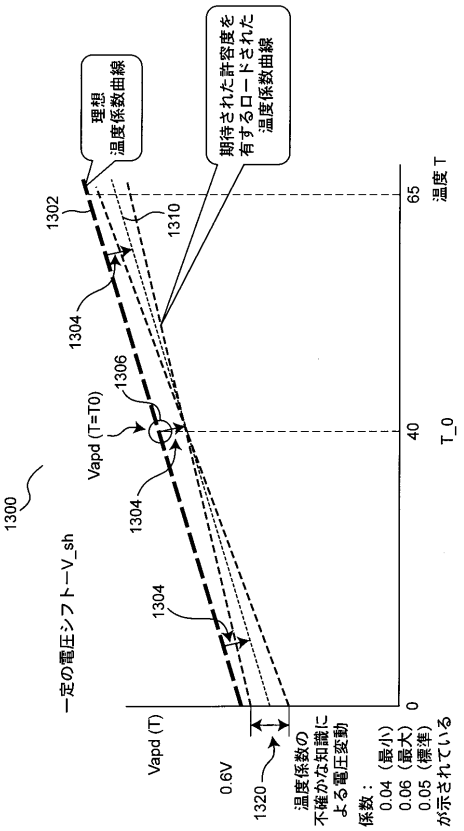
【図１１】



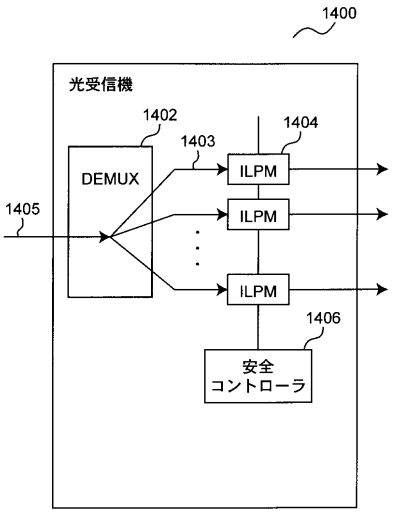
【図１２】



【図１３】


理想
温度係数曲線
期待された許容度を
有するロードされた
温度係数曲線
1302
1310
1304
1306
Vapd (T=T0)
1304
1304
1300
一定の電圧シフト－V_sh
65
温度 T
40
T_0
0
Vapd (T)
0.6V
1320
温度係数の
不確かな知識に
よる電圧変動
係数：
0.04（最小）
0.06（最大）
0.05（標準）
が示されている

【図１４】


1400
光受信機
1402
1403
1404
DEMUX
ILPM
ILPM
ILPM
1405
1406
安全
コントローラ

フロントページの続き

(72)発明者　シンキョ・カク
アメリカ合衆国９５１２０カリフォルニア州サンノゼ、バレー・クエイル・サークル１２１５番
(72)発明者　ヴィターリ・ティコノフ
アメリカ合衆国９４０４０カリフォルニア州マウンテン・ビュー、マウント・バーノン・コート・ナンバー９、１９４０番

Ｆターム(参考) 5F049 MA07　NA17　NA20　NB01　UA05　UA17

【外国語明細書】

Attorney Docket No.: ATIC-020/00JP

IN-SITU POWER MONITOR PROVIDING AN EXTENDED RANGE FOR MONITORING INPUT OPTICAL POWER INCIDENT ON AVALANCHE PHOTODIODES

BRIEF DESCRIPTION OF THE INVENTION

[0001] This invention relates generally to an in-line power monitor, and more particularly, to an in-line power monitor for monitoring input power of an optical signal detector, such as an avalanche photodiode ("APD"). By monitoring the input power in-line, operational parameters of the optical signal detector can be determined and controlled in real-time. For example, the gain of an APD as an operational parameter can be controlled as its temperature varies.

BACKGROUND OF THE INVENTION

[0002] Optical receivers facilitate data transfer by detecting optical signals transmitted over optical fiber cables in optical communications networks. In such networks, an optical transmitter modulates optical signals at high frequencies to send them over a fiber using one or more optical wavelengths. To receive the transmitted signals, optical receivers typically use avalanche photodiodes ("APDs") to detect the optical signals. As is known, an APD is a photodiode that has an internally-generated multiplication layer where multiplication of initial photocurrent occurs. The operation of the APD, however, is susceptible to noise and variations in temperature. As such, measuring the photocurrent and adjusting the bias voltage are both necessary to ensure proper APD operation. But conventional structures and techniques for facilitating photocurrent measurements and bias voltage adjustments have several drawbacks.

[0003] FIG. 1 is a conventional configuration network 100 for long distance communications. Generally, an optical network includes many transmitters and receivers. For illustration purposes, FIG. 1 shows a multiplexer ("MUX") 106 representing one or more transmitters. Multiplexer operates to combine "n" optical signals 104 of different wavelengths for transmission over an optical fiber 108 as modulated optical signals. A demultiplexer

("DEMUX") 110 representing one or more receivers operates to separate the previously combined signals into optical signals 112. To monitor the operation and quality of an optical network, an external power monitor 120 is used to measure the input optical power for any given wavelength of optical signals 112. Typically, external power monitor 120 is external to a housing that contains an optical receiver device. Drawbacks to this approach to monitoring power are plain. Additional external equipment and resources (e.g., labor, time, etc.) are required to construct this configuration 100 to include external power monitor 120. While configuration 100 can be used to accurately measure power, it is usually used only once, such as during manufacturing of the optical receiver. As such, in-line APD gain adjustments are generally not feasible during normal operations of the APD, especially when it is being used in a communications network. Another drawback to configuration 100 is that external power monitor 120 introduces an additional component causing signal losses in the optical path, thereby degrading optical power monitoring.

[0004] FIG. 2A depicts an approach to optical signal power monitoring in which input optical power is monitored internally. In this approach, input optical power, which is derivable from measuring photocurrent, is performed at the output of trans-impedance amplifier ("TIA"). As shown, structure 200 includes an APD 202 to detect optical signals 206, and a trans-impedance amplifier 204 for measuring photocurrent in terms of voltage 208. But there are several drawbacks to this approach to monitoring input optical power. One drawback is that precise signal splitting is technically difficult without disturbing the high-frequency nature of the main output signal 208. In particular, elements 231 and 233, which include resistors, R, and capacitors, C, are used to split a portion of main output signal 208 to form a signal portion 209. In this approach, signal portion 209 is used to measure the optical power. But with main output signal 208 commonly being at high frequencies and data transfer rates, such as at 10 Gbps or higher, it is difficult to effectively split the signal for accurate power monitoring. FIG. 2B shows that another drawback to structure 200 in monitoring power is that it has a relatively high-degree of non-linearity, which significantly reduces the total range over which to monitor optical power.

[0005] FIG. 2B is a graph 250 depicting the relationship between photocurrent and the output of the trans-impedance amplifier 204 (FIG. 2A). Range 254 is a non-linear range; minute linear changes in photocurrent lead to drastic changes in the trans-impedance amplifier output. It is in this range that trans-impedance amplifier 204 (FIG. 2A) is generally highly saturated. The

non-linearity of range 254 reduces the effective range of monitoring power at high input optical power values (e.g., -18 dBm to -3 dBm). As it is desirable to set an alarm limit (e.g., at -3 dBm) to protect an APD from, for example, over-current events, range 254 renders trans-impedance amplifier 204 (FIG. 2A) unusable for detecting unsafe operating conditions.

[0006] FIG. 3 depicts another power monitoring approach in which power is monitored internally, and more specifically, prior to the current reaching the trans-impedance amplifier. To internally monitor optical power incident to an APD 320, configuration 300 includes a bias voltage-setting circuit 301, an input stage amplifier 302, a current mirror 304, and a logarithmic amplifier ("log amp") 310. Bias voltage-setting circuit 301 operates to generate a bias voltage at input 311 of input stage amplifier 302, which in turn functions to generate output 313 to bias the input APD voltage at node 303. Unlike the approach described in FIGs. 2A and 2B, trans-impedance amplifier ("TIA") 312 is used only to amplify electrical signals representing the data to be communicated; it is not used for power monitoring purposes. But note that current mirror 304 is included in the current measurement path to logarithmic amplifier ("log amp") 310 for power monitoring purposes. In some alternate structures for configuration 300, current mirror 304 includes a high-voltage transistor ("HV Trans") 306.

[0007] In view of the foregoing, it would be desirable to provide an apparatus and a method that minimizes the above-mentioned drawbacks, thereby facilitating power monitoring using an extended range for adjusting gain and controlling unsafe conditions, among other things, especially while operating at different temperatures.

SUMMARY OF THE INVENTION

[0008] Disclosed are an in-line monitoring apparatus, an optical receiver and a method for monitoring an input power of an optical signal over an extended range in which one or more power monitoring stages, for example can measure the input power over an extended input power range. In one embodiment, an in-line monitoring apparatus includes an avalanche photodiode ("APD") configured to receive the optical signal and an input configured to provide a bias for the APD. It also includes one or more power monitoring stages coupled to the input in parallel with the APD for generating one or more measurement signals in-situ. The measurement signals are representative of an input optical power. In one embodiment, a range

selector selects which one of the one or more power monitoring stages is to provide a measurement signal indicative of the input optical power. Generally, the one or more power monitoring stages have high-impedance inputs for reducing leakage currents. At least one of the power monitoring stages can be configured to provide a range of measurable current to monitor low-powered optical signals with effective immunity to noise at those levels, such as at -45 dBm or lower. The in-line monitoring apparatus obviates the need for external power monitors and series power monitoring devices, such as logarithmic amplifiers and current mirrors in series with the APD. The in-line monitoring apparatus also provides for both real-time gain calibration and alarm limit evaluation over the same extended range of input optical power. In some embodiments, the power monitoring stages can provide for a wide range of linear current measurements while also providing a range of measurable currents to monitor low-powered optical signals.

BRIEF DESCRIPTION OF THE FIGURES

[0009] The invention is more fully appreciated in connection with the following detailed description taken in conjunction with the accompanying drawings, in which:

[0010] FIG. 1 is a conventional configuration 100 for measuring photocurrents and adjusting bias voltage when monitoring power of an optical signal in an optical network.

[0011] FIGs. 2A and 2B respectively depict a structure and a graph as one conventional approach to power monitoring in which input optical power is monitored internally.

[0012] FIG. 3 depicts another conventional power monitoring approach in which power is monitored internally.

[0013] FIG. 4 is a block diagram of an apparatus that monitors input optical power in-line according to at least one specific embodiment of the invention.

[0014] FIG. 5A is a block diagram of an apparatus that includes at least two power monitoring stages for monitoring input optical power, according to at least one specific embodiment of the invention.

[0015] FIG. 5B is a block diagram depicting an example of a power monitoring stage of FIG. 5A, according to at least one specific embodiment of the invention.

[0016] FIG. 6 illustrates the contributions of each power monitoring stage of FIG. 5A for monitoring input optical power, according to an embodiment of the invention.

[0017] FIG. 7 is a graph showing the relationship between a bias and an APD gain, according to an embodiment of the invention.

[0018] FIG. 8 is a block diagram illustrating an example of an in-line feedback controller for controlling operation of an APD in response to in-line power monitoring measurements, according to at least one embodiment of the invention.

[0019] FIG. 9 is a diagram of a temperature compensator in accordance with one embodiment of the invention.

[0020] FIG. 10 is a graph depicting the accuracy with which a temperature compensator stabilizes gain over temperature in relation to a target gain, according to one embodiment of the invention.

[0021] FIG. 11 represents one method of establishing a relationship between temperature and target bias voltage, according to one embodiment of the invention.

[0022] FIG. 12 illustrates an exemplary flow for implementing a method of forming an APD temperature coefficient curve in accordance with an embodiment of the invention.

[0023] FIG. 13 represents another method of establishing a relationship between temperature and target bias voltage, according to one embodiment of the invention.

[0024] FIG. 14 is an example of optical receiver configured to demultiplex optical communication signals across temperature variations, according to an embodiment of the invention.

[0025] Like reference numerals refer to corresponding parts throughout the several views of the drawings. Note that most of the reference numerals include one or two left-most digits that generally identify the figure that first introduces that reference number.

DETAILED DESCRIPTION OF EXEMPLARY EMBODIMENTS

[0026] FIG. 4 is a block diagram of an apparatus that monitors input optical power in-line, according to at least one specific embodiment of the invention. Apparatus 400 includes an in-line power monitor 402 configured to monitor an optical signal 420. A sensing current 408 flowing from a biasing source ("biasing power supply") 406 provides an adjustable bias voltage.

In one embodiment, the optical signal detector is an APD 418. In some cases, a resistance 416 and/or capacitors 414 filter current 408 to reduce, for example, the effects of noise. Apparatus 400 also includes a passive element 403, which can replace 416, to detect and to monitor current 408.

[0027] Note that a current 408 through the APD can be described in accordance with Equation (1):

$$I(APD_current) = Ip * APD(responsitivity) * APD(gain), \qquad \text{Equation (1)}$$

where Ip represents the photon flux into APD 418, APD(responsitivity) represents the responsitivity of APD 418, and APD(gain) represents the gain (or multiplication) of the APD. Note that the product Ip * APD(responsitivity) can be referred to as APD photocurrent, or photocurrent. It should be understood that the term current can refer to either an APD current or a photocurrent photo, or both, as both currents can be indicative of an input optical power. In some embodiments, measuring APD current is synonymous with measuring photocurrent as there is a dependency between the two, as described in Equation (1). By measuring current 408, apparatus 400 can monitor the input optical power incident to APD 418.

[0028] Notably, in-line power monitor ("HI-Z In-line power monitor") 402 is a parallel power monitor that monitors input optical power in parallel with APD 418. An in-line power monitor ("HI-Z In-line power monitor") 402 has high-impedance inputs 401a and 401b each limiting leakage currents to relatively small values, especially in applications where the bias voltage of APD 418 can reach up to 76 volts or higher. The current used to monitor power is essentially the same as that flowing through APD 418. In-line power monitor 402 monitors the input optical power by detecting and measuring current 408, rather than regenerating a current that is to be fed, for example, into a logarithmic amplifier, which is common in some traditional internal power monitors. Additionally, in-line power monitor 402 provides an extended range over which it can measure, for example, the input optical power of optical signal 420. As such, the extended range includes an increased range of current values over which in-line power monitor 402 can linearly monitor current 408. Advantageously, this enables in-line power monitor 402 to participate in both gain stabilization and APD safety protection (e.g., in determining whether an input optical power violates an alarm limit). In one embodiment, the extended range has an extended input power range of at least from -45 dBm to -3 dBm. In some

embodiments, in-line power monitor 402 can be composed of any number of power monitoring stages, only one of which need be configured to measure relatively low current values (and thus relatively low input optical power levels). The other power monitoring stages each can be used to either provide an extended range for linearly monitoring power or for any other purpose. Advantageously, the use of any number of power monitoring stages can permit wider ranges of current measurements while lowering the lower measurable currents that coincide with low-powered optical input signals, unlike the use of some conventional internal power monitoring techniques.

[0029] In-line feedback controller 404 is configured to receive a measurement signal from in-line power monitor 402 and perform a regulatory function to maintain optimum APD operation as an optical signal detector. For example, in-line feedback controller 404 can adjust the bias voltage ("Vbias") of biasing power supply 406. Advantageously, this enables real-time gain control for stabilization purposes, especially over operational temperatures. Namely, in-line feedback controller 404 can minimize the temperature effect on optical power measurements to provide relatively good temperature stability (e.g., about 0.2 dB peak-to-peak variation) during optical power measurements from, for example, -20 to +50 degrees Celsius. As another example, in-line feedback controller 404 can include a safety controller for generating an alarm signal indicating either that optical signal 420 is exposed, or that its power exceeds normal operational limits that can irreparably harm APD 418. An exposed optical signal can harm humans. An exposed optical signal can be detected by a negligible or an absent optical signal. An opening in an optical fiber can expose the optical signal. Also, an input optical power signal that exceeds a certain threshold can damage APD 418. As such, it is desirable in some embodiments to implement an in-line power monitor to detect and prevent input optical power signal levels before they can damage APD 418.

[0030] In some embodiments, in-line power monitor 402 can provide a measurement signal 422 to a power monitor output 413, where measurement signal 422 generally represents the input optical power of optical signal 420. Advantageously, power monitor output 413 offers access to in-line (or in-situ) power measurements in real-time, such as when APD 418 is actively participating in optical communications within a network. When an optical receiver and its housing include both apparatus 400 and APD 418, then there is no requirement for an external power monitor or other equipment, such as a channel splitter, to monitor power. In addition,

power monitor output 413 requires no efforts to strictly match impedances. In some embodiments, the term in-line is synonymous with in-situ and can be used to describe the power monitor being in an original position and not having been moved to effectuate input optical power measurements.

[0031] FIG. 5A is a block diagram of an apparatus 500 that includes at least two power monitoring stages for monitoring input optical power, according to at least one specific embodiment of the invention. As shown, in-line power monitor 502 includes two power monitoring stages—stage 2 ("M2") 514a and stage 1 ("M1") 514b, both of which include current-sensing amplifiers configured to each sense an APD current 408 flowing through passive elements 516a and 516b. In at least one embodiment, passive elements 516a and 516b are resistors having either the same or different resistances. To establish an extended range according to the various embodiments of the invention, power monitoring stages 514a and 514b are configured to sense a first range and a second range, respectively, of input optical power values. Advantageously, implementing two or more power monitoring stages 514 establishes an extended input power range over which linear changes in photocurrent can cause linear changes in bias voltage measurements, while providing for detection and monitoring of low-powered optical input signals unlike various traditional internal APD power monitoring techniques. For instance, power monitoring stage 514a can be configured to detect and monitor low-powered optical input signals, whereas power monitoring stage 514b can be configured to provide a linear range of operation. As explained later, feedback controller ("FC") 504 is configured to select one of power monitoring stages 514a and 514b to provide a current measurement as a function of the bias voltage, in whole or in part. Apparatus 500 optionally includes analog-to-digital converters ("ADC") 590.

[0032] FIG. 5B is a block diagram depicting an example of a power monitor stage of FIG. 5A, according to at least one specific embodiment of the invention. Power monitoring stage 550 is configured to detect and monitor a current, such as an APD current (e.g., as described by Equation (1)), passing through passive element 516, which can be a resistor. Power monitoring stage 550 does this by sensing a voltage developing across passive element 516. As shown, power monitoring stage 550 includes a high-impedance amplifier ("Hi-Z Amp") 552 that provides noise immunity at low current and input optical power levels. At its inputs, high-impedance amplifier ("Hi-Z Amp") 552 includes input resistors ("RG1") 560 and ("RG2") 562.

One having ordinary skill in the art appreciates how to determine values for input resistors 560 and 562 for setting the operational range for power monitoring stage 550. In some embodiments, power monitoring stage 550 is configured to receive voltages up through 76 volts. Power monitoring stage 550 optionally includes parallel transistor ("Q1") 564 and a parallel current mirror 566, both of which are in parallel to the photocurrent contributing to the generation of data signals, unlike some conventional power monitoring techniques that implement current mirrors in series with the currents used to generate data signals. Further, power monitoring stage 550 can also include a current-to-voltage amplifier ("I-to-V amp") 568 and a voltage amplifier ("voltage amp") 570 to finally generate electrical signals representing data.

Advantageously, the inputs to high-impedance amplifier 552 have high impedances, and therefore, consume relatively small amounts of current. This is especially true at the high voltages required to bias an APD. Consequently, all (or nearly all) of the load current that flows through the monitoring circuit (e.g., at passive element 516) will flow to the APD for purposes of generating data signals. This is unlike some conventional in-line power monitoring circuits that use only a portion of the APD current to monitor power, thereby possibly forfeiting a finer granularity with which to precisely measure current.

[0033] In one specific embodiment, in-line power monitor 502 includes only one power monitoring stage, such as power monitoring stage 514a. In this case, power monitoring stage 514a is configured to operate as a low noise, high impedance amplifier to sufficiently reduce the measurable magnitudes of current to a low measured limit. Power monitoring stage 514a can provide a range of, for example, from 25 dB to 30 dB (e.g., from -30 dBm to 0 dBm). As an example, consider that a resistor value of 390 ohms can reduce the effect of noise, such as the noise generated by an amplifier, to provide a lower measured limit (i.e., the lowest measurable current) of about 0.1 microamperes or less. Consequently, power monitoring stage 514a can detect low-powered optical signals that generate APD current levels down to a lower limit of 0.1 microamperes, or less, without being affected detrimentally by noise. A suitable device for implementing each of power monitoring stages 514a and 514b is the MAX4080S current-sense amplifier manufactured by Maxim Integrated Products, Inc. of Sunnyvale, California, with voltage gain equal 60.

[0034] In another embodiment, in-line power monitor 502 includes two or more power monitoring stages, such as power monitoring stages 514a and 514b, with different resistance

values for passive elements 516a and 516b. In this case, at least one of the power monitoring stages is configured to detect and monitor low-powered optical signals. Note that in various embodiments, the power monitoring stage selected to provide low measurable currents could be configured to also provide a linear range of operation, although this is not a requirement. The other one or more power monitoring stages can be configured to provide a wider linear range of measuring optical power.

[0035] To illustrate, consider that power monitoring stage 514a is configured to detect and monitor APD currents (and photocurrents) at relatively lower measurable current limits. As such, a resistor value of 390 ohms for passive element 516a is suitable to measure optical power at lower limits, regardless of whether power monitoring stage 514a provides a linear range of current measurement values. Also, consider that 390 ohms sets a lower limit for measuring current by power monitoring stage 514a to about 0.1 microamperes or less. Next, consider that power monitoring stage 514b is configured to provide one or more linear ranges of operation. In this case, passive element 516b is selected to have a relatively smaller resistor value for obtaining higher limits of current measurements. For example, consider that passive element 516b has a resistor value of 50 ohms, which sets an exemplary upper limit of current measurements to about 2000 microamperes or more in this embodiment. So if passive elements 516a and 516b have resistance values of 390 and 50 ohms, respectively, then the combined operation of power monitoring stages 514a and 514b can provide a total measurable range of input optical power from –46 dBm to –3 dBm. This range corresponds to APD current values (i.e., I(APD_current) in Equation (1)) from about 0.1 to about 2000 microamperes.

[0036] FIG. 6 illustrates the contributions of each amplifier of FIG. 5A for monitoring input optical power, according to an embodiment of the invention. Graph 600 depicts the relationships of the input optical power measured by each power monitor to one or more output signals generated by in-line power monitor 502. For example, a first power monitoring stage can be configured to provide a range ("R2") 620 over which to measure a first subset of input optical power values (e.g., from about -45 dBm to about -22 dBm). In some embodiments, range 620 can be linear or substantially linear. A second power monitoring stage can be configured to provide a linear (or substantially linear) range ("R1") 610 over which to measure a second subset of input optical power values (e.g., from about -22 dBm to about -1 dBm). The combined ranges 610 and 620 therefore constitute an example of an extended range, with an overlap of about 10

dB shared by ranges 610 and 620. Further to this example, extended range 650 can be broken down into two or more linear range portions, including a first linear range portion and a second linear range portion. Or, extended range 650 can be broken down into a non-linear range portion for measuring low-powered input optical power and one or more linear range portions to establish a relatively wide range of current measurement values to monitor power.

[0037] An in-line power monitor can measure the APD current using the first range portion, which in some cases contains a subset of values for calibrating or stabilizing a gain. For example, the first range portion can lie across range 620 and/or a part of range 610 (or more). The in-line power monitor can also measure the APD current using the second range portion, which contains another subset of values for detecting violation of a safety alarm level 630. In this example, the second range portion lies within range 610 and includes safety alarm level 630, which is -3 dBm.

[0038] In various embodiments, feedback controller 502 (FIG. 5A) further includes memory and/or data structures for storing a switch-over point 660. Apparatus 500 (FIG. 5A) switches at switch-over point 660 between input optical power levels in ranges ("R1") 610 and ("R2") 620 to ensure proper power monitoring indicative of using respective curves ("M1") 680 and ("M2") 670. Referring back to FIG. 5A, note that feedback controller 502 can include a range selector 580 for selecting either range 610 or range 620. Range selector 580 includes a memory for storing data representing switch-over point 660 as switch-over point data ("S.O.P.") 581. The memory can also store a first relationship between measurement signal voltages and monitored input optical power levels as respective curves ("C1") 583, which can be equivalent to curve ("M1") 680 in FIG. 6, for a first power monitoring stage. It also can store a second relationship as ("C2") 584 for a first power monitoring stage. Range selector 580 can operate by first starting out in range 620 using curve ("M2") 670 at the start-up of apparatus 500 and/or prior to application of optical light onto APD 581 (e.g., input optical power of -45 dBm or less). Then, range selector 580 continues to use curve 670 until the measurement signal from power monitoring stage 514a moves across switch-over point 660. After that, range selector uses power monitoring stage 514b to monitor power using curve ("M1") 680. So if range selector 580 starts in a known state (i.e., using a certain power monitoring stage when there is a known level of optical applied to the APD), then it can operate properly as it crosses switch-over point 660. Advantageously, feedback controller 502 and its memory can store non-linear relationships

between input optical power levels and a measurement signal 540 (FIG. 5A), which is shown as "monitor signal" in FIG. 6. For example, consider that range 620 includes a relatively non-linear region between -45 and about -32 dBm as well as a relatively linear region from -32 to about -22 dBm, which coincides with switch-over point 660. Again, range 602 can be either completely linear in nature or completely non-linear in nature, or a combination thereof. In addition, feedback controller 502 can store unique relationships depicted as curves ("M1") 680 and ("M2") 670 for each type of APD and/or APD vendor.

[0039] Referring back to FIG. 5A, apparatus 500 is configured to use in-line power monitor 502 to facilitate gain calibration for APD 518. Here, in-line feedback controller ("FC") 504 includes a local data store for storing a bias offset, or gain adjustment value 522. The bias offset is configured to offset the bias voltage ("Vbias") generated by a biasing source ("APD power supply") 506. In operation, an external calibrator 520 can be used to receive a measurement signal 540 from either amplifier 514a or 514b. Then, external calibrator 520 can determine a measured value for a current, which corresponds to an input optical power, prior to generating a gain adjustment value 522. This includes selecting the particular power monitoring stage that will provide the measurement signal. External calibrator 520 and in-line feedback controller 504 cooperate to store gain adjustment value 522 in the data store. So when apparatus 500 is removed from external calibrator 520 and disposed in a network, in-line feedback controller 504 can either add or subtract this value from the bias voltage generated by biasing source 506, thereby setting the gain to a predetermined value in-situ. The predetermined value is generally a target gain value that provides for optimal operation of APD 518. In some embodiments, gain adjustment value 522 is stored either in external calibrator 520 or elsewhere (not shown). In some embodiments, the one or more measurement signals are voltages having values indicative of incident optical power on APD 518.

[0040] FIG. 7 is a graph showing the relationship between a bias and an APD gain that can be used for calibrating the APD gain, according to an embodiment of the invention. As shown, when the bias is set at a minimum bias voltage "Vapd(min)," the gain is unitary for the APD. But when the bias is set at the optimal bias voltage 704, "Vapd(op)," then the gain is operating at a target gain value ("gain(op)") 702. During operation, if the gain is at point B when an APD is receiving optical signals, then in some embodiments, in-line feedback controller 504 can be configured to adjust the gain back to point A. To do this, in-line feedback controller 504

can include the functionality of external calibrator 520 for performing in-situ APD gain calibration. Note that resistances 516 can replace resistance 414. Advantageously, this enables each of resistances 516 to serve a dual role—filtering and current sensing, thereby foregoing separate resistances for individually filtering and current-sensing. This helps minimize electrical components necessary to implement an optical receiver according to various embodiments of the invention.

[0041] FIG. 8 is a block diagram illustrating an example of an in-line feedback controller for controlling operation of an APD in response to in-line power monitoring measurements, according to at least one embodiment of the invention. In-line feedback controller 800 includes an on-board calibrator ("calibrator") 802, a range selector 804, a temperature compensator 806 and a safety controller 808. Calibrator 802 operates to calibrate the gain of an APD by, for example, adjusting a bias voltage for that APD. Range selector 804 is configured to determine and to select the range in the extended range that is to be used to monitor input optical power. For example, consider that a first range and a second range include respective input optical power values from about -45 dBm to about -22 dBm and from about -22 dBm to about -1 dBm. Next, consider that range selector 804 determines that an in-line power monitor is measuring a photocurrent associated with an input optical power of about -25 dBm. Then range selector 804 will select the first range with which to measure photocurrent and will provide the measured photocurrent value to, for example, calibrator 802 for proper calibration of the APD gain.

[0042] Temperature compensator 806 is configured to compensate operational parameters, such as gain, for the effects of temperature on an APD and its environs. In some embodiments, temperature compensator 806 instructs calibrator 802 to adjust bias voltage to compensate for temperature, whereas in other embodiments temperature compensator 806 includes calibration logic to directly interface with an APD power supply to adjust the bias voltage. In-line feedback controller 800 can also include a safety controller 808 for ensuring safe operation of an optical receiver in which an APD operates. For example, if an input optical power signal falls below a certain threshold for some interval of time, then a fiber optic cable may be open, thereby exposing harmful light to persons. So safety controller 808 can initiate shut-down for the optical transmitter associated with the open. But safety controller 808 can also be configured to protect the APD from hazardous conditions, such as an over-current event that might cause damage to the APD. In this case, an alarm limit, such as -3 dBm, is set to shut down

the APD power supply should the input optical power signal surpass the alarm limit. In various embodiments of the invention, in-line feedback controller 800 can implement any combination of the elements shown in FIG. 8, thereby adding, omitting or replacing any one of those elements.

[0043] FIG. 9 is a diagram of a temperature compensator in accordance with one embodiment of the invention. Temperature compensator 900 includes a temperature compensation controller 902, an analog-to-digital ("A/D") converter 904, a data repository 906 and a temperature sensor 908. Generally, temperature compensation controller 902 orchestrates gain stabilization for an APD-based optical signal detector by, for example, adjusting the APD bias to maintain a substantially uniform gain as a target gain over temperature. Advantageously, a substantially stable gain over temperature provides an increased sensitivity with which to monitor input optical power, especially at lower levels. Without temperature compensation controller 902, the sensitivity of an optical receiver would be less if the gain was not uncompensated for fluctuations in temperature.

[0044] Temperature compensation controller 902 is configured to adjust an operational parameter, such as an APD bias voltage, by an amount that is determined as a function of temperature and a measurement signal representing, for example, photocurrent. In operation, temperature compensation controller 902 receives a photocurrent measurement and a temperature value. In some embodiments, analog-to-digital converter 904 digitizes an analog voltage value representing the measured photocurrent, especially in cases where the in-line power monitor is composed of a number of current-to-voltage amplifiers. In at least one embodiment, a known type of thermistor implements temperature sensor 908, whereby the thermistor generates a signal representative of the measured temperature. Next, temperature compensation controller 902 measures the bias voltage (i.e., the pre-adjusted bias voltage). In some embodiments, temperature compensation controller 902 measures the bias voltage directly at the APD power supply. In other embodiments, temperature compensation controller 902 can calculate the measured bias voltage as a function of a photocurrent measurement provided by analog-to-digital converter 904. To maintain a uniform gain over temperature, temperature compensation controller 902 determines a target bias voltage for stabilizing the APD gain at a target gain for the measured temperature. Data repository 906 generally includes the relationship between various target bias voltages (for a specific target gain) and various temperature values.

These relationships can be in the form of a "look-up table." In at least one embodiment, optimal relationships between APD bias voltages and temperature can be determined by optimizing APD sensitivity levels or the optical channel Bit Error Rate ("BER") over the specific temperature range. Then, temperature compensation controller 902 calculates a difference between the measured bias voltage and the target bias voltage to form an adjustment amount for modifying the bias voltage to align it with the target bias voltage. Note that temperature compensation controller 902 can adjust bias voltage directly, or it can instruct calibrator 802 to do so. Regardless, temperature compensation controller 902 maintains proper adjustment of the APD bias voltage to deliver a target APD gain for a particular temperature.

[0045] FIG. 10 is a graph depicting the accuracy with which a temperature compensator stabilizes gain over temperature in relation to a target gain, according to one embodiment of the invention. In particular, a temperature compensator can be configured to apply relationships between target bias voltages and temperature to ensure an accuracy of approximately +/- 0.1 dB about target gain 1002, which is about 7.8 in this example. This degree of accuracy can provide optimal device sensitivity in many ranges of operational temperatures. As such, temperature compensators of the various embodiments of the invention can stabilize the operations of the APD with relative ease because the relationships among bias voltages, temperature and target gain values are determinable with a relatively high degree of accuracy, unlike traditionally-formed relationships. In particular, traditional expressions between bias voltage and temperature have been expressed as rigid temperature coefficient curves in terms of the breakdown voltage of APDs, rather than in terms of a target bias voltage. This is because APD protection (e.g., avoiding the breakdown voltage) has been emphasized more than determining the effects of temperature on optimal levels of gain. A temperature coefficient curve is a relationship between bias voltage and temperature based on a temperature coefficient, which represents the magnitude change in voltage per unit temperature (e.g., delta V over delta T). Further, traditional temperature coefficients and their curves usually describe APD bias voltages for various minimum sensitivity measurements at different temperatures, rather than in terms of optimal gain values. In addition, generating conventional temperature coefficients in this manner requires excessive amounts of time and expensive equipment to implement a bit error ("BER") testing system, for example, to establish minimum levels of sensitivity. Therefore, the conventional techniques of using temperature coefficients to relate temperature and APD bias voltage cannot

readily be used to relate temperature to target bias voltages for purposes of stabilizing gain. Note that in some embodiments temperature compensator can ensures an accuracy of approximately +/- 0.1 dB over at least a temperature range from -20 to −50 degrees Celsius. This accuracy in monitoring power (e.g., approximately 0.2 dB peak-to-peak) corresponds to an accuracy of an APD gain setting, such as −/- 3% from average value 1002. In some instances, the accuracy of an APD gain setting is determined by maintaining a constant APD gain relationship over temperature.

[0046] Referring back to FIG. 9, data repository 906 is configured to maintain numerous relationships to adjust operational parameters, according to various embodiments of the invention. In at least one embodiment, data repository 906 provides data representing a relationship between the temperature value and a target voltage value associated with target gain value. For example, consider that temperature compensation controller 902 establishes and/or determines relationships by extrapolating between at least two target voltage values, each of which corresponds to a target gain at different temperatures. In another embodiment, data repository 906 provides data necessary to establish a relationship. For instance, consider that temperature compensation controller 902 establishes relationships by extrapolating a temperature coefficient curve through a single target voltage value corresponding to a specific temperature. In cases where the temperature coefficient is a conventional coefficient curve, temperature compensation controller 902 can be configured to shift the temperature coefficient curve to provide a tolerance so as to prevent an associated APD from operating at or near a breakdown region.

[0047] FIG. 11 represents one method of establishing a relationship between temperature and target bias voltage, according to one embodiment of the invention. Specifically, graph 1100 depicts a relationship 1108 between temperature and various target bias voltages, Vapd(T). Relationship 1108 can be formed by determining two or more target bias voltages at different temperatures, where each target bias voltage is a bias voltage that provides an optimal gain (i.e., target gain) at the corresponding temperature. In FIG. 11, three points constitute relationship 1108, where points 1102, 1104 and 1106 are target bias voltages at temperatures T1 (e.g., 10 C), T0 (e.g., 40 C), and T2 (e.g., 65 C), respectively. Given relationship 1108, a temperature compensation controller can extrapolate between any two points to determine any target bias voltage. Or, any number of intervening target voltages between points 1102, 1104 and 1106 can

be stored, for example, in a look-up table ("LUT") in a data repository for access by a temperature compensation controller. In some embodiments, relationship 1108 can represent an APD temperature coefficient curve, which relates optimal APD bias voltage, or Vapd, for a particular optimal gain value to temperature. By precisely associating optimal APD voltage values (and thus optimal gain values), an APD temperature coefficient curve allows an optical receiver to have the ability to obtain accurate sensitivity levels during operation over temperature.

[0048] FIG. 12 illustrates an exemplary flow for implementing a method of forming an APD temperature coefficient curve in accordance with an embodiment of the invention. Generally, flow 1200 generates an APD temperature coefficient curve by adjusting a bias voltage, V(bias), until a target gain value, G, is reached. In this case, V(bias) is V(in). In some embodiments, an in-line power monitor as described herein can be implemented to measure V(bias) during flow 1200. For example, flow 1200 sets the ratio of V(out)/V(in) for comparison against a desired gain value, G, at 1202. At 1204, flow 1200 sets the temperature to a particular temperature value. Flow 1200 then loops through 1206 and 1208 by comparing the ratio V(out)/V(in) to G (e.g., either an exact or approximate value of G) at 1206, and if the comparison is false, then flow 1200 continues to adjust V(bias) at 1208. Once a particular value of V(bias) is determined to provide a ratio equivalent to G, then that bias voltage is stored at 1212 as a target voltage value for the particular temperature set at 1204. Note that the APD biasing voltage supply can be progressively adjusted from a minimal value to a value corresponding to the target APD gain (or optimal gain). While vendors of APD devices usually specify the APD gain with good accuracy, the vendor-provided gain values are determined statistically on large lots of manufactured devices and can vary between devices. By contrast, flow 1200 enables users of APD devices to more precisely use APD temperature coefficient curves for each unique device.

[0049] FIG. 13 represents another method of establishing a relationship between temperature and target bias voltage, according to one embodiment of the invention. Specifically, graph 1300 depicts a shifted relationship 1310 between temperature and various shifted target bias voltages, Vapd(T). Shifted relationship 1310 can be formed by first determining at least one target bias voltage 1306 at a specific temperature (e.g., at 40 degrees C), which is a target bias voltage providing an optimal gain (i.e., target gain) at that temperature. Generally, vendors of

APD devices provide a single target bias voltage 1306 based on their sensitivity measurements performed at one temperature (e.g., room temperature). Further to this method, shifted relationship 1310 is generated by applying a predetermined temperature coefficient to form a temperature coefficient curve as relationship 1302, which passes through the point represented as the one target bias voltage 1306. The vendors of APDs typically provide temperature coefficients as statistically-determined slopes that represent changes in voltage per unit temperature. An example of a typical temperature coefficient is 0.05. But there is variation in this value. For example, the temperature coefficient can range from a minimum value, such as 0.04, to a maximum value, such as 0.06. A tolerance range 1320 can be set to exclude possible variations in Vapd that give rise to uncertainties due to imprecise temperature coefficients. To avoid these uncertainties, this method forms shifted relationship 1310 by shifting relationship 1302 by an amount ("V_sh") 1304 to establish shifted relationship 1310, which represents a temperature coefficient curve having an expected tolerance. Advantageously, the tolerance of the shifted relationship 1310 provides a safety feature that prevents an APD from entering breakdown while using target bias voltages on shifted relationship 1310 to stabilize gain at optimal values over temperature.

[0050] FIG. 14 is an example of an optical receiver configured to demultiplex optical communications signals over temperature, according to an embodiment of the invention. Optical receiver 1400 includes a demultiplexer configured to form optical signals 1403 each having a specific wavelength from a multiplexed optical signal 1405. Optical receiver 1400 also includes a number of in-line power monitors ("ILPM") 1404 disposed between a number of bias sources and number of APDs, both of which are not shown. In-line power monitors ("ILPM") 1404 are configured to monitor an input power over an extended range, and in some cases, adjust a bias voltage for one of the number of bias sources to set a gain of an APD to a predetermined value. Optical receiver 1400 includes a safety controller 1406 configured to cease generation of optical signals, either at optical receiver 1400 or at an optical transmitter (not shown) when a corresponding input power for one of the APDs violates an alarm limit. Generally, optical receiver 1400 and its number of in-line power monitors 1404 are contained in housing 1420.

[0051] The foregoing description, for purposes of explanation, used specific nomenclature to provide a thorough understanding of the invention. However, it will be apparent to one skilled in the art that specific details are not required in order to practice the invention. In

fact, this description should not be read to limit any feature or aspect of the invention to any embodiment; rather features and aspects of one embodiment may readily be interchanged with other embodiments. For example, although the above descriptions of the various embodiments relate to APDs, the present invention can also apply to any other type of photodiode.

[0052] Thus, the foregoing descriptions of specific embodiments of the invention are presented for purposes of illustration and description. They are not intended to be exhaustive or to limit the invention to the precise forms disclosed; obviously, many modifications and variations are possible in view of the above teachings. The embodiments were chosen and described in order to best explain the principles of the invention and its practical applications; they thereby enable others skilled in the art to best utilize the invention and various embodiments with various modifications as are suited to the particular use contemplated. Notably, not every benefit described herein need be realized by each embodiment of the invention; rather any specific embodiment can provide one or more of the advantages discussed above. It is intended that the following claims and their equivalents define the scope of the invention.

In the claims:

1. An in-line monitoring apparatus to monitor input power of an optical signal received by an optical signal detector, said in-line monitoring apparatus comprising:

an avalanche photodiode ("APD") configured to receive said optical signal;

an input configured to provide a bias for said APD; and

a power monitoring stage coupled to said input in parallel with said APD and further configured to generate a measurement signal in-situ,

wherein said measurement signal is representative of said input power.

2. The in-line monitoring apparatus of claim 1 wherein said power monitoring stage being in parallel with said APD reduces a number of devices in a current measurement path that otherwise is in series with said APD.

3. The in-line monitoring apparatus of claim 2 wherein said measurement signal is generated during communication of data in a network without using a logarithmic amplifier.

4. The in-line monitoring apparatus of claim 1 wherein said power monitoring stage further comprises:

a passive circuit element coupled between said input and said APD; and

a high-impedance amplifier coupled across said passive circuit element.

5. The in-line monitoring apparatus of claim 1 wherein said power monitoring stage provides an extended range over which said power monitoring stage measures said input power as an extended input power range.

6. The in-line monitoring apparatus of claim 5 wherein said power monitoring stage further comprises two or more power monitoring stages to establish said extended input power range, each individual power monitoring stage of said two or more power monitoring stages being configured to measure input power values within a separate portion of said extended input power range.

7. The in-line monitoring apparatus of claim 6 wherein said two or more power monitoring stages further comprise:

a first power monitoring stage configured to detect a low-powered optical signal as said input power; and

a second power monitoring stage configured to provide a linear range of input optical power levels.

8. The in-line monitoring apparatus of claim 7 wherein said first power monitoring stage provides a first range portion comprising a non-linear portion including a range of measurable values of said low-powered optical signal and a linear range portion, and said second power monitoring stage provides another linear range portion.

9. The in-line monitoring apparatus of claim 6 wherein each of said individual power monitoring stages includes a current-sensing amplifier configured to generate said measurement signal in response to sensing a photocurrent for said APD, said current-sensing amplifier further comprising a resistance for filtering and for current-sensing, thereby foregoing separate resistances for individually filtering and current-sensing.

10. The in-line monitoring apparatus of claim 6 wherein said extended input power range comprises a first range portion in which to generate a first subset of values for said measurement signal to calibrate a gain for said APD and a second range portion in which to generate a second subset of values for said measurement signal to determine whether said input power is at a safety alarm level.

11. The in-line monitoring apparatus of claim 6 further comprising an in-line feedback controller.

12. The in-line monitoring apparatus of claim 11 wherein said in-line feedback controller further comprises a local data store for storing a bias offset to adjust said bias to a target bias for providing a target gain for said APD.

13. The in-line monitoring apparatus of claim 11 wherein said in-line feedback controller further comprises a local data store for storing a switch-over point, whereby said feedback controller is configured to select one power monitoring stage from said two or more power monitoring stages for receiving said measurement signal.

14. The in-line monitoring apparatus of claim 13 wherein said in-line feedback controller selects said one power monitoring stage as a function of a current value.

15. The in-line monitoring apparatus of claim 11 further comprising an output to provide said measurement signal to an external gain calibrator for generating said bias offset.

16. The in-line monitoring apparatus of claim 11 wherein said in-line feedback controller further comprises an in-situ calibrator for calibrating said target gain.

17. The in-line monitoring apparatus of claim 11 wherein said in-line feedback controller further comprises a safety controller configured to generate an alarm signal indicating said optical signal exceeds a threshold above which said APD is susceptible to damage by said input power.

18. The in-line monitoring apparatus of claim 5 wherein said extended input power range includes at least about -3 dBm to about -45 dBm.

19. A method for measuring input power for an avalanche photodiode ("APD") used to detect optical signals, the method comprising:

generating subsets of voltages representative of subsets of photocurrent values; and

selecting one of said subsets of voltages to provide a measured signal having a value indicative of a photocurrent,

wherein said subsets of photocurrent values constitute an extended range with which to monitor input optical power of said APD.

20. The method of claim 19 wherein said subsets of voltages includes a subset of voltages for detecting low-powered input optical signals.

21. The method of claim 19 wherein said extended range includes values of said input optical power that have a linear relationship over said subsets of voltages.

22. The method of claim 19 wherein generating subsets of voltages further comprises configuring a number of power monitoring stages to generate said subsets of voltages as measurement signals.

23. The method of claim 19 further comprising adjusting a bias voltage of said APD in response to said measured signal to provide a specific gain.

24. The method of claim 19 further comprising:

comparing said measured signal to an alarm limit; and

shutting down optical signal generation in response to said measured signal violating said alarm limit.

25. An optical receiver configured to at least demultiplex optical communications signal, said optical receiver comprising:

a demultiplexer configured to form optical signals each having a specific wavelength from a multiplexed optical signal;

a plurality of avalanche photodiodes ("APDs") configured to detect said optical signals;

a plurality of bias sources; and

a plurality of in-line power monitors disposed between said plurality of bias sources and said plurality of APDs,

wherein each of said plurality of in-line power monitors is configured to monitor an input power over an extended range.

26. The optical receiver of claim 25 wherein each of said plurality of in-line power monitors comprises two or more current-sensing amplifiers, each of said two or more current-sensing amplifiers being operable to generate a portion of said extended range.

27. The optical receiver of claim 25 further comprising a bias adjuster configured to at least adjust a bias voltage for one of said plurality of bias sources to set a gain of an APD to a predetermined value.

28. The optical receiver of claim 25 further comprising a safety controller configured to cease generation of one of said optical signals when a corresponding input power for one of said APDs violates an alarm limit.

29. The optical receiver of claim 25 further comprising a housing containing said optical receiver.

IN-SITU POWER MONITOR PROVIDING AN EXTENDED RANGE FOR MONITORING INPUT OPTICAL POWER INCIDENT ON AVALANCHE PHOTODIODES

ABSTRACT

Disclosed are an in-line monitoring apparatus, an optical receiver and a method for monitoring an input power of an optical signal in which one or more power monitoring stages, for example can measure the input power over an extended input power range. In one embodiment, an apparatus includes an avalanche photodiode ("APD") configured to receive the optical signal and an input configured to bias the APD. It also includes one or more power monitoring stages coupled to the input in parallel with the APD for generating one or more measurement signals in-situ. In one embodiment, a range selector selects which one of the one or more power monitoring stages is to provide a measurement signal indicative of the input optical power. The power monitoring stages can provide for a wide range of linear current measurements as well as a range of measurable currents to monitor low-powered optical signals.

735636 v1/PA

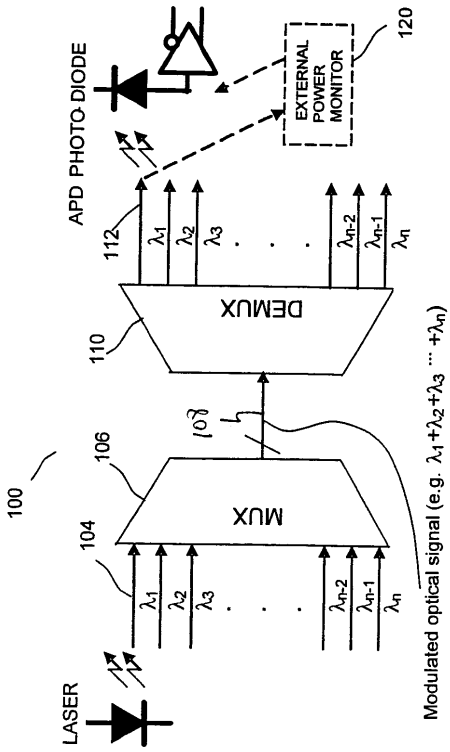


FIG. 1
(Prior Art)

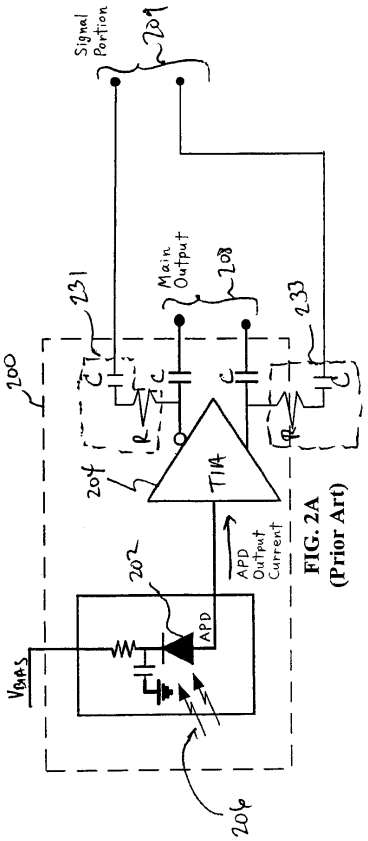


FIG. 2A
(Prior Art)

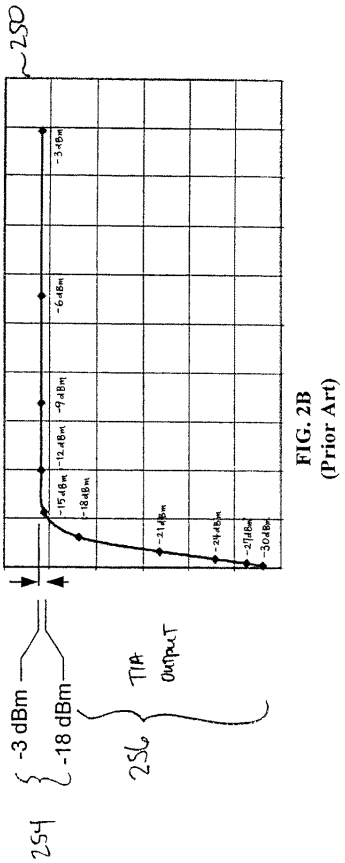


FIG. 2B
(Prior Art)

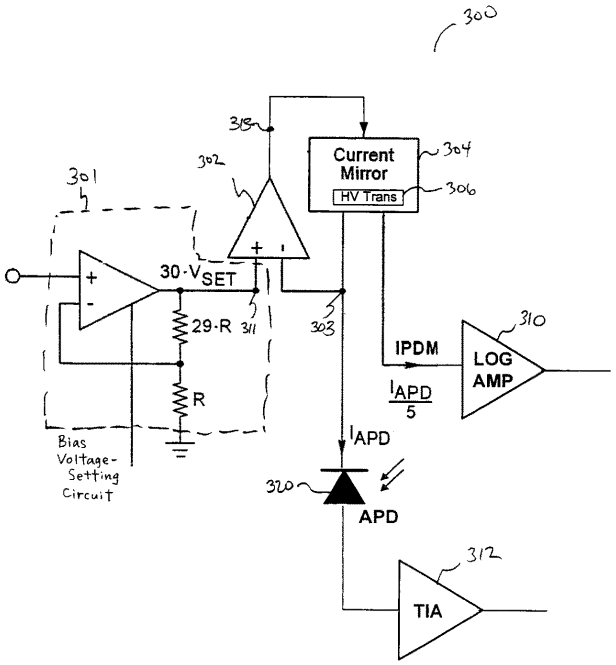


FIG. 3
(Prior Art)

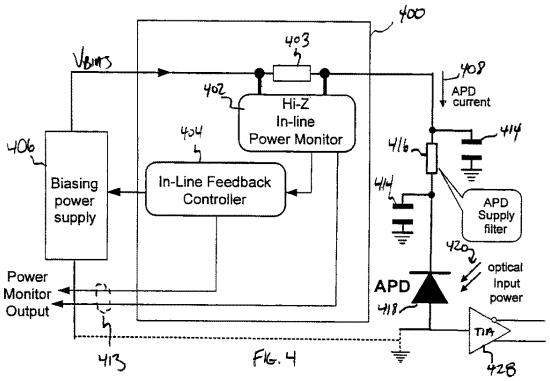


FIG. 4

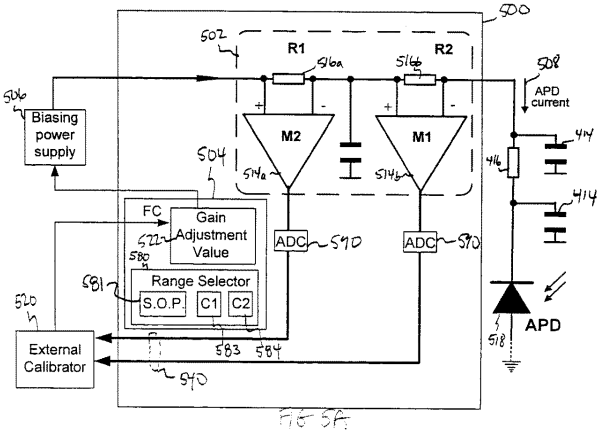


FIG. 5A

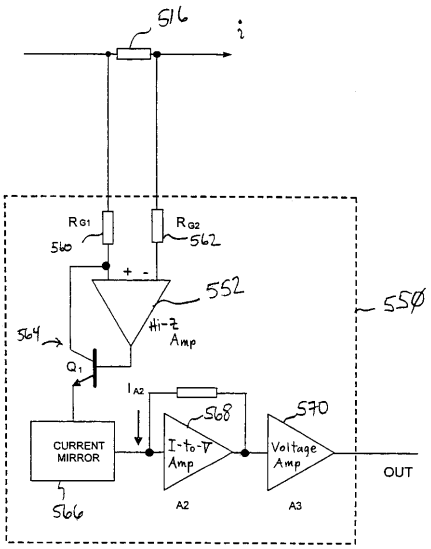


FIG. 5B

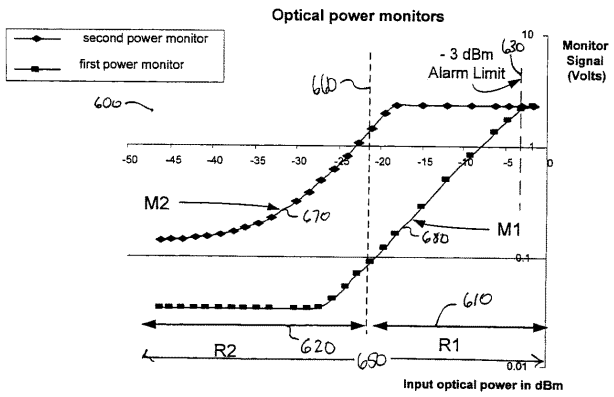


FIG. 6

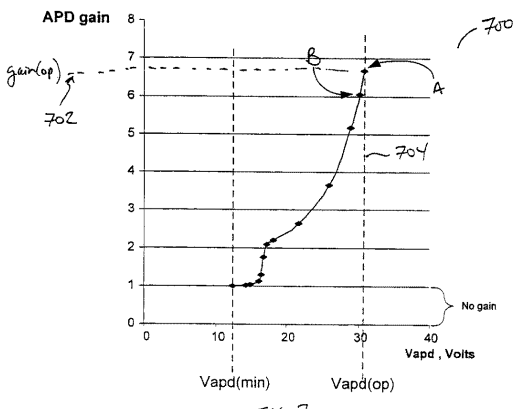


FIG. 7

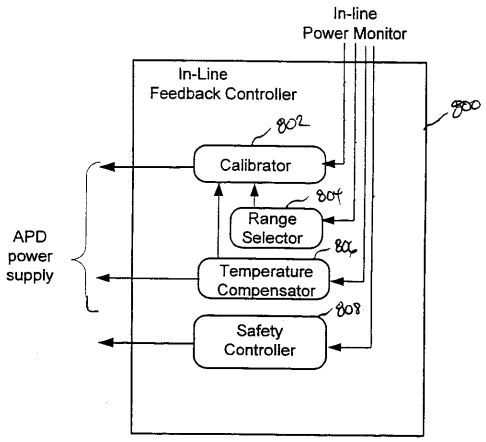


FIG. 8

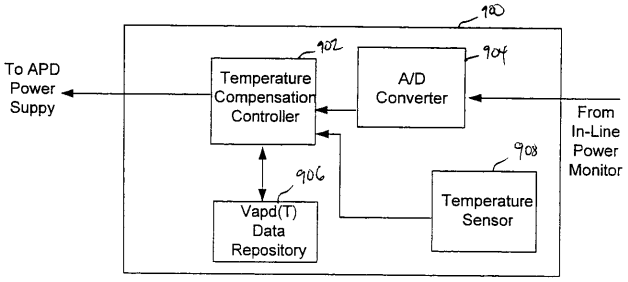
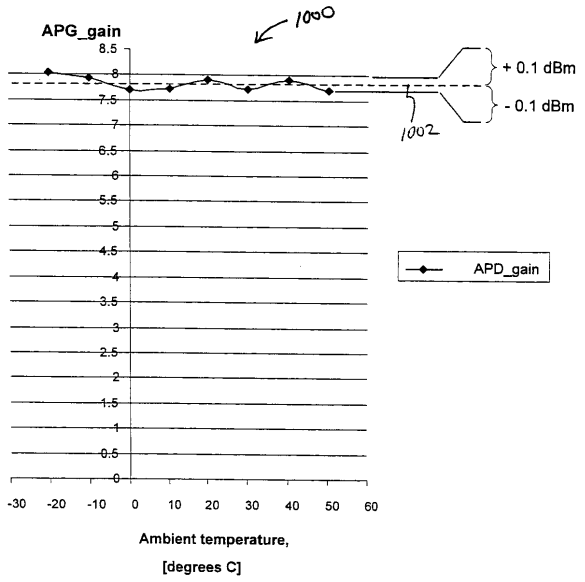
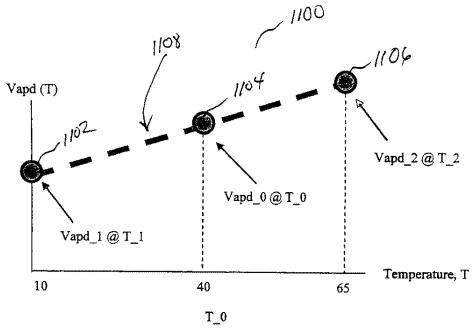


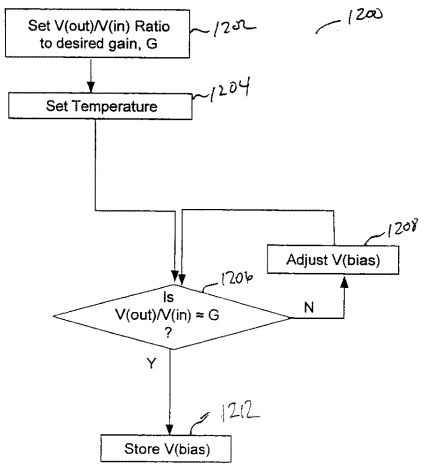
FIG. 9



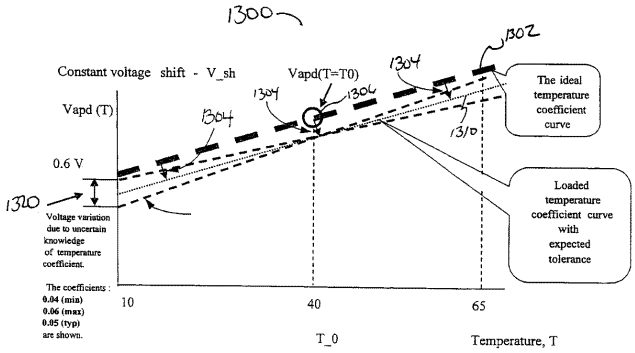
F16.10



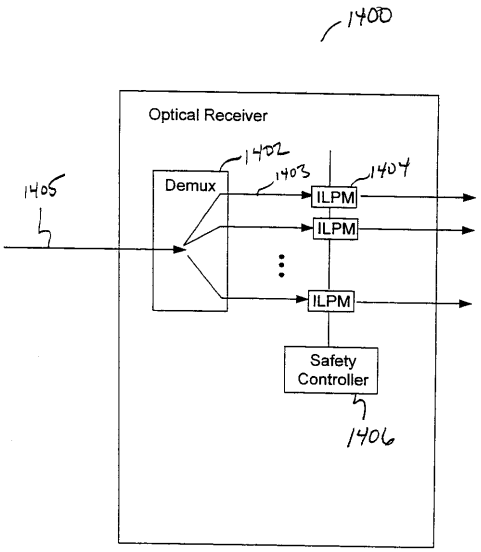
F16.11



F16.12



F16.13



F16.14