

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号
特許第3880623号
(P3880623)

(45) 発行日 平成19年2月14日(2007. 2. 14)

(24) 登録日 平成18年11月17日(2006. 11. 17)

(51) Int. Cl.	F I
HO 4 B 10/16 (2006. 01)	HO 4 B 9/00 J
HO 4 B 10/17 (2006. 01)	HO 4 B 9/00 B
HO 4 B 10/00 (2006. 01)	

請求項の数 2 (全 8 頁)

(21) 出願番号 (86) (22) 出願日 (65) 公表番号 (43) 公表日 (86) 国際出願番号 (87) 国際公開番号 (87) 国際公開日 審査請求日 (31) 優先権主張番号 (32) 優先日 (33) 優先権主張国	特願平9-509956 平成8年8月21日(1996. 8. 21) 特表平11-511606 平成11年10月5日(1999. 10. 5) PCT/GB1996/002040 W01997/008857 平成9年3月6日(1997. 3. 6) 平成15年8月21日(2003. 8. 21) 95305815. 3 平成7年8月24日(1995. 8. 24) 欧州特許庁(EP)	(73) 特許権者 ブリティッシュ・テレコミュニケーションズ・パブリック・リミテッド・カンパニー イギリス国、イーシー1エー・7エージェイ、ロンドン、ニューゲート・ストリート 8 1 (74) 代理人 弁理士 鈴江 武彦 (74) 代理人 弁理士 村松 貞男 (74) 代理人 弁理士 橋本 良郎 (74) 代理人 弁理士 白根 俊郎
最終頁に続く		

(54) 【発明の名称】 バーストモード光デジタル受信機及び中継器

(57) 【特許請求の範囲】
【請求項 1】

光網内で光信号受信機を動作する方法であって、該光網は光フィーダファイバと、データバーストを送信するように構成された複数の光網装置と、異なる光網装置からのデータバーストを該フィーダファイバ上を一時的にインタリーブされた方法で搬送できるように該光網装置を該フィーダファイバへ接続するための少なくとも1のスプリッタ装置とを含み、異なる光網装置の少なくともいくつかからのデータバーストは異なる振幅を有し、該光受信機は該フィーダファイバに沿ってデータバーストを受信するように構成されており、該受信機は、

光信号を第1の電子信号に変換する変換手段と、

該第1の電子信号にตอบสนองしてアップ変換した電子信号を出力するように構成されたアップ変換手段と、

該アップ変換した電子信号にตอบสนองして増幅した電子信号を出力するように構成された増幅器手段と、

該増幅した電子信号にตอบสนองしてダウン変換した電子信号を出力するように構成されたダウン変換手段とを有し、

光信号を第1の電子信号に変換するために該変換手段を使用する段階と、

該第1の電子信号にตอบสนองしてアップ変換した電子信号を出力するために該アップ変換手段を使用する段階と、

該アップ変換した電子信号にตอบสนองして増幅した電子信号を出力するために該増幅器手段を

使用する段階と、

該増幅した電子信号に応答してダウン変換した電子信号を出力するために該ダウン変換手段を使用する段階と、を含む方法。

【請求項 2】

前記受信機は、前記ダウン変換した信号に応答して、強化されたダウン変換した信号を提供するためにオーバーシュートを導入するのに有効な出力フィルタ手段をさらに備える、請求項 1 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

この発明は、光網内で使用するためのの受信機、及びとくにこのような光内で使用するためのバーストモードデジタル受信機に関する。

現在、連合王国では、遠隔通信網にはトランク網で実質的に完全に光ファイバで構成されているものと、ローカルアクセス網で実質的に完全に銅の対で構成されているものとが含まれている。将来は、固定で、回復力のある弾力的な、透明の遠隔通信インフラストラクチャを顧客施設に至る全経路でもつようにすることが大きく望まれており、そこでは予見されるサービス要求のすべてに対応できる容量をもつか、顧客施設に近接した少くとも一点で、（例えば縁石では）そうありたい。これを達成する一方法は全体のアクセスポロジィに対処する完全に管理されたファイバ網を創り上げることである。これに対する魅力的なオプション（選択）は光のトリート（木）アクセス網であり、例えば受動光網（PON）のようなもので、そこでは、単一モード光ファイバと帯域制限のない能動電子工学（エレクトロニクス）が採用される。

PONでは、単一ファイバがヘッドエンド（端局、交換局）から出て、受動光スプリッタがキャビネットと分配点（DPS）にあって、それを介して、光網ユニット（ONU）に供給される。ONUは顧客の施設内に置くことができるし、あるいは多数の顧客にサービスを提供する街路内に置くことができる。光スプリッタを使用すると、フィーダファイバと交換局応用光ライン端末（OLT）装置との共用が可能で、それによってPONのコスト上の利点を得られる。現在では、PONのシンプレックス配備が好ましい選択とされ、言い換えると、別々な上り方向流と下り方向流とのPONが用意されて、各顧客には2つのファイバがあることになる。シンプレックス作業は回路当り2つのファイバを必要とするので、インフラストラクチャの複雑さを増大させるけれども、（デュプレックス結合がないことに起因する）低光挿入損失と、別々の送りと受けの経路をもち25dBよりも少ない反射にはシステムが感度を示さないから、小さなリターン損失をもつということの利点を備えている。しかしながら、デュプレックスPONでは1本のファイバが両方向にトラヒックを運ぶことが可能である。一般に、PONは4ウェイ・スプリットに続いて8ウェイ・スプリットを有しているので、単一のヘッドエンドファイバが32までの顧客にサービスを提供できる。

既知のやり型-T PON（telephony over a passive optical network; PON上の電話技術）-では、ヘッドエンド局は時分割多重（TDM）フレームを網上の全端末に向けて同報通信する。送られたフレームはトラヒックデータと制御データの両方を含んでいる。各端末は同報通信されたフレーム内のデータについての適切にアドレスされた部分を認識して応答し、またフレームの他の部分を無視する。上り方向については送りは時分割多重アクセス（TDMA）によっており、各端末は所定の時間スロット内でデータを送るから、別な端末からのデータは所定形式の時分割多重アクセス（TDMA）フレーム内にまとめられる。

最近では、PON原理が拡大されて、スーパー（超）PONコンセプトとして知られている形式をとるようになっており、このコンセプトでは高パワー光増幅器が使用されて、非常に大きな、沢山にスプリットされたPONが作られるようになってきている。例えば、（ファイバ増幅器のような）光増幅器の使用は少くとも3500の顧客が200kmまでの距離にわたって単一のヘッドエンド局（ステーション）に接続できるようにしている。

不幸にも、光増幅器は正常時には下流スーパーPON上でしか使用できない。それは上流スーパーPONでの増幅器の使用が増幅器からの、増幅された誘導放出（Amplified Spontaneous Emission）を抑制するために必要である。

10

20

30

40

50

imulated Emissions) から生ずるノイズ問題の原因となっていることによる。上流スーパーPONで増幅を用意する一つの方法は、最終レベルのスプリット（すなわち、ヘッドエンドに一番近いスプリットのレベル）を中継器（レピータ）で置換することである。この装置には各到来するブランチファイバに対してそれぞれの受信機と送信機とをもつことであり；この受信機は各々が到来する光信号を電気信号に変換し、それらを増幅し、増幅した電気信号を光信号に変えて、送信機による爾後の送信用とする。代って、各ファイバで最終レベルのスプリットに通ずるものには中継器を備えるようにする。

2値データは2つの論理レベルで成り、論理レベル‘1’は予め設定した論理的しきい値の上に、また論理レベル‘0’はその下にある。従来形の通常の遠隔通信データ信号はときとしてマークとスペースの比が1に近い。バーストモードではこの比はぐんと小さく（1：100もしくはそれ以下）てもよく、データのバーストに長期間の静寂（サイレンス、無音）が続いてもよい。異なる源（ソース）からのデータのバーストは異なる振幅を有していてもよく、バーストは、パケット形式内で、インターリーブされていて同じ伝送チャンネルを共用するようにしてもよい。図1aと1bとは従来形のデータ信号とバーストモードのデータ信号との差を例示している。

光網を通る信号は減衰と劣化（品質低下）とを受ける。その結果、論理決定しきい値が受信機で確定されて、データの各個別ビットが‘1’か‘0’かを正しく識別して次段の論理処理に備えなければならない。簡単であることを理由として、到来する信号の全レベルに対して一定のしきい値を設定するのが望ましいことになる。しかし、もし信号レベルが変動するときは、しきい値を自動的に変えるための手段が導入されなければならない。バーストモードシステムの場合には、しきい値設定はバースト毎のベースで変更される必要があり、非常に早く動作する自動レベル検出と、しきい値設定との回路とを必要とするか、あるいはしきい値設定回路をプログラムするために到来バーストのレベルについての予備的な知識を備えたシステムを必要とする。明らかに、こういった両方のやり方は若干の複雑さを生み、ときには直流結合した増幅器段階の使用が必要となって、温度もしくは他の補償を必要とするドリフトという付随する問題を伴う。

この発明の目的は到来するデータバーストの処理のための違った方法を提供して、それが論理的決定しきい値を変更する必要を回避し、このしきい値がレベルがかなり違うバーストで動作できるものとし、また、広いダイナミックレンジに対応できる能力を備え、さらに直流結合した増幅器の必要性を回避するようにする。

この発明は、バーストモード光ディジタル受信機を提供するもので、その構成は、光電子検出器、光電子検出器の出力の周波数をアップ変換するためのアップ変換（コンバージョン）手段、アップ変換された信号を増幅するための増幅器手段、及び増幅された信号の周波数をダウン変換するためのダウン変換手段を含んでいる。

好都合なのは、アップ変換手段が第1の周波数ミキサと発振器とで構成され、この発振器は所定周波数のキャリアを第1のミキサに入力して光電子検出器の出力と混合する。ダウン変換器手段は第2の周波数ミキサと発振器とで構成することができ、この発振器は所定周波数のキャリアを第2のミキサに入力して増幅された信号と混合する。好ましいのは、同じ発振器が各ミキサに対してキャリア周波数を送出することである。例えば、入力光信号のデータレートが300Mb/sの範囲であれば、この発振器は各ミキサに対して500MHzの範囲でキャリア周波数を送る。

好適な実施例では増幅器手段は第1の増幅器と、第2の増幅器と、信号リミッタとが直列にあり、第1と第2の増幅器が良好な利得、低雑音、良好な直線性及びほぼ10－1000MHzの帯域幅を与え、また信号リミッタが出力パルス振幅の範囲を低減する効果をもつものとしている。

好都合なのは、受信機がさらに第1のフィルタを第1のミキサの上流に位置して備え、この第1のフィルタが検出器によって生じた信号の劣化の効果を除去し、また検出器の出力での雑音の効果を除去するのに効果があるものとする。

この受信機の構成にはさらに、第2のフィルタを第2のミキサの下流に位置して備えることができ、この第2のフィルタは信号リミッタによって作られた雑音と帯域外高調波とを

10

20

30

40

50

低減させるのに効果をもつようにする。

好ましいのは、別の増幅器と第3のフィルタとが第2のミキサと第2のフィルタとの間に置かれて、この第3のフィルタが受信機の出力パルス内にオーバーシュートを導入するのに効果があるようにし、またこの別の増幅器が第2と第3のフィルタを絶縁する効果があるようにする。

例を挙げて、この発明の特定の実施例を添付の図面を参照しながら既述して行く。

図1aは従来形の通常データ信号を示す。

図1bはバーストモードデータ信号を示す。

図2は上流PONの模式図である。

図3は図2の網の一部を成す受信機／中継器の回路図である。

図4は図3の受信機／中継器の一部の回路図である。

図5は図2の受信機／中継器の全体の回路図である。

図6a～6cはパルス認識について余分のフィルタ作用をもたらし効果を示す。

図面を参照すると、図2は上流PONであり、ヘッドエンド受信機があって、複数の顧客送信機2に接続されており、単一ファイバ3、第1レベルスプリッタ4、12本のファイバ5（そのうちの1つのみを図示）、及び下流多レベルスプリット網（参照番号6として一般的に示す）を経由している。各ファイバ5には受信機／中継器7が備えられている。同じようなPON（図示せず）がヘッドエンド送信機と顧客受信機との間に下流伝送用に用意されている。上流PONとして示されているのはスーパーPONであり、ヘッドエンド受信機1に接続されている3500までの顧客送信機2がある。

図3を参照すると、各受信機／中継器7には光電子検出器8があって、回路設計の段階1（検出）部を構成している。この検出器8はPINFET受信機であり、その利点として低コストでしかも低電圧源ということを用意している。この検出器の感度は約 -39 dBm であり、最大入力パワーは約 -4 dBm （ビット誤り率 $\text{BER} < 10^{-10}$ ）である。代って、検出器8はアバランシェフォトダイオード（APD）受信機とするとPINFETよりもよい感度を示すが、より高価なものとなる。検出器8への入力は光信号で 300 Mb/s のデータレートをもつものであり、またその出力は電気信号で、ZFM-150ミキサ（Mini Circuits製）9に入力され、そこで 500 MHz でキャリア信号と電気入力信号とが混合される。キャリア周波数はローカル発振器（LO）10から供給される。ミキサ9とローカル発振器10とは段階2（アップ変換）を受信機／中継器7の回路設計に提供する。段階2の出力は、それ故に、アップ変換された信号であり、これが直流成分を含まないという利点をもっていて、直流レベルドリフトと直流増幅器設計とに含まれている問題を回避している。したがって、交流結合によって、異なる段階間に物理的に大きなキャパシタを必要としないし、受信機／中継器7を一層コンパクトな設計のものとしている。

アップ変換された信号は増幅器11への入力であり、増幅器11の出力は第2のZFM-150ミキサ12へ導かれる。ミキサ12はまたローカル発振器10によって駆動されて、RF信号をダウン変換するように作用して、増幅されたビットシーケンスを回復する。ローカル発振器10の出力は2つのミキサ9、12にパワースプリッタ（図示せず）で 6 dB の挿入損失をもつものを経て供給され、全ローカル発振器パワーは 14.5 dBm が必要とされる。増幅器11は回路設計の段階3（増幅）を構成し、ミキサ12は段階4（ダウン変換）を構成する。ミキサ12の出力は送信機13に導かれ、そこは回路設計の段階5（送信）を構成している。

図4は図3の回路の段階2、3及び4を詳細に示す。とくに、増幅器11はACT3532（Avantek製）増幅器11aと、UPC2723（NEC製）増幅器11bと、SL300（B&H製）信号リミッタ11cとで成る。このカスケード接続の増幅器11a、11bは良好な利得と、低雑音と、良好な直線性と、ほぼ $10-1000\text{ MHz}$ の帯域幅とを提供する。増幅器11bは可変の電圧制御利得という追加の利点をもたらし。代って、第2のUPC2723T増幅器ACT3532増幅器を置換えることができる。信号リミッタ11cは出力パルス振幅の範囲を縮減する（注：請求の範囲ではこれを合理化rationa

10

20

30

40

50

liseと呼んでいる) ためと、ダウン変換ミキサ 12 への RF 入力を過剰のパワーレベルから保護するためとに使われる。リミッタ 11c はしかしながら、帯域外高調波を作り、これをダウン変換後に減衰させる必要がある(そのことは後述する)。したがって、この回路の段階 1 から 4 は比較的小さな範囲の振幅(入力パルス振幅と比較したとき)をもつ増幅されたパルスを作る。この出力パルスは次に論理的しきい値をトリガするために使用され、それによって一定振幅のパルスを送信機 13 に向けて送り、それが次にバーストモード送信機として動作する。

図 5 は、全体の受信機/中継器 7 を示す回路図である。この回路には第 1 の低域通過バターワース(Butterworth)フィルタ 14 (300 MHz, 3 次)があり、検出器 8 とミキサ 9 の間に位置している。このフィルタ 14 は検出器 8 で生ずる信号劣化の効果を除去するもので、同様に検出器への入力信号上に存在する雑音で検出器の出力では幾分か増大されるものも除去する。同様に、第 2 の低域通過バターワースフィルタ 15 (300 MHz, 3 次)がミキサ 12 と送信機 13 の間に置かれている。このフィルタ 15 は上述の雑音と帯域外高調波の効果を低減する。

受信機回路は感度 -37 dBm 、約 18 dB ($\text{BER} < 10^{-10}$) のダイナミックレンジを有している。このダイナミックレンジはベースライン雑音もしくは上流送信機からの不完全パルスによって生ずるひずみの存在によって制限を受ける。大振幅のバーストに対しては、このベースライン雑音は小振幅バーストの最大レベルよりも大きな振幅を有している。別な増幅器 16 と 3 次低域通過バターワースフィルタ 17 (300 MHz, 5 次)がフィルタ 15 と送信機 13 との間に置かれている。このフィルタ 17 は出力パルスに若干のオーバーシュートを導入し、これが出力をして零ボルトのいずれかの側へ非対称にふるえるようにして、ベースライン雑音又はひずみが論理的しきい値を横切らないようにしている。この効果が図 6 a から 6 c に示してある。結果として、受信機/中継器 7 のダイナミックレンジが 20 dB よりも大きくなる。しかし、ここで注意すべきことは、与えられたしきい値に対して、感度とダイナミックレンジとの間には何がしかのトレードオフが存在することである。

増幅器 16 は 2 つのフィルタ 15 と 17 とを絶縁するために必要である。これが図示した ACT 3532 増幅器よりも、非常に低い周波数のカットオフをもつ直流結合回路もしくは増幅器の方がよいこととしている。もし増幅器 16 がなければ、フィルタ 15 と 17 との間に不整合があると、それがフィルタ 17 からの反射を生じさせて、フィルタ 15 を経て送り戻されて受信機/中継器 7 の初段に行き、望ましくないことになる。

無論、もしフィルタ 15 が必要ないならば、増幅器 16 を不要とすることもできるが、フィルタ 17 は重要であって、受信機/中継器 7 が十分なダイナミックレンジをもつことを確かなものにするのに役立っていることを評価したい。

ヘッドエンド受信機 1 は上述の受信機/中継器 7 と同じ基本設計のものであるが、送信機 13 が含んでいない。言い換えれば、ヘッドエンド受信機 1 は図 3 の受信機/中継器 7 の最初の 4 段階で構成されている。ヘッドエンド受信機はしかしながら、その出力に置かれた決定回路を備えている。この決定回路はある“1”信号が所定のしきい値の上にあるかどうかを判断するようにされている。このような決定回路は受信機/中継器 7 の中にも(フィルタ 17 と送信機 13 の間に)備えてもよい。また、下流 PON の顧客受信機に対してもヘッドエンド受信機 1 と同じ形式のものとすることが可能である。代って、顧客受信機が自動利得制御を備えた標準受信機とすることもできる。

上述の受信機/中継器はいろいろな仕方で修正を加えることができる。例えば、第 1 のレベルのスプリッタ 4 を置換えるために受信機/中継器を用意することが可能である。この一般形式の受信機/中継器は欧州特許出願 94 308 676.9 の明細書に詳記されている。この受信機/中継器が 12 の光電子検出器を備え、その各々がファイバ 5 の 1 つに取付けられていて、また単一送信機が上流信号の複数をヘッドエンド受信機 1 に向けて送信している。しかしながら、この発明による受信機/中継器の修正を加えた形式では各光電子検出器はアップ変換手段、増幅器手段及びダウン変換手段で上述したものを備えることもできる。

10

20

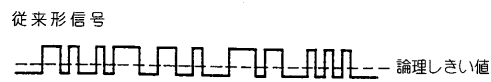
30

40

50

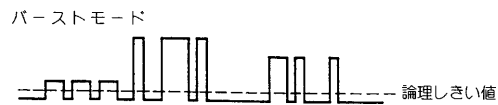
【図 1 a】

Fig.1a.



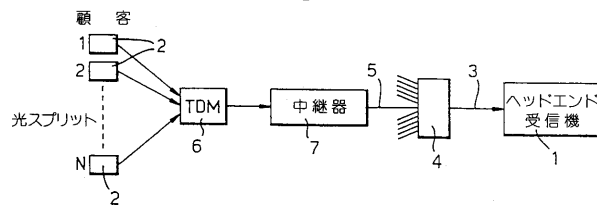
【図 1 b】

Fig.1b.



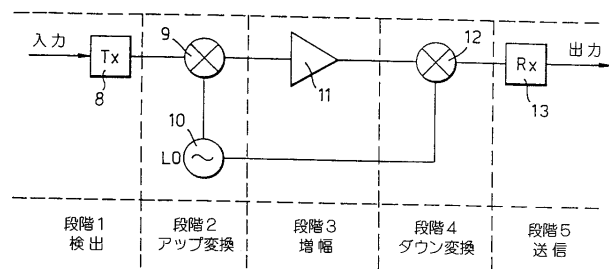
【図 2】

Fig.2.



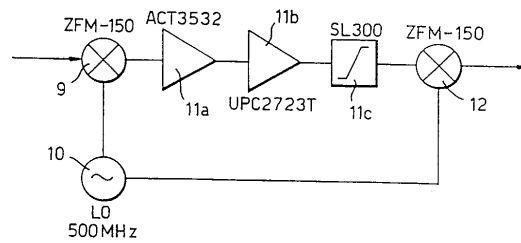
【図 3】

Fig.3.



【図 4】

Fig.4.



【図 5】

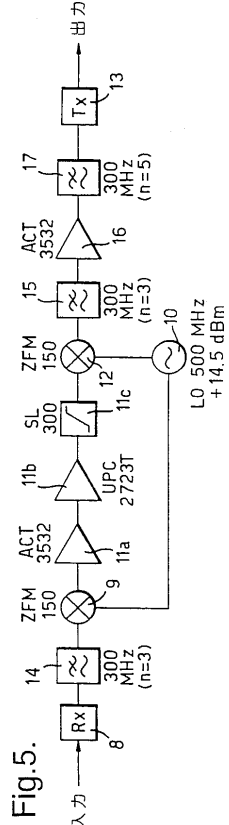


Fig.5.

【図 6 a】

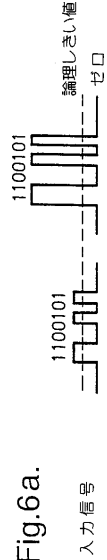
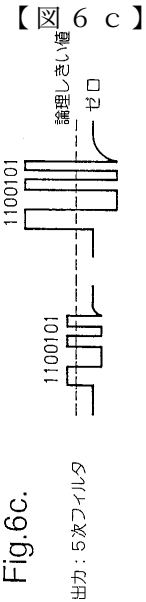
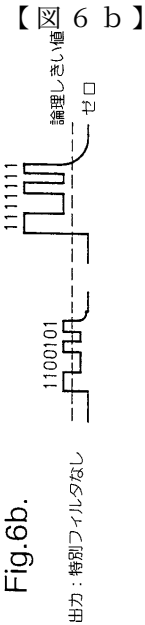


Fig.6a.



フロントページの続き

- (72)発明者 スミス、 フィリップ・ジョン
イギリス国、アイピー５・７ユービー、サフォーク、イプスウィッチ、マートレスハム・ヒース、
ヒースフィールド ７４
- (72)発明者 ジュウェル、 サミュエル・テニソン
イギリス国、アイピー１０・０ピーピー、イプスウィッチ、カートン、メドウランズ ５６

審査官 望月 章俊

- (56)参考文献 特開平０４－２９７１４７（ＪＰ，Ａ）

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04B 10/00 - 10/28
H04J 14/00 - 14/08