

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5112508号
(P5112508)

(45) 発行日 平成25年1月9日(2013.1.9)

(24) 登録日 平成24年10月19日(2012.10.19)

(51) Int.Cl. F I
H04B 10/588 (2013.01) H04B 9/00 588

請求項の数 22 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2010-506307 (P2010-506307)	(73) 特許権者	509303475
(86) (22) 出願日	平成20年4月29日 (2008. 4. 29)		イノトランス コミュニケーションズ、イ
(65) 公表番号	特表2010-526482 (P2010-526482A)		ンコーポレイテッド
(43) 公表日	平成22年7月29日 (2010. 7. 29)		アメリカ合衆国 カリフォルニア州 95
(86) 国際出願番号	PCT/US2008/005547		119, サンノゼ, ヴィア・デル・オロ
(87) 国際公開番号	W02008/136992		6840, スイート 210
(87) 国際公開日	平成20年11月13日 (2008.11.13)	(74) 代理人	100070150
審査請求日	平成23年4月27日 (2011. 4. 27)		弁理士 伊東 忠彦
(31) 優先権主張番号	11/800,063	(74) 代理人	100091214
(32) 優先日	平成19年5月2日 (2007.5.2)		弁理士 大貫 進介
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100107766
			弁理士 伊東 忠重
		(74) 代理人	100159547
			弁理士 鶴谷 裕二

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 光ファイバ通信における低減されたチャープによるトランスミッタのための方法と装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

コヒーレント光のソースと；
無線周波数信号を受信し、かつ前記無線周波数信号によって前記コヒーレント光のソースをドライブするために接続される入力端子と；
前記コヒーレント光の位相を変調するために接続される光変調器と；
前記コヒーレント光のソースによって誘発されるチャープをキャンセルするための伝達特性を持ち、かつ、前記入力端子からの前記無線周波数信号の部分を受信するために接続された積分要素と；
前記積分要素の出力端子に接続され、前記光変調器を制御するために接続される出力端子を有する遅延要素であって、前記積分要素及び前記遅延要素は、前記光変調器と共に、前記コヒーレント光のソースの誘発されたチャープをキャンセルまたは減らすために、前記無線周波数の前記部分の位相を略180度変えるところの、遅延要素と；
を有する光トランスミッタ。

【請求項 2】

前記コヒーレント光のソースは、レーザーまたはレーザーダイオードを含む、請求項1記載のトランスミッタ。

【請求項 3】

前記コヒーレント光が1550ナノメートルのバンドの波長を有する、請求項1記載のトランスミッタ。

【請求項 4】

S B S 抑制トーン発振器と；

前記 S B S 抑制トーンを受信するために接続され、かつ前記遅延要素の前記出力端子に接続され、かつ前記光変調を制御するために接続される出力端子を有するダイプレクサ要素と；

を含む請求項 1 記載のトランスミッタ。

【請求項 5】

前記無線周波数信号は、異なる周波数の複数の信号の複合である、請求項 1 記載のトランスミッタ。

【請求項 6】

前記コヒーレント光のソースおよび前記光変調器が単一のパッケージに存在する、請求項 1 記載のトランスミッタ。

【請求項 7】

前記遅延要素は、利得増幅器に接続された可変遅延要素を含む、請求項 1 記載のトランスミッタ。

【請求項 8】

前記入力端子から前記コヒーレント光のソースへの前記無線周波数信号の電気経路の長さが、前記入力端子から前記光変調器への前記無線周波数信号の前記部分の電気経路の長さと同じ長さである、請求項 1 記載のトランスミッタ。

【請求項 9】

請求項 1 記載のトランスミッタであって、

コヒーレント光の第 2 のソースと；

第 2 の無線周波数信号を受信し、かつ前記コヒーレント光の第 2 のソースをドライブするために接続される第 2 の入力端子と；を有し、

前記入力端子は前記コヒーレント光の第 2 のソースをドライブするためにも接続され；

かつ、当該トランスミッタは、

コヒーレント光の両方のソースから前記コヒーレント光を結合し、かつ前記結合されたコヒーレント光を前記光変調器に伝送するために接続される光合波器、を更に有するトランスミッタ。

【請求項 10】

前記第 2 の無線周波数信号とは情報のコンテンツにおいて異なっており、かつ、前記コヒーレント光のソースをドライブするために接続される第 3 の無線周波数信号を受信する第 3 の入力端子；

を更に有する請求項 9 記載のトランスミッタ。

【請求項 11】

前記第 2 の無線周波数信号は、直交振幅変調信号である、請求項 9 記載のトランスミッタ。

【請求項 12】

ソースからコヒーレント光を提供するステップと；

無線周波数信号を受信するステップと；

前記コヒーレント光のソースをドライブするために前記無線周波数信号を接続するステップと；

前記コヒーレント光のソースに誘発されたチャープをキャンセルする伝達特性を持つ積分要素によって前記受信された無線周波数信号の部分を積分するステップと；

前記無線周波数信号の前記積分された部分を遅延させるステップと；

光学的に前記コヒーレント光の位相を変調するために前記無線周波数信号の前記遅延された部分を加えるステップと；

を有し、

前記積分するステップと、前記遅延させるステップは、前記コヒーレント光のソースによって誘発されたチャープをキャンセルまたは減らすために、前記無線周波数信号の前記

10

20

30

40

50

部分の位相を光学的変調で略180度変える、
光学信号を送信する方法。

【請求項13】

前記コヒーレント光のソースは、レーザーまたはレーザーダイオードを含む、請求項12記載の方法。

【請求項14】

前記コヒーレント光が、1550ナノメートルのバンドの波長を有する、請求項12記載の方法。

【請求項15】

SBS抑制トーンを生成するステップと；
ダイプレクサを使用して、前記SBS抑制トーンおよび前記遅延された無線周波数信号を結合するステップと；
を更に有する請求項12記載の方法。

10

【請求項16】

前記無線周波数信号は、異なる周波数の複数の信号の複合である、請求項12記載の方法。

【請求項17】

前記コヒーレント光のソースおよび前記光を変調することは、単一のパッケージで実行される、請求項12記載の方法。

【請求項18】

前記遅延させるステップは、可変遅延増幅器によってなされる、請求項12記載の方法。

20

【請求項19】

前記入力端子から前記コヒーレント光のソースへの前記無線周波数信号の電気経路の長さが、前記入力端子から光変調の場所への前記無線周波数信号の前記部分の電気経路の長さと同じ長さである、請求項12記載の方法。

【請求項20】

第2のソースから第2の無線周波数信号およびコヒーレント光を提供するステップと；
前記コヒーレント光の第2のソースをドライブするために前記無線周波数信号および前記第2の無線周波数信号を接続するステップと；
前記無線周波数信号の前記遅延された部分を用いて、前記コヒーレント光の第2のソースから前記コヒーレント光の位相を光学的に変調するステップと；
を更に有する請求項12記載の方法。

30

【請求項21】

前記第2の無線周波数信号は、直交振幅変調信号である、請求項20記載の方法。

【請求項22】

コヒーレント光の複数のソースと；
第1の無線周波数信号を受信し、かつ前記コヒーレント光のソースの各々をドライブするために接続される第1の入力端子と；
前記コヒーレント光のソースの各々と関連する、追加的な入力端子であって、互いに各々異なっている情報コンテンツを有している追加的なそれぞれの無線周波数信号を受信し、かつコヒーレント光の前記関連するソースをそれぞれの付加的な無線周波数信号でドライブするために接続される追加的な入力端子と；
各コヒーレント光のソースに接続された光合波器と；
前記光合波器からの前記光の出力の位相を変調するために接続される光変調器と；
前記コヒーレント光のソースによって誘発されるチャープをキャンセルするための伝達特性を持ち、かつ、前記入力端子からの前記無線周波数信号の部分を受信するために接続された積分要素と；

40

前記積分要素の出力端子に接続され、前記光変調器を制御するために接続される出力端子を有する遅延要素であって、前記積分要素及び前記遅延要素は、前記光変調器と共に、

50

前記コヒーレント光のソースの誘発されたチャープをキャンセルまたは減らすために、前記無線周波数の前記部分の位相を略180度変えるところの、遅延要素と；

を有する光トランスミッタ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、例えば、光ファイバを通じて光学（光）送信のためにレーザーまたはレーザーダイオードを用いて信号を伝送する、光通信システムに関する。より詳細には、トランスミッタにおいて直接変調されたレーザーを用いたシステムに関する。

【背景技術】

【0002】

発光レーザーダイオード（LED）または半導体レーザーまたは他のタイプのレーザーのアナログ出力信号の強さを電気信号によって直接変調することは、例えば光ファイバによるケーブルテレビジョンのように、この分野において知られている。通常は、これは光学アナログ信号（例えば音声およびビデオ）を送信するために用いられる。かかるアナログ伝送技術は、デジタル伝送（例えばデジタルPCM）または、アナログまたはパルス周波数変調より実質的に小さいバンド幅しか要求しないという効果がある。しかしながら、このような振幅変調の利用は、光トランスミッタのノイズおよび非線形性があるという欠点がある。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

これにより送信されるアナログ信号の典型的なタイプは、振幅変調（AM：amplitude modulation）フォーマットおよび特にAM-VSB（Vestigial Side Band）（AM-残留側波帯）フォーマットで情報を伝送するアナログビデオ信号である。複数のビデオ信号を送信するために、かかるAM-VSB信号は、特定の周波数にアップコンバートされる。かかる信号の集合は、コンポジット（複合）信号と称される。この信号は、通常54MHzから1GHzまでのRF（無線周波数）周波数範囲を占有する。通常は、光ファイバケーブルによって必要な直線性を保ちつつかかる信号を伝送する場合、特別なトランスミッタを必要とする。

【0004】

トランスミッタは、直接変調タイプまたは外部変調タイプに分類される。直接変調トランスミッタは、入力されたコンポジット無線周波数アナログ（電氣的な）信号がコンポジット信号の瞬間的な振幅に比例してそのバイアス電流を変えることによって、レーザーまたはレーザーダイオードの光学出力パワーを変えるタイプである。外部変調のトランスミッタは、モジュレータとして知られる他のデバイスを用いて、レーザーから光学（光）信号の変調機能を実行する。かかるトランスミッタにおいて、レーザー・バイアス電流は、通常一定の状態に保たれる。これに対して、送信される情報であるアナログのRF電気信号は、モジュレータ（別名電気光学変調器）の電気入力ターミナルに入力される。かかる電気光学変調器は、レーザー光線を電氣的に変調するために用いられる単一の制御エレメントが電気光学効果を奏する、光デバイスである。変調は、被変調光ビームの位相、周波数、振幅または方向に適用してもよい。通常、非線形光学材料が、光学変調器で用いられる。例えば、結晶（crystal）、ニオブ酸リチウムである。電気光学変調器で最も一般的なタイプは、屈折率が局所電場の強さの関数である結晶を含む。このように、ニオブ酸リチウムの結晶が電界にさらされる場合、光はその中をよりゆっくり進む。しかしながら、結晶から出る光の位相は、光がそれを通過するためにかかる時間に正比例する。したがって、モジュレータから出るレーザー光ビームの位相は、加えられたアナログのRF（電氣的な）信号によって結晶の電界の強さを変えることによって制御される。

【0005】

両者の変調形式には、有利な点と不利な点がある。外部変調されたトランスミッタは、

10

20

30

40

50

チャープ(chirp)が小さいという長所がある。なお、チャープとは、レーザーの不安定性によって生じるレーザー光線の中心波長の突然の望ましくない変化である。このチャープは通常は加えられたバイアス電流における変化によって生じる。これは直接変調されたレーザーに内在するものである。通常、バイアス電流はほとんど変化しないため、外部変調レーザーのチャープは小さくなる。外部変調されたレーザーは、トランスミッタが動作する光ファイバの長さが異なっている場合であっても、信号対雑音比による低下は比較的小さい。レーザー自体は特に線形的に作動する必要はなく、外部変調器は1550ナノメートルの光学波長でよく作動する。これは光伝送ネットワークにおいて標準的なものである。外部変調されたトランスミッタは、より複雑で、高価であり、かつ直接変調されたトランスミッタより低い変調度(より線形でない)を有する。また、誘導ブリュアン散乱(SBS)を抑制することが困難である。SBSは、光学信号においてよく知られた歪みである。

10

【0006】

これに対して、直接変調レーザーは、動作においてより複雑でなく、よりコストは低く、かつより線形である。不利な点としては、これまで、1550ナノメートルの光学波長であまりよく作動しないことが挙げられる。1310ナノメートルの波長においては、よく動作するが、1310ナノメートルの光の光学増幅器は、一般に商業的には入手困難である。このため、1310ナノメートルは、利用が困難である。

【0007】

チャープを有する問題は、光ファイバ内の散乱による望ましくない歪みに作用する。主にCSO(複号二次)(Composite Second Order)歪みが、マルチ・オクターブ(広帯域)システム(例えばケーブル・テレビ)のバンドに発生する。これらのさまざまな有利な点および不利な点のため、通常は従来の直接変調レーザーは、標準ファイバが散乱を有しない1310ナノメートルの光学波長で、ほぼ排他的に用いられた。反対に、1550ナノメートルの波長を用いるシステムでは、光ファイバがその波長において多量の散乱を有するため、トランスミッタは現在ほとんどすべて、外部変調タイプである。

20

【課題を解決するための手段】

【0008】

本願発明の発明者は、様々な効果を有し、かつ過剰なチャープに悩まされることのない1550ナノメートルの光学波長で作動する直接変調される光トランスミッタを用いることが有利であると判断した。

30

【0009】

直接変調されたレーザーシステムは2006年9月21日に公開されたIanneliによる特許文献1に示されている。これは、完全に本願明細書において引用したものとす。図2に、(図1も参照)1530-1570ナノメートルの波長帯において作動する外部のキャビティレーザーを持つ直接変調のレーザー送信機100のブロックダイアグラムを示す。Ianneliは、端子101のRF電気信号が、レーザー102を直接変調するために加えられ、その出力ビーム110が、位相変調器109に入射し、光増幅器112を介して光ファイバ・リンク113に通過し運ばれることを示した。分離されたRF電気信号の一部はアッテネータ104、チルト(tilt)回路106および位相遅れ回路107に加えられる。そして、位相変調器109を駆動する。加えて、SBS抑制トン発振器108が設けられている。レーザーだけによるものではなく、光ファイバのスパン(span)の特性であるCSOを最大にするために、位相遅れは0度乃至-10度である(パラグラフ49参照)。外部キャビティ・タイプ・レーザーに限定される点としては、加えて、直接変調されたレーザーにはここでのチャープの修正は、適切でない(例えば、DFB)。このため、一般により多くのチャープ修正を必要とする。

40

【0010】

発明に従って、1550ナノメートルの(例えば1530ナノメートルから1570ナノメートルの幅を有するが、これに制約されない)光学波長バンドにおいて作動する超低

50

チャープを呈するトランスミッタが提供される。これは、光ファイバネットワークの使用に適した直接変調された光トランスミッタである。一方、すでに指摘したように、その直接変調されたレーザーシステムは本質的にチャープを作り出す。そして、それは、レーザー光の波長の寄生変調（変化）をもたらす。本発明の光トランスミッタは、これを克服するために、直接変調されたレーザーから光学的に光ビーム出力の位相を変調する位相変調器によって直接変調されたレーザー自体によって誘発されるチャープをキャンセルする。チャープは積分器、電気遅延素子および電気増幅器の組合せを用いてキャンセルされる。これらはレーザー装置を作動させるために用いられる一部のRF信号を利用する。そして、これらは、ほぼ180度の位相遅れを加える。その結果として生じる電気信号が、位相変調器を駆動してレーザー自体によって誘発されるチャープを相殺しキャンセルするために用いられる。

10

【0011】

実施例において、トランスミッタは、各々異なる波長の光を出力する（例えば、1550ナノメートルのバンドの）複数の直接変調されたレーザーを有する。そして、各々2つの無線周波数（RF）信号によってドライブされ、一方は、例えば、通常のアナログRF信号、そして他方は、例えば、QAM信号（直交振幅変調：quadrature amplitude modulation）である。各レーザーの情報のコンテンツは異なる。これらは、ケーブル・テレビにおいて、いわゆるQAM信号のナローキャスティングと呼ばれる信号をサポートする。

【図面の簡単な説明】

【0012】

20

【図1】従来技術の直接変調トランスミッタを示す。

【0013】

【図2】本願発明におけるトランスミッタのブロック図を示す。

【0014】

【図3】本願発明における他のトランスミッタを示す。

【0015】

【図4】図2のトランスミッタの性能のグラフを示す。

【図5】図2のトランスミッタの性能のグラフを示す。

【図6】図2のトランスミッタの性能のグラフを示す。

【図7】図2のトランスミッタの性能のグラフを示す。

30

【図8】図2のトランスミッタの性能のグラフを示す。

【図9】図2のトランスミッタの性能のグラフを示す。

【図10】図2トランスミッタの性能のグラフを示す。

【発明を実施するための形態】

【0016】

図2は、本願発明における光トランスミッタのブロック図を示す。各種の要素は標準のタイプのものである。そして、市販されており、かつこの分野で周知のものである。その他のシステムとしては、ファイバーオプティクスパンおよび光受信機も含め、図1と同様、従来のものである。それゆえに、図2は（図1と異なり）、トランスミッタだけを示す。図示したように、コンポジットRF（電氣的な）信号（例えばケーブル・テレビジョン信号）が加えられる入力端子10がある。これには、アナログのケーブル・テレビ信号または他のタイプの信号のように、例えばQAM信号を含む多くのチャンネルの信号が含まれる。コンポジットRF信号は、アナログビデオ信号またはデジタルビデオ信号（例えばQAM（直交振幅変調））でもよい。このように、本発明の装置は、デジタル信号での使用にも適している。入力されたコンポジットRF電気信号は、標準デバイスである無線周波数分波器タップ・カップラ12に加えられる。RF分波器/RFカップラ12は、信号のほとんどの部分を、例えば、同軸ケーブルまたは同様の伝送線14を介して、従来の直接変調されたレーザー18に通す。このように、線14に加えられるRF信号は、レーザー18（例えばJDSU社のパーツ番号CQF-935）のバイアス電流を、レーザー18の電源（図示せず）を介して、直接変調する。直接変調されたレーザー18は、例えば半

40

50

導体レーザー、レーザーダイオードまたは他のタイプのレーザー（例えば直接フィードバック・レーザー）であり、すべて商業的に入手可能であり、短い長さの光ファイバにおいて通常は1550ナノメートルのバンドの中心波長を有するコヒーレント光24のビームを出力する。この光学ビーム24は、必要に応じてコリメーティングレンズ（図示せず）に入射されてもよい。ビーム24は、それから、上述の通りの標準型デバイスである位相変調器26に、光ファイバを介して通過する。典型的な位相変調器は、通常、Photonic社から入手可能である（たとえばパーツ番号LPM-001）。様々な同様のデバイスが、他のベンダーから入手可能である。結果として生じる位相変調された光学信号（コヒーレント光ビーム）30は、それから位相変調器から発される。そして、適切な光受信機（図示せず）に最終的に到達するようファイバーオプティックスパンに接続される（図2）。

10

【0017】

RF分波器/RFカップラ12をもう一度参照する。電気RF信号のより微少な一部は、積分器コンポーネント32に加えられる。これは、一実施例において、50~1000MHzの周波数帯の特定の伝達特性を有する2つのポートを有するネットワークである。このネットワークの伝送特性は、その周波数帯のチャープの最適なキャンセレーションを提供するために、経験的に導き出される。ネットワークの電気出力信号は、次に利得増幅器36に加えられる。この増幅器の最適利得は、アッテネータおよび変化する遅延を生ずる同軸ケーブルを用いて達成される。その結果として生じる増幅され/減衰され、かつ遅延された信号（換言すれば、位相が変化した信号）は、一種の信号合成器である従来のダイプレクサ40の入力端子に加えられる。例えば、Sirenza社の狭帯域増幅器に接続されるオシレータであるSBSトーン発振器46からのSBSトーン抑制信号がダイプレクサ40の他の入力端子に加えられる。SBSトーン抑制が加わった位相を合わせる信号は、位相変調器を駆動するために、ダイプレクサ40によって位相変調器26の電気入力端子50に加えられる。遅延、振幅および位相が一致していれば、レーザー出力信号の中のFM信号（チャープ）はモジュレータにおいてキャンセルされることに関しては、数学的に後述する。

20

【0018】

このトランスミッタは、典型的な外部変調されたトランスミッタより低コストであるという効果がある。外部変調されたトランスミッタより高い変調度を有する。非常に高いSBS閾値を有する。このことによって、高い光信号強度（例えば、23dBm以上）が25キロメートルという長い標準光ファイバに入力することができる。

30

【実施例】

【0019】

本発明に従って、抑制されるチャープは、AMのRF信号によって実際に生じるレーザー18の周波数暴走（frequency excursions）によって誘発されるチャープである点に留意すべきである。このチャープは、好適にキャンセルされ減少する。典型的に、増幅器36により提供される位相遅れの量は、レーザー18によって生じるチャープの振幅の完全なキャンセレーションがなされるよう、ほぼ180度である。この、キャンセレーション効果は、光学信号24において（光学的形で）存在するチャープと同一の振幅で180度の位相差を有する位相変調器26の電気入力端子50の電気信号により提供される。それゆえに、通常は、増幅器36は、ほぼ180度の位相差を提供する。周波数帯（例えば50~1000MHz）全体のCSO歪みで最善のキャンセレーションを見つけるよう、2つの信号の振幅を一致させる。

40

【0020】

マイクロ波信号や非常に高速のデジタル信号を伝送する装置に対しても、本願発明の方法および装置は有用であることが理解されよう。一実施例において、位相変調器は、集積化されたデバイスとしてレーザーを単一のパッケージに含んでもよい。

【0021】

以下に、図2のトランスミッタの動作をさらに詳細に記述する。端子10の入力RF信

50

号は、いくつかの周波数の複合であり $s(t)$ として表すことができる。

【数 1】

$$s(t) = \sum_{i=1}^n \cos(\omega_i t + \varphi_i) \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 ω_i および φ_i は、それぞれ RF (例えば CATV) 周波数および位相である。このコンポジット信号は、レーザー 18 を直接変調するために用いられ、また、レーザー・チャープを作り出す。レーザー 18 を直接変調することによって、レーザーからのビーム 24 の光の強度が変調される。しかしながらチャープのため、レーザー周波数も変調される。これは、結果として端子 10 での入力情報信号のそれに比例するキャリア (RF) の望ましくない周波数偏移を発生させる。この信号は、以下のように表される。

10

【数 2】

$$I = I_0(1 + m * s(t)) * \cos[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t s(\tau) d\tau] \dots\dots\dots (2)$$

【数 3】

$$I = I_0(1 + m * \sum_{i=1}^n \cos(\omega_i t + \varphi_i)) * \cos(\omega_c t + k_f \sum_{i=1}^n \frac{\sin(\omega_i t + \varphi_i)}{\omega_i}) \dots\dots (3)$$

20

ここで、 k_f は、周波数変調ファクターである。この変調光は、位相変調器 26 を通過する。この光が光ファイバを通過するにつれて、それは若干の遅延が蓄積される (レーザー 18 ピグテールは、レーザー出力ポートである、かつ位相変調器 26 の光ファイバの入力でもある)。位相変調器 26 は、端子 50 に加えられる信号によってキャリアの位相を変調する。端子 50 で位相変調器に加えられる信号は、電気部品 32、36、40 による電気径路を経由するため、若干の遅延を得る。このように、2本の信号パス間の遅延差が求まる。この遅延差を τ_{diff} とする。すると、式 2 および 3 は、以下の通りに変形できる。

30

【数 4】

$$I = I_0(1 + m * s(t)) * \cos[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t s(\tau) d\tau + k_p s(t - \tau_{diff})] \dots\dots\dots (4)$$

【数 5】

$$I = I_0(1 + m * \sum_{i=1}^n \cos(\omega_i t + \varphi_i)) * \cos(\omega_c t + k_f \sum_{i=1}^n \frac{\sin(\omega_i t + \varphi_i)}{\omega_i} + k_p \sum_{i=1}^n \cos[\omega_i (t - \tau_{diff}) + \varphi_i])$$

.....(5)

40

式 5 において、キャリア [数 6] は、

【数 6】

$$\cos(\omega_c t + k_f \sum_{i=1}^n \frac{\sin(\omega_i t + \varphi_i)}{\omega_i} + k_p \sum_{i=1}^n \cos[\omega_i (t - \tau_{diff}) + \varphi_i])$$

二つの関連する項を持ち、レーザーから生成されたオリジナルのチャープがキャンセルされるためには、これらの項をキャンセルする必要がある。このキャンセレーションは、

【数 7】

$$k_f \sum_{i=1}^n \frac{\sin(\omega_i t + \varphi_i)}{\omega_i}$$

【数 8】

$$\sum_{i=1}^n k_p \cos[\omega_i (t - \tau_{diff}) + \varphi_i]$$

【数 7】と【数 8】とが振幅において等しく、180度の位相差があるときにだけ可能である。これを実現するためには、位相変調器 26 に加えられる前の電気信号は、積分器 32 および増幅器 36 を通過した信号が 180度の位相差が生じる必要がある。式 5 は、式 6 に変形できる。

【数 9】

$$I = I_0(1 + m * \sum_{i=1}^n \cos(\omega_i t + \varphi_i)) * \cos(\omega_c t + k_f \sum_{i=1}^n \frac{\sin(\omega_i t + \varphi_i)}{\omega_i} - k_p \sum_{i=1}^n \frac{\sin[\omega_i (t - \tau_{diff}) + \varphi_i]}{\omega_i})$$

..... (6)

第 1 に、二つの項である【数 10】および、【数 11】 20

【数 10】

$$k_f \sum_{i=1}^n \frac{\sin(\omega_i t + \varphi_i)}{\omega_i}$$

【数 11】

$$k_p \sum_{i=1}^n \frac{\sin[\omega_i (t - \tau_{diff}) + \varphi_i]}{\omega_i}$$

がマッチし、バランスする必要がある。この第二の項のキャンセレーションへの影響は、二つの経路の遅延の差である。もし、 τ_{diff} が 0 でないならば、式 6 の二つの項は、キャンセレーションに関して周波数に依存することとなる。二つの電気信号の電気的経路長を一致させることにより、この遅延の差 τ_{diff} が 0 にアジャストされる。完全なキャンセレーションがこのように達成された場合、ファイバのスパンに入射する最終的な光信号は次のようになる。

【数 12】

$$I = I_0(1 + m * \sum_{i=1}^n \cos(\omega_i t + \varphi_i)) * \cos(\omega_c t) \dots\dots\dots(7)$$

【0022】

上述の結果と並行してマルチトーン解析がなされる。端子 10 の入力 RF 信号は、いくつかの周波数の複合であり $s(t)$ として表される。

【数 13】

$$s(t) = \cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t) \dots\dots\dots(1)$$

ここで、 ω_1 および ω_2 は、二つの周波数である。説明を簡単にするため、それらの任意の位相 φ_1 および φ_2 をゼロと置いた。この信号は、レーザー 18 を直接変調するために用いられ、しかもレーザー・チャープを作り出す。レーザー 18 を直接変調することによ

10

20

30

40

50

って、レーザーからの光の強度が変調される。しかしながらチャープのため、レーザー周波数も、変調される。これは、結果として情報信号に比例するキャリアの周波数偏移を導く。この信号は、以下の通りに表される。

【数 1 4】

$$I = I_0(1 + m * s(t)) * \cos[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t s(\tau) d\tau] \dots\dots\dots (2)$$

【数 1 5】

$$I = I_0 \{1 + m * [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]\} * \cos(\omega_c t + k_f [\frac{\sin(\omega_1 t)}{\omega_1} + \frac{\sin(\omega_2 t)}{\omega_2}]) \dots\dots (3)$$

10

ここで、k_f は、周波数変調ファクターである。この変調光は、位相変調器 2 6 (レーザー 1 8 ピグテールおよび位相変調器 2 6 のファイバ入力) を通過する。この光が光ファイバを通過するにつれて、それは若干の遅延が蓄積される。位相変調器 2 6 は、それに加えられる信号によってキャリアの位相を変調する。位相変調器 2 6 に加えられる信号は、電気部品 3 2、3 6、4 0 による電気径路をたどるため、若干の遅延を得る。このように、2 本の信号パス間の遅延差が求まる。この遅延差を τ_{diff} とする。すると、式 2 および 3 は、以下の通りに変形できる。

20

【数 1 6】

$$I = I_0(1 + m * s(t)) * \cos[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t s(\tau) d\tau + k_p s(t - \tau_{diff})] \dots\dots\dots (4)$$

【数 1 7】

$$I = I_0 \{1 + m * [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]\} * \cos(\omega_c t + k_f [\frac{\sin(\omega_1 t)}{\omega_1} + \frac{\sin(\omega_2 t)}{\omega_2}] + k_p [\cos(\omega_1 \{t - \tau_{diff}\}) + \cos(\omega_2 \{t - \tau_{diff}\})]) \dots\dots\dots (5)$$

30

式 5 において、キャリア [数 1 8] は、

【数 1 8】

$$\cos(\omega_c t + k_f [\frac{\sin(\omega_1 t)}{\omega_1} + \frac{\sin(\omega_2 t)}{\omega_2}] + k_p [\cos(\omega_1 \{t - \tau_{diff}\}) + \cos(\omega_2 \{t - \tau_{diff}\})]) \text{ has two}$$

二つの関連する項を持ち、レーザーから生成されたオリジナルのチャープがキャンセルされるためには、これらの項をキャンセルする必要がある。このキャンセレーションは、

【数 1 9】

40

$$k_f [\frac{\sin(\omega_1 t)}{\omega_1} + \frac{\sin(\omega_2 t)}{\omega_2}]$$

【数 2 0】

$$k_p [\cos(\omega_1 \{t - \tau_{diff}\}) + \cos(\omega_2 \{t - \tau_{diff}\})]$$

[数 1 9] と [数 2 0] とが振幅において等しく、1 8 0 度の位相差があるときにだけ可能である。これを実現するためには、位相変調器 2 6 に加えられる前の電気信号は、積分器 3 2 および増幅器 3 6 を通過した信号が 1 8 0 度の位相差が生じる必要がある。式 5 は、式 6 に変形できる。

50

【数 2 1】

$$I = I_0 \{1 + m^* [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]\}^* \cos(\omega_c t + k_f [\frac{\sin(\omega_1 t)}{\omega_1} + \frac{\sin(\omega_2 t)}{\omega_2}] - k_p [\frac{\sin(\omega_1 \{t - \tau_{diff}\})}{\omega_1} + \frac{\sin(\omega_2 \{t - \tau_{diff}\})}{\omega_2}]) \dots \dots \dots (6)$$

【0023】

遅延の差 τ_{diff} は、二つの電気経路の長さが同じになることによって、ゼロにアジャストされる。これによって、式 6 は、次のように簡略化される。

【数 2 2】

10

$$I = I_0 \{1 + m^* [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]\}^* \cos(\omega_c t + k_f [\frac{\sin(\omega_1 t)}{\omega_1} + \frac{\sin(\omega_2 t)}{\omega_2}] - k_p [\frac{\sin(\omega_1 t)}{\omega_1} + \frac{\sin(\omega_2 t)}{\omega_2}]) \dots \dots \dots (7)$$

【0024】

そして、振幅のファクターをバランスさせ、 k_f および k_p が同一となるようにすると、結果として式 8 が導かれる。

【数 2 3】

$$I = I_0 [1 + m^* \{\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)\}]^* \cos(\omega_c t) \dots \dots \dots (8)$$

20

【0025】

この強度変調信号は、その後ファイバのスパンに導かれる。レーザー・チャープがキャンセルされるので、ファイバ散乱を有するレーザー・チャープ相互干渉による歪みは回避できる。

【0026】

図 3 は、図 2 のトランスミッタの応用を示す。この実施例において、図 2 のトランスミッタと同様に、図 3 のトランスミッタは 50 MHz ~ 550 MHz の周波数範囲（これは一例である）の端子 10 におけるコンポジット・アナログの RF 信号入力の伝送をサポートする。図 2 と同じエレメントは、図 3 において同じ参照番号がつけられていることに留意されたい。加えて、図 3 のトランスミッタは、たとえば 1 GHz まで各々 550 MHz のバンド幅の異なる情報コンテンツを持つ複数の QAM（直交振幅変調）RF 信号の入力を提供する。これらは端子 56 a - 56 d にそれぞれ加えられるので、この例では、4 つの異なる QAM 信号が入力される。これらは、ケーブル・テレビの分野において、ナローキャスト信号と呼ばれる。各入力ナローキャスト RF 信号はそれぞれ加算器（またはコンバイナ）60 a - 60 d に入力される。そして、各々が電気領域において作動する。そして、これらはレーザー 54 a - 54 d の入力端にそれぞれ接続される。図に示すように、それぞれ、1550 ナノメートルのバンドの異なる波長のレーザー光を出力する。ここで

30

40

【0027】

レーザー 54 a - 54 d から出力される光学信号は光学領域において作動する従来の DWDM（密度の高い波長分割 dense wavelength division）マルチプレクサ（または他の適切なマルチプレクサ）の入力端に各々加えられる。そして、これはその出力ポート 68 において複合光学信号を出力する。そして、これは位相変調器 50 の光入力ポートに接続される。この構成は、うまく同時に全 4 つのレーザーのレーザー・チャープを抑制する。かつ、4 つのレーザーによって伝達されるブロードキャスト信号（例えば 50 ~ 550 MHz の周波数）の CSO 低下を減らす。なお、再びここで留意すべき点は、1 台の位相変調

50

器 50 だけで、これらのさまざまな入力 RF 信号の全てが共有されるということである。このことによって、素子数を節約できるので、これは効果であり、かつコストを減少させることができる。(位相変調器は、通常はこのトランスミッタにおいて比較的高価なコンポーネントのうちの 1 つであることを注意されたい。) 図 2 または図 3 のタイプの複数のトランスミッタは、30 Km の長さの単一ファイバの距離を各々ドライブすることができる。通常は、このような装置の各トランスミッタは、光学波長のうち特有のセットを有する。

【 0 0 2 8 】

図 3 のトランスミッタによって、550 MHz ~ 1 GHz の周波数範囲のユニークなコンテンツを有する多重信号を単一の光ファイバで伝達することができる。この方式は、光ファイバケーブルの収容力を例えば 4 倍にする。1550 ナノメートルの波長バンドにおいて作動することにより、他の波長で波長分割多重(粗い波長分割多重および高密度波長多重)を制限する周知の混線にかかる課題が、最小化される。また、1550 ナノメートルのバンドの光学信号は従来の EDFAs (エルビウムがドープされたファイバ増幅器)によって増幅してもよい。そして、これによってシステム費用を更に減らすことができる。この技術は、1550 ナノメートルのバンドに限られない。同様の技術は、1310 ナノメートルのバンドの複数の DWDM 信号を送るために用いることができる。しかしながら、1310 ナノメートルのバンドの DWDM 波長を選択する際には、十分な注意がなされなければならない。単一モードファイバに対して、散乱ヌルポイント以下、ヌルポイント上、およびそれ以上、すなわち 1312 + / - 6 ナノメートルの波長が設定されてもよい。DWDM 信号が散乱ヌルポイントで設定される場合、FWM (四光波混合) 非線形性は重要である。加えて、ラマン混線は低散乱のため、より高い RF 周波数まで伸びる。しかし、その大きさはより短い波長距離を選択することによって制限できる。これは光学分野においてよく知られているため、唯一の他のオプションは散乱ヌルポイントより上、または、その下に DWDM 波長を設定することである。このように、複数の波長は、1280 ~ 1300 ナノメートルのバンドまたは 1318 ~ 1332 ナノメートルのバンドに設定されてもよい。いずれにせよ、若干の混線が、次の理由により存在する。すなわち、a) 非常に低いファイバ散乱、b) 1310 ナノメートルのファイバの低いモード・フィールド直径、および、c) 1310 ナノメートルでのより高いファイバ損失を補償するために、ファイバに高い波長当たりのパワーを投入する必要性、である。これは、1310 ナノメートルのバンド(1270 ~ 1350 ナノメートル)のこの DWDM テクニックの使用ができるようにする、なお、距離、パワー、波長の数に対するきびしい制限が課される。

【 0 0 2 9 】

図 4 - 10 は、さまざまなテスト条件、および、従来技術システムと比較して、図 2 のトランスミッタの典型的な性能を示す。図 4 において、横軸は、入力されたコンポジット (RF) 信号のメガヘルツ周波数を示す。縦軸は、デシベル (dB) によって表した CSO (コンポジット二次オーダー) 歪みの量を示す。図 6、7、9、および 10 を除いて、これらのグラフにおいて一般に、縦軸において値が高いほど、歪み性能はより良好である。図 4 において、図の下側のキーは、さまざまなプロットを示す。「CSO - レーザー dB C」とラベル付けされた第 1 のプロットはレーザー自体の光学信号出力強さである。そして、これは図 2 の直接変調されたレーザー 18 である。次のプロットは、「補償無し」示される長さ 50 キロメートルの光学長の終わりの光学領域における信号強度レベルである。これは、図 1 の先行技術である。次のプロットは 50 キロメートル長の「補償あり」が示される。これは図 2 のトランスミッタに対応する。そして、補償は、補償を提供するための積分器、可変遅延、増幅回路、ダイプレクサおよび S B S 音声発振器、の存在に起因する。図示するように、これは、補償無し光ファイバ長の同じ長さよりも、著しく良好な信号である。図示される最後の 2 つのプロットは、それぞれ補償無し 25 キロメートル長、および、補償あり 25 キロメートル長の信号強度のグラフが示されている(図 2)。図示するように 50 キロメートルおよび 25 キロメートルの距離の、補正ありのトランスミ

10

20

30

40

50

ットは、補償無し先行技術トランスミッタよりも、よりよい性能を提供する。

【 0 0 3 0 】

図 5 は、図 4 と同じキー凡例を用いたプロットを示す。縦軸は、トランスミッタにおいて補償の有り無しによる、C T B (コンポジット・トリプル・ビート) の最小劣化を示す。C T B は、この分野でよく知られており、d B で表される。同様に、補償有りのトランスミッタは 5 0 キロメートル長および 2 5 キロメートル長ともに、先行技術の補償無しトランスミッタよりよりよい性能を提供する。

【 0 0 3 1 】

図 6 において、縦軸には、2 5 キロメートルの光ファイバ長に加えらる異なる光学 (レーザ出力) 電力レベルで、本発明の図 2 のトランスミッタで達成された C S O (コンポジット二次オーダー) 歪み残余を示す。示されるさまざまな「発射」光強度は、7 . 5、1 6、1 3 および 1 8 d B M である。これらの電力レベルの全てにおいて示されるように、各曲線ともおよそ同じ形状となっており、残余の C S O の量は、概略的に同じである。ファイバ間距離での C S O 低下 (CSO degradation) は、高い周波数チャンネルにおいて激しい。本願発明の方法は、完全にファイバ散乱の効果をキャンセルする。チャープがキャンセルされるので、C S O の改善が全ての長さ (span length) にわたって効果を奏する。すなわち、この方法は、ファイバ距離に依存しない。キャンセレーション方式の効果の他の基準は、補償無しでの C S O 低下の量である。図 6 および図 1 0 は 5 0 ~ 5 5 0 M H z の周波数における本方式の効果を示す。また、これらの図は、異なる光強度でのキャンセレーションを示す。これは、レーザー・チャープおよびファイバ散乱のリニアな効果がキャンセルされることを示す。非線形効果、例えば光学発射パワーにより劇的に変化する S P M (自己位相変調 self-phase modulation) のため、C S O は、信号低下において非常により小さい役割を果たす。

【 0 0 3 2 】

図 7 は図 6 と同様のグラフである。なお、長さは、2 5 キロメートル長ではなく、5 0 キロメートル長でテストされている。発射パワーは、図 6 と同じである。この場合、全 4 つのグラフは非常に近くなっている。そして、各光強度でおよそ同じレベルの達成度を示す。

【 0 0 3 3 】

図 8 は図 4 と同様のグラフである。但し異なるレーザーが用いられている。図 8 のテストにおいて用いられるレーザーは、図 4 のテストのそれより低いチャープを有するものである。C S O 補正の量は、図 4 よりすべての周波数でわずかに高いが、グラフの形状は概略的に図 4 と同じである点に留意すべきである。

【 0 0 3 4 】

図 9 は、図 6 とおなじであるが、同様に、より弱いチャープ・レーザーを有するグラフを示す。また、グラフは、概略的に、図 6 と同じ形状である。

【 0 0 3 5 】

図 1 0 は、異なる光強度で本願発明のトランスミッタで達成された残余の C S O を示す。図 7 と多少異なるが、残余の C S O の量はいくらか低くなっている。

【 0 0 3 6 】

この明細書の記載は、例示的なものであり制限するものではない。この開示を考慮し、かつ添付の請求の範囲内で、当業者によって更なる修正が可能である。

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 3 7 】

【 特許文献 1 】 米国特許公開公報 2 0 0 6 / 0 2 1 0 2 8 2 号明細書

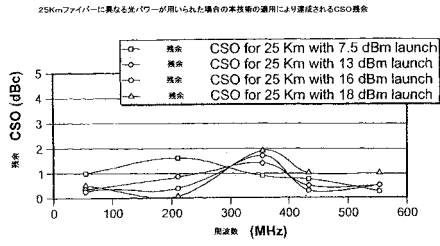
10

20

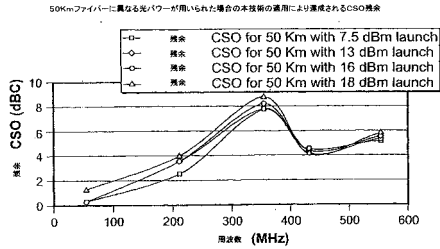
30

40

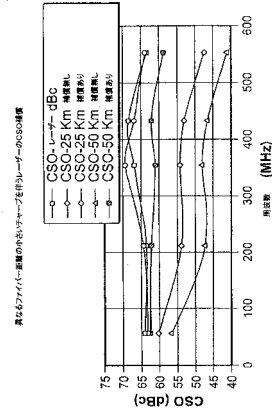
【 図 6 】



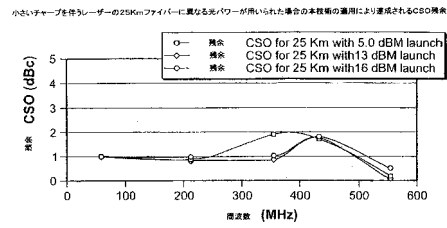
【 図 7 】



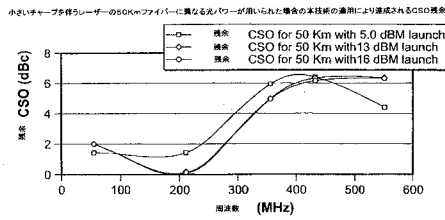
【 図 8 】



【 図 9 】



【 図 10 】



フロントページの続き

- (72)発明者 ラマチャンドラン, マニ
アメリカ合衆国 カリフォルニア州 9 5 1 2 1 , サンノゼ, パシフィック・リム・レーン 2 4
5 1
- (72)発明者 ガイセル, ハーマン
アメリカ合衆国 カリフォルニア州 9 5 1 1 8 , サンノゼ, ウォルトリップ・レーン 5 6 8 8
- (72)発明者 ジャスティ, チャンドラ
アメリカ合衆国 カリフォルニア州 9 5 1 3 5 , サンノゼ, クララ・スミス・プレイス 2 7 8
9

審査官 後澤 瑞征

- (56)参考文献 米国特許出願公開第2006/0210282(US, A1)
米国特許出願公開第2003/0016415(US, A1)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04B10/00-10/28
H04J14/00-14/08