

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5011146号  
(P5011146)

(45) 発行日 平成24年8月29日(2012.8.29)

(24) 登録日 平成24年6月8日(2012.6.8)

(51) Int.Cl.	F I	
HO4B 10/24 (2006.01)	HO4B 9/00	G
HO4B 10/152 (2006.01)	HO4B 9/00	L
HO4B 10/142 (2006.01)	HO4B 9/00	R
HO4B 10/06 (2006.01)	HO4B 9/00	V
HO4B 10/04 (2006.01)	HO4B 9/00	Y

請求項の数 25 外国語出願 (全 21 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2008-24911 (P2008-24911)  
 (22) 出願日 平成20年2月5日(2008.2.5)  
 (65) 公開番号 特開2008-193701 (P2008-193701A)  
 (43) 公開日 平成20年8月21日(2008.8.21)  
 審査請求日 平成22年9月24日(2010.9.24)  
 (31) 優先権主張番号 07101803.0  
 (32) 優先日 平成19年2月6日(2007.2.6)  
 (33) 優先権主張国 欧州特許庁 (EP)

(73) 特許権者 500029051  
 エリコン・スペース・アクチェンゲゼルシ  
 ャフト  
 Oerlikon Space AG  
 スイス8052チューリッヒ、シャッフハ  
 ウザーシュトラーセ580番  
 (74) 代理人 100101454  
 弁理士 山田 卓二  
 (74) 代理人 100081422  
 弁理士 田中 光雄  
 (74) 代理人 100125874  
 弁理士 川端 純市  
 (72) 発明者 ミヒャエル・テュヒラー  
 スイス8055チューリッヒ、ビュールシ  
 ュトラーセ43アー番

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高速光パルス位置変調技術と同技術に基づく光通信システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

- 光チャンネルの送信側において、上記光チャンネルを介して伝送するための複数のビットを提供するステップと、

- 上記複数のビットを複数のPPMシンボルにマッピングするために、ビットツーシンボルマッピングを実行することにより上記複数のビット ( $b_n$ ) を処理するステップとを含む方法であって、

・各PPMシンボルは、 $D \times M$ 個のタイムスロットと、ブランク時間持続時間 ( $T_{BLANK}$ ) を有するブランク時間とを含むシンボル持続時間 ( $T_{SYMBOL}$ ) を有し、すなわち、 $T_{SYMBOL} = D \cdot (M + B) \cdot T_{SLOT}$ であり、

・各タイムスロットはスロット持続時間 ( $T_{SLOT}$ ) を有し、  
 ・上記ブランク時間持続時間 ( $T_{BLANK}$ ) は上記スロット持続時間 ( $T_{SLOT}$ ) の  $D \times B$  倍であり、Bはブランクタイムスロットの数を定義しかつ1以上の整数であり、

・パラメータDは、 $D \times (M + B)$  個のタイムスロットのうちのDに位置づけられるパルスの数を定義する2以上の整数であり、

・MはPPM技術におけるアルファベットサイズでありかつ4以上の整数であり、  
 ・各パルス ( $11$ ) はパルス持続時間 ( $T_{PULSE}$ ) を有し、

・上記スロット持続時間 ( $T_{SLOT}$ ) は、各PPMシンボル内に理論的にオーバーラップする複数のパルスを提供するように、上記パルス持続時間 ( $T_{PULSE}$ ) より短く

上記光チャンネルを介する上記複数のビット (  $b_n$  ) の伝送に関する増大された生データ率を提供するために、上記理論的にオーバーラップする複数のパルスは各 P P M シンボル内に提供され、

オーバーラップ比は  $T_{PULS E} / T_{S L O T}$  で定義され、上記比は好ましくは 2 又は 3 に等しく、

上記 P P M シンボルの連続する 2 つのパルスの間には少なくとも 1 つのブランク時間 (  $T_{B L A N K}$  ) が存在し、上記各 P P M シンボルの最後のパルス ( 1 1 ) は上記各 P P M シンボルの終わりから少なくとも 1 つのブランク時間 (  $T_{B L A N K}$  ) だけ離れており、  
P P M シンボルの上記各パルス ( 1 1 ) が異なる A 個の振幅レベルをとることができるように振幅変調 ( A M ) が行われ、

A は利用可能な複数の振幅レベルの数であり、

上記振幅変調 ( A M ) が行われることにより上記生データ率はさらに増大し、

・上記複数の P P M シンボルの各々に含まれる、異なるパルスパターンの数 P は、  
【数 1】

$$P = A^D \cdot \binom{D \cdot M}{D}$$

によって定義される方法。

【請求項 2】

上記シンボル持続時間 (  $T_{S Y M B}$  ) は一定でありかつデータに対して独立である 請求項 1 記載の方法。

【請求項 3】

送信側において、上記ビットツーシンボルマッピングの実行の前に、非対称の F E C 符号化技術が用いられる 請求項 1 又は 2 記載の方法。

【請求項 4】

ベースライン P P M 技術を用いることにより同期ワードが発生される 請求項 1 乃至 3 のうちのいずれか 1 つに記載の方法。

【請求項 5】

上記同期ワードは複数の上記 P P M シンボルと共に上記光チャンネルを介して受信側に伝送される 請求項 4 記載の方法。

【請求項 6】

上記受信側では、上記受信される複数の P P M シンボルを処理するために整合フィルタリング手法が用いられる 請求項 5 記載の方法。

【請求項 7】

整合フィルタの複数のサンプルは各スロット時間 (  $T_{S L O T}$  ) において生成され、上記整合フィルタの複数のサンプルは、上記受信される複数の P P M シンボルにおける複数のパルスの正しい位置に対応するように順序づけられる 請求項 5 記載の方法。

【請求項 8】

上記受信側では、上記受信される複数の P P M シンボルからの複数のデータビットは複数のシンボル位置にマッピングされ、上記同期ワードは上記受信側を上記送信側に対して同期させるように用いられる 請求項 5 記載の方法。

【請求項 9】

複数の整合フィルタ ( 4 1 ) の整合フィルタインパルス応答  $h_t(n)$  及び複数の位相検出器 ( 4 4 ) の位相検出器インパルス応答  $g_t(n)$  は線形近似され、これにより、上記複数の位相検出器 ( 4 4 ) の極めて効率的な実装及び 4 つのフィルタだけを用いる上記複数の整合フィルタ ( 4 1 ) をもたらず 請求項 5 記載の方法。

【請求項 10】

第 1 の送受信機 ( 2 0 ) と第 2 の送受信機 ( 3 0 ) とを備えた、上記第 1 及び第 2 の送受信機の上に 2 つの光チャンネル ( A , B ) を確立するためのレーザ通信システム ( 1 0 ) であって、 請求項 1 乃至 9 のうちのいずれか 1 つに記載の方法を実行するレーザ通信シ

10

20

30

40

50

ステムにおいて、

- 上記第1の送受信機(20)は、光パルス(11)の位置変調された複数の信号を上記光チャンネルのうちの第1のチャンネル(A)に送信するためのレーザ光源(22)を有する第1の送信機(T1)を備え、

上記第1の送信機(T1)は、ビットインタリーバ(21)と、インタリーブされた複数の符号化されたデータビット( $c_n$ )をPPMシンボルアルファベット( $\{0, 1, \dots, S-1\}$ )からの複数の変調シンボル( $s_i$ )にマッピングする、上記ビットインタリーバの後段のシンボルマップ(23)とを備え、

上記シンボルマップ(23)は、各変調シンボル( $s_i$ )にアナログ波形( $s(t)$ )が割り当てられるように、後段にパルス整形器(25)を備えたフレーム発生器(24)に信号を入力し、

上記パルス整形器(25)は上記レーザ光源(22)を変調するように上記アナログ波形( $s(t)$ )を提供し、

- 上記第2の送受信機(30)は、

・上記パルス位置変調された複数のシンボルを受信するための受信機(R2)を備え、

上記受信機(R2)は、高速アナログ/デジタル変換器(31)と、上記高速アナログ/デジタル変換器の後段のフレーム及びシンボル検出器(32)及び受信されたパルス位置変調された複数のシンボルを複数のデータビット( $L_n$ )にマッピングするシンボルデマップ(33)とを有するオールデジタルPPM検出器(40')を備え、

上記シンボルデマップ(33)は上記複数のデータビット( $L_n$ )をビットデインタリーバ(34)に転送するレーザ通信システム(10)。

【請求項11】

上記第1の送信機(T1)はさらに、複数のデータビット( $b_n$ )を複数の符号ビット( $c_n$ )に符号化する前方誤り訂正(FEC)符号器(26)を備え、上記複数の符号ビット( $c_n$ )は上記ビットインタリーバ(21)に。

【請求項12】

上記ビットインタリーバ(21)はインデックス置換関数( $n$ )を用いて上記複数の符号ビット( $c_n$ )をシャッフルする請求項10記載のレーザ通信システム(10)。

【請求項13】

上記フレーム発生器(24)は、上記受信機(R2)による各PPMフレームの検出及び識別のために、PPMフレームのペイロードセクションの前後に別のシンボルを追加するように上記複数の変調シンボル( $s_i$ )を処理する請求項10乃至12のうちのいずれか1つに記載のレーザ通信システム(10)。

【請求項14】

上記受信機(R2)はアバランシェフォトダイオード受信機(35')を備え、上記アバランシェフォトダイオードはトランスインピーダンス増幅器(TIA)に結合されるアバランシェフォトダイオードを備えた請求項10乃至12のうちのいずれか1つに記載のレーザ通信システム(10)。

【請求項15】

上記受信機(R2)はさらに低雑音増幅器(36)と可変利得増幅器(37)とを備え、これらの増幅器(36, 37)は上記アバランシェフォトダイオード受信機(35')と上記高速アナログ/デジタル変換器(31)との間に位置づけられる請求項14記載のレーザ通信システム(10)。

【請求項16】

上記受信機(R2)はさらに、上記可変利得増幅器(37, 38)と上記アナログ/デジタル変換器(31)との間に配置される低域通過フィルタ(39)を備えた請求項15記載のレーザ通信システム(10)。

【請求項17】

上記シンボルデマップ(33)のみならず上記フレーム及びシンボル検出器(32)は

10

20

30

40

50

、FPGAを用いて実装される請求項10乃至16のうちのいずれか1つに記載のレーザ通信システム(10)。

【請求項18】

上記フレーム及びシンボル検出器(32)は複数の整合フィルタ(41)を備えた請求項17記載のレーザ通信システム(10)。

【請求項19】

上記フレーム及びシンボル検出器(32)は、受信される複数の信号が上記高速アナログ/デジタル変換器(31)の動作範囲に適合する所定の電圧範囲内であることを保証するように、上記可変利得増幅器(37)の利得を制御できるようにされた請求項17又は18記載のレーザ通信システム(10)。

10

【請求項20】

上記フレーム及びシンボル検出器(32)は、上記第1の受信機(R2)が、受信されるPPMフレームのプリアンプルを発見し上記第1の送信機(T1)と上記第1の受信機(R2)との間の粗いスロット時間同期を実行できるようにするプリアンプル検出アルゴリズムを実施するプリアンプル検出器(42)を備えた請求項10乃至19のうちのいずれか1つに記載のレーザ通信システム(10)。

【請求項21】

上記フレーム及びシンボル検出器(32)は、上記第1の受信機(R2)が受信されるPPMフレームの同期ワードを発見できるようにする同期ワード検出フィルタ(43)を備えた請求項10乃至20のうちのいずれか1つに記載のレーザ通信システム(10)。

20

【請求項22】

上記第1の送信機(T1)は宇宙船又は衛星に搭載された請求項10から21における任意の請求項記載のレーザ通信システム(10)。

【請求項23】

上記宇宙船又は衛星には、上記第1の送信機(T1)に伝送されるべきユーザデータを提供するためにユーザデータインタフェース(51)が提供される請求項22記載のレーザ通信システム(10)。

【請求項24】

上記第1の送信機(T1)の制御及び信号処理機能が実装されるFPGAを備えた請求項22記載のレーザ通信システム(10)。

30

【請求項25】

シードレーザダイオードとして機能する上記レーザ光源(22)を含むレーザダイオードモジュール(52)を備え、光ファイバ増幅器ポンプモジュール(54)及び光ファイバ増幅器(53)を備えた請求項24記載のレーザ通信システム(10)。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、パルス位置変調(Pulse Position Modulation)技術及び光通信システムに関する。本明細書に提示するシステム及び方法は、例えば、深宇宙における衛星との通信に極めて適したものである。

40

【背景技術】

【0002】

現在のところ、地上局と深宇宙における衛星に搭載される端末との通信を提供するために、主に高周波(RF)リンクが用いられている。このような通信システムでは、典型的には、一方の端末は衛星側に取り付けられ、他方の端末は地上をベースとする端末又は地球により近い軌道上の第2の衛星に搭載される端末の何れかである。

【0003】

しかしながら、様々な研究者及び開発者は現在、光リンクを開発することにより、衛星への深宇宙通信をサポートしている。

【0004】

50

これらの2つの通信端末間の距離が長いほど、リンクバジェットはより慎重に設計されなければならない。特に、ダウンリンクバジェット、すなわち深宇宙における衛星と地上ベースの端末又はより低い軌道にある端末との間のリンクのバジェットは、多大な注意を払って設計されなければならない。

【0005】

しかしながら、光チャンネルを例えば霧や雲によって妨害されても高いデータ率で確実に伝送できる光リンクが必要とされる状況が、他にも多く存在する。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

本発明の目的は、2つの遠隔端末間の距離が非常に長く、かつ/又は信号対雑音比が極めて小さいときにもロバストな通信が可能な、2つの遠隔端末間で通信するための通信システムを提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0007】

本発明によれば、2つの光学端末間で通信するための光通信システムが提供され、両方の端末では、十分なエネルギーを有する光信号を放射できるようにパワーレーザ光源が用いられる。

【0008】

光電力変換 (Opto-electrical power conversion) の物理学によって、受信される光パワー  $P_{OPT}$  は、光検出器の出力部において  $P_{OPT}$  に比例する電流  $I_{EL}$  に変えられる。電流  $I_{EL}$  は、情報信号の復調に利用できる電気信号パワー

[数1]

$$P_{EL} = (I_{EL})^2$$

をもたらす。光電力変換のこの「二乗則」の性質は、パルスのピークパワーが大きい場合に特に功を奏する。持続時間  $T_{SLOT}$  を有する狭いパルスにおける大きい帯域幅  $BW_{EL}$

【数1】

$$BW_{EL} \approx 0.5/T_{SLOT}$$

に起因する大きな電気雑音パワーが存在しても、電気信号パワーは、電気雑音パワーの線形の増大に勝る二乗則によって増大する。例えば、パルススロットの持続時間を10分の1に短縮すれば、帯域幅  $BW_{EL}$  も同様に同じくほぼ10倍になり、その結果生じる電気雑音パワーの量は10倍になる。一方、電気信号パワー  $P_{EL}$  は100倍になり、この結果、電氣的なSNRの全体の利得は10倍になる。RF技術においては、より狭いスロット内でRF信号のパルスのピークパワーを増大するときには、電気信号パワーは単に線形に増大するだけであり、より大きい帯域幅が必要とされることに起因して電気雑音パワーも同量だけ増大するので、結果的にSNR利得は得られない。

【0009】

本発明によれば、生データ率の増大を促進し、妨害される光チャンネルにおいて従来のPPMチャンネルにおいて伝送可能なデータに比較してより多くのデータを伝送できるようにする新規のパルス位置変調 (PPM) 技術が提供される。

【0010】

適正に設計されれば、この新規のPPM技術を用いて、オン-オフキーイング (OOK (On-Off-Keying)) の場合に可能であるデータ率より大きいデータ率でデータを伝送できる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0011】

以下、本発明及びそのさらなる目的及び優位点をより完全に記述するために、添付の図面に関連して説明を行なう。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 1 2 】

本明細書に関連して用いられる用語は、関連の公報及び特許でも用いられている。しかしながら、これらの用語の使用は単により良い理解のためのものである点は留意されるべきである。本発明に係る考案及びクレームの保護範囲は、これらの用語の特定の選択によってその解釈を制限するものではない。本発明は、別の構成要素を追加することなく、他の概念体系及び/又は専門分野に移行されてもよい。他の専門分野では、これらの用語は適宜適用されるべきである。

## 【 0 0 1 3 】

本明細書を通じて、同一及び同様の構成要素又は特徴のみならず、機能的に同様の構成要素又は特徴には同じ参照数字が用いられる。

10

## 【 0 0 1 4 】

本明細書において光チャンネル(optical channels)というとき、これは無誘導の(un guided)チャンネルを意味する。チャンネルは、リンク又は接続である。アップリンク及びダウンリンクのみならず、第1、第2、等々の用語は単に、読者が本発明をより良くかつより容易に理解できるようにするために用いられる。これらの表現及び用語は、保護の範囲を制限するためのものではない。

## 【 0 0 1 5 】

本発明は、1つのアップリンク送信機が、1つの入力部及び1つの出力部を有するチャンネルを介して、1つのアップリンク受信機と通信するポイントツーポイントの通信システムに関する。本システムは、1つのダウンリンク受信機にデータを通信で送信する1つのダウンリンク送信機をまた備えてもよい。しかしながら、本システムは1つの送信機のみで限定されない。例えば、波長分割多重によってマルチチャンネルの伝送が実現される場合もある。

20

## 【 0 0 1 6 】

以下の各項目において、本発明の基礎を成す概念を提示する。

## 【 0 0 1 7 】

光通信技術。

光チャンネルリンクの性能を、選択された技術の向上によって如何に改善できるかを決定する評価が行われている。リンク性能の向上に関する基準は、従来技術において達成されているリンクマージンと同じリンクマージンを引き続き維持したままで光チャンネルリンクによってサポートされ得るリンク容量の増大(すなわち、増大されたデータ率及び/又は距離)である。リンク容量を増大させると考えられるオプションについて以下の細目で説明する。

30

## 【 0 0 1 8 】

本発明は、新規かつ極めて強力なパルス位置変調技術に関する。以下、これらの様々な技術を明らかにする。

## 【 0 0 1 9 】

短縮されたブランク時間とアルファベットサイズ。

パルス位置変調(PPM)技術におけるブランク時間 $T_{BLANK}$ 及び/又はアルファベットサイズ $M$ を短縮することにより、シンボル周期

40

[数2]

$$T_{SYMB} = T_{BLANK} + M \cdot T_{SLOT}$$

を短縮できる。これにより、光チャンネルリンクを介して転送され得る生データ率

[数3]

$$R_{RAW} = \log_2(M) / T_{SYMB}$$

は増大する。しかしながら、ピーク対平均電力比(peak-to-average power ratio) $T_{SYMB} / T_{SLOT}$ も低減される。これにより、当面の光チャンネルの許容可能な光伝送電力及び経路損失を鑑みると、光チャンネルリンクを介する確実な通信が不可能にされる場合がある(負のリンクマージン)。

## 【 0 0 2 0 】

50

短縮されたスロット時間 .

PPM技術におけるスロット時間 $T_{SLOT}$ を短縮すれば、シンボル周期

[数4]

$$T_{SYMB} = T_{BLANK} + M \cdot T_{SLOT}$$

が短縮される。これにより、光チャンネルリンクを介して転送され得る生データ率

[数5]

$$R_{RAW} = \log_2(M) / T_{SYMB}$$

は増大し、一方、ピーク対平均電力比 $T_{SYMB} / T_{SLOT}$ は、 $T_{BLANK}$ と $M \cdot T_{SLOT}$ との比に依存して増大する。しかしながら、光チャンネルリンクの、 $1 / T_{SLOT}$ に比例する信号帯域幅の増加は、受信機におけるより大きい信号対雑音比(SNR)を必要とする。これにより、また、光チャンネルリンクを介する確実な通信が不可能にされる場合がある(負のリンクマージン)。信号帯域幅 $1 / T_{SLOT}$ の増加による受信機におけるSNRの増大は、 $M \cdot T_{SLOT}$ より小さいブランク時間 $T_{BLANK}$ に関するピーク対平均電力比 $T_{SYMB} / T_{SLOT}$ の増大に勝る。すなわち、 $T_{SLOT}$ を短縮するとリンクマージンは減少する。 $T_{BLANK}$ が $M \cdot T_{SLOT}$ に比較して大きいときは、 $T_{SLOT}$ を短縮するとリンクマージンは増大する。何れの場合も、短縮されたスロット時間 $T_{SLOT}$ を実施する場合の主たる問題点は、光チャンネルリンクのハードウェアの構成要素が、増大された信号帯域幅 $1 / T_{SLOT}$ をサポートしないことにある。

【0021】

D次元のPPM .

特別のPPMビットツーシンボルマッピングを定義することにより、光チャンネルリンクを介して転送され得る生データ率 $R_{RAW}$ を増大してもよい。例えば、差動PPM(Diff-PPM)を用いるときは、連続する2つのパルス間の遅延は $T_{BLANK}$ から $T_{BLANK} + M \cdot T_{SLOT}$ までの範囲であり、変調シンボル $s_m$ は時間ギャップを符号化する。これにより、非一定のシンボル周期 $T_{SYMB}$ は平均して

[数6]

$$T_{BLANK} + M / 2 \cdot T_{SLOT}$$

に等しくなる。達成可能な生のビットレートは、

[数7]

$$R_{RAW, PPM} = \log_2(M) / (T_{BLANK} + M \cdot T_{SLOT})$$

から

[数8]

$$R_{RAW, Diff-PPM} = \log_2(M) / (T_{BLANK} + M / 2 \cdot T_{SLOT})$$

に著しく大きくなる。ブランク時間 $T_{BLANK}$ が小さくなる時、 $R_{RAW, Diff-PPM}$ と $R_{RAW, PPM}$ との間の比は、2まで大きくなり得る。しかしながら、データ依存のシンボル周期 $T_{SYMB}$ は、光チャンネルリンクの送信機及び受信機におけるより複雑な符号化及び復号化をそれぞれ必要とする。また、Diff-PPM復号器は典型的に誤り伝搬に弱いので、Diff-PPMを用いてデータを確実に通信するために必要とされる受信機におけるSNRは、PPMを用いる場合より大きい。最後に、フレームを構成する複数のパルスの大部分は互いにかかなり近接して位置づけられる可能性があり(クラスタリング)、光チャンネルの送信機における増幅器を過負荷にする可能性がある。

【0022】

上記PPM技術に関して説明したこれらの問題点は、概念的には従来のPPMと差動PPMとの間にあるPPM技術を選択することによって回避することができる。図1は、従来の通信リンクの解決方法に用いられるPPM技術(ベースラインPPMと呼ばれる)を示し、持続時間 $T_{SYMB}$ を有するPPMシンボルは、持続時間 $T_{SLOT}$ を有するM個のタイムスロットと、持続時間 $T_{BLANK}$ を有するブランク時間とから構成される。PPMシンボルは、M個のタイムスロットのうちの何れか1つに位置づけられるパルス11を正確に1つ伝送する。従って、光チャンネルリンクの生データ率 $R_{RAW}$ は、

[数9]

10

20

30

40

50

$$R_{RAW} = \log_2(P) / T_{SYMB}$$

になる。ここで、 $P$ はPPMシンボルに組み込まれる異なるパルスパターンの数である。明らかに、このようなパターンは $M$ 個存在し、すなわち、パルス1は1番目のタイムスロット、2番目のタイムスロット、...又は $M$ 番目のタイムスロットに位置づけられる。従って、生データ率 $R_{RAW}$ は

[数10]

$$\log_2(M) / T_{SYMB}$$

に等しくなる。

【0023】

図2は、 $D = 3$ のときの $D$ 次元のPPM技術を示す。この技術におけるPPMシンボルは持続時間 $T_{SYMB}$ を有し、持続時間 $T_{SLOT}$ を有する $S = D \cdot (M + B)$ 個のタイムスロットから構成される。ここで、 $T_{BLANK}$ は $T_{SLOT}$ の倍数、すなわち

[数11]

$$T_{BLANK} = B \cdot T_{SLOT}$$

であると仮定されている。但し、 $B = 0, 1, \dots$ である。PPMシンボルは、可能な $S$ 個のタイムスロットのうち $D$ 個に位置づけられる正確に $D$ 個のパルスを伝送する。ハイパワーの光通信装置等の所定の通信装置は、連続する2つのパルス間の時間が少なくとも $T_{BLANK}$ でなければならず、最後のパルス1はPPMシンボルの終わりから少なくとも $T_{BLANK}$ は離れていなければならないという制約を受ける。長い距離をブリッジするために、又は妨害が生じた場合に受信機側で十分な光パワーが受信されることを保証するためにハイパワーのレーザが用いられるので、この制約は本発明に係る送信機にも与えられる。従って、光チャンネルリンクの生データ率 $R_{RAW}$ は、

[数12]

$$R_{RAW} = \log_2(P) / T_{SYMB}$$

になる。但し、

【数2】

$$P = \binom{D \cdot M}{D}$$

及び

[数13]

$$T_{SYMB} = D \cdot (M + B) \cdot T_{SLOT}$$

である。

【0024】

$D = 1$ を選択すると、図1に示す通信リンクのベースラインの解決方法であるPPM技術になり、 $P = M$ である。次元 $D$ を大きくすると、生データ率 $R_{RAW}$ は $D$ に対して単調増加する。最終的に、差動PPM技術の生のビットレートは、 $D$ が無限大に近づくときに達成される。このPPM技術の明らかな優位点は、PPMシンボルが一定でデータに対して独立のシンボル持続時間 $T_{SYMB}$ を有すること及び復号器が誤り伝搬に害されないことにある。連続する複数のパルスのクラスタリングは、パラメータ $D$ 及び $B$ を正しく選択することによって完全に制御される。最後に、光チャンネルリンクの信号帯域幅は変更されず、すなわち、データ率の増大はリンクハードウェアを変更することなく、かつさらには上記リンクを介して確実に通信するために必要な受信機のSNRを大幅に大きくすることなく達成される。

【0025】

オーバーラップするパルスと組み合わせられたPPM。

上述したように、PPM技術におけるスロット時間 $T_{SLOT}$ を短縮すると、シンボル周期

[数14]

$$T_{SYMB} = T_{BLANK} + M \cdot T_{SLOT}$$

10

20

30

40

50

が短くなり、光チャンネルリンクを介して転送され得る生データ率

[数15]

$$R_{RAW} = \log_2(M) / T_{SYMB}$$

は増大する。しかしながら、光チャンネルリンクの信号帯域幅の増大は、光チャンネルリンクに用いられるパルスの幅  $T_{PULSE}$  を一定に保つことによって回避することができる。これにより、図3に示すように、持続時間  $T_{SYMB}$  を有するPPMシンボルにおけるM個のタイムスロットのうちの何れかに属する複数のパルス11の形状は、互いにオーバーラップする。この例示的なPPMシンボルでは、 $T_{SLOT}$  と  $T_{PULSE}$  との間の比は  $1/3$  である。 $T_{PULSE}$  より小さいスロット時間  $T_{SLOT}$  を用いる光チャンネルリンクの生データ率  $R_{RAW}$  は、やはり  $\log_2(M) / T_{SYMB}$  である。データ率の増大は、最大で上記割合  $T_{PULSE} / T_{SLOT}$  に等しい。この最大値は、 $T_{BLANK} = 0$  のときに達成される。従って、オーバーラップするパルスと組み合わせられたPPM技術を用いることは、同じシステム帯域幅の光チャンネルリンクにおいて生データ率を途方もなく増大させ、すなわち、ハードウェアは、より大きい信号帯域幅をサポートするより強力な構成要素で置き換えられてはならない。従って、オーバーラップするパルスと組み合わせられたPPM技術は、本発明の目的にとって好ましいPPM技術である。本明細書に提示している他のPPM技術及び実施形態は何れも、オーバーラップするパルスと組み合わせられたこのPPM技術の上に構築されるもの、又は上記PPM技術から導出されるものである。

10

【0026】

20

しかしながら、特定のタイムスロットに対応するパルス11は、当該タイムスロットに隣接するスロットとオーバーラップするので、リンクを介して確実に通信するために必要な受信機のSNRは大きくなる。隣接するパルスの正確な位置の検出において誤りの発生を克服する方法は、非対称の前方誤り訂正(FEC(Forward Error Correction))符号化技術(集合分割(set partitioning)、マルチレベル符号化)の適用であり、これは、PPMシンボルにおける特定のパルスの近傍のパルスをラベリングするビットを、より遠く離れたタイムスロット内のパルスをラベリングするビットより強く保護するものである。従って、本発明の好ましい一実施形態では、オーバーラップするパルスと組み合わせられたPPM技術は非対称のFEC符号化技術と共に用いられる。

【0027】

30

オーバーラップするパルスと組み合わせられたD次元のPPM。

別の実施形態では、オーバーラップするパルスを用いるPPM技術が上述のD次元のPPMと組み合わせられる。この組合せを図4に示す。これにより、生データ率はさらに増大する。

【0028】

振幅変調と組み合わせられたPPM。

本発明のさらに別の実施形態は、別の方策を用いて実施される。この方策は、光チャンネルリンクの容量を高めるために提案されるものであり、すなわち、前の項目で紹介したオーバーラップするパルスと組み合わせられたPPM技術に振幅変調(AM)を組み合わせるものである。ここで、PPMシンボル内の各パルス11は、 $A = 1, 2, \dots$ の振幅レベルをとることができる。図5は、 $A = 2$ の振幅変調(AM)と組み合わせられた、通信リンクのベースラインの解決方法に用いられるPPM技術を示す。従って、光チャンネルリンクの生データ率  $R_{RAW}$  は、

40

[数16]

$$R_{RAW} = \log_2(A \cdot M) / T_{SYMB}$$

になる。

【0029】

しかしながら、上述したオーバーラップパルス技術と組み合わせられたPPMと同様に、振幅変調されたパルスは検出誤りが生じやすいので、リンクを介して確実に通信するために必要な受信機におけるSNRは高まる。先の手法と同様に、隣接するパルスの正確な

50

位置の検出において誤りの発生を克服する方法は、非対称の前方誤り訂正 (FEC) 符号化技術の適用であり、これは、PPMシンボルにおける特定のパルスの近傍のパルスをラベリングするビットを、より遠く離れたタイムスロット内のパルスをラベリングするビットより強く保護するものである。

【0030】

振幅変調と組み合わせられたD次元のPPM。

図6に示すように、上述したD次元のPPMも同じく、振幅変調 (AM) と組み合わせることができる。図6は、 $A = 2$  のときのAMと組み合わせられた3次元のPPMを示す。従って、光チャンネルリンクの生データ率  $R_{RAW}$  は、

[数17]

$$R_{RAW} = \log_2(P) / T_{SYMB}$$

になる。但し、

【数3】

$$P = A^D \cdot \binom{D \cdot M}{D}$$

及び

[数18]

$$T_{SYMB} = D \cdot (M + B) \cdot T_{SLOT}$$

である。

【0031】

$D = A = 1$  を選択すると、図1に示す通信リンクの従来の解決方法であるPPM技術がもたらされ、 $P = M$  である。このPPM技術は、D次元のPPMの優位点 (一定のシンボル持続時間  $T_{SYMB}$ 、誤り伝搬がないこと、パルス11の制御されたクラスタリング、一定の信号帯域幅) と振幅変調によるデータ率の向上とを組み合わせる。

【0032】

以下、これらの考慮事項の一部として、別の適切な本発明に係るPPM変調技術を提示する。

【0033】

振幅変調及びオーバーラップするパルスと組み合わせられたD次元のPPM。

図7に示すように、現時点で好ましい一実施形態では、振幅変調と組み合わせられたD次元のPPMと、オーバーラップするパルスと組み合わせられたPPMとの組み合わせが用いられ、これにより、生データ率がさらに大きくなる。

【0034】

本発明に基づく手法の利点の一例として、通常の一次元のPPMではなく、 $A = 4$  のときの振幅変調及び  $T_{PULSE} / T_{SLOT} = 4$  のときのオーバーラップするパルスと組み合わせられたD次元のPPMを用いた結果としてもたらされる光チャンネルリンクの生データ率の改善は、 $175 \text{ Mbps} / 40 \text{ Mbps} - 1 = 337\%$  と計算することができる。これは、生データ率の3倍以上の改善を達成できることを意味する。

【0035】

この本発明に係るPPM変調技術による様々な効果的な方法は、請求項1から13までに記載されている。

【0036】

実施例 (実施形態)。

次に、本発明の基本的な機能を第1の実施形態のコンテキストにおいて説明する。図8は、レーザ通信システムの実施形態を概略的に示す。本図から分かるように、レーザ通信システム10は、第1及び第2の送受信機20, 30の間に当2つの光チャンネルA, Bを確立するために、第1の送受信機20と第2の送受信機30とを備える。

【0037】

図9は、上記レーザ通信システムを詳述したものである。本発明によれば、第1の送受

10

20

30

40

50

信機 20 は、符号器 29 により符号化された複数の光パルス位置変調信号を上記光チャンネルのうちの第 1 のチャンネル A に送信するためのレーザ光源 22 を有する第 1 の送信機 T1 を備える。さらに、第 1 の送受信機 20 は、フォトダイオード等の光子検出器 35 と、PPM 復調器と PPM 検出器 40 とを含む、複数の PPM シンボルを受信するための受信機 R1 を備える。また、図 8 が示す第 2 の送受信機 30 は、符号器 29' により符号化された複数の光パルス位置変調信号を第 2 の光チャンネル B に送信するためのレーザ光源 22' を有する第 2 の送信機 T2 を備える。さらに、第 2 の送受信機 30 は、フォトダイオード等の光子検出器 35' と、PPM 復調器と、PPM 検出器 40' とを含む PPM シンボルを受信するための受信機 R2 を備える。

【0038】

以下、システム 10 の主要な構成要素について説明する。

【0039】

PPM 符号器 29 / 29' の実装 .

図 10 は、送信機 T1 / T2 における PPM 符号器 29 / 29' の一般的な実装を示す。複数のデータビットをグループ分けすることにより、一連のインデックス (インデックス列)  $c$  を生じさせる。ビットインタリーブ 21 において、各インデックス  $c$  は、置換関数  $p(\cdot)$  を用いて新しいインデックス値  $p(c)$  にマッピングされる。最後に、置換された各インデックス  $p(c)$  は、 $D$  次元の PPM シンボル内の  $D$  個のパルス位置を示すシンボルインデックス集合  $\{s_1, s_2, \dots, s_D\}$  にマッピングされる。このマッピングは、シンボルマップ 23 によって実現される。

【0040】

本発明によれば、PPM シンボル内のパルス 11 の位置 (タイムスロット) の総数は  $S = D \cdot (M + B)$  である。但し、 $B$  はブランクタイムスロットの数である。従って、シンボルインデックス  $s_i$  はアルファベット  $\{0, 1, \dots, S - 1\}$  からの値をとることになる。ここで、位置のカウントは 0 から始まる。パルス 11 の位置の配置として可能性のあるものの数  $P$  は、

【数 4】

$$P = \binom{D \cdot M}{D}$$

である。

【0041】

従って、インデックス  $c$  のみならず  $p(c)$  は、アルファベット  $\{0, 1, \dots, P - 1\}$  からの値をとることになる。実際には、光チャンネルの送信機は、 $c$  のアルファベットサイズのみならず  $p(c)$  のアルファベットサイズを 2 の累乗であるように制限する。この場合、複数のデータビットはインデックス  $c$  に、容易にマッピングされる。

【0042】

PPM が  $A$   $M$  と組み合わせられる場合、 $A$  個の振幅レベルを符号化する最も容易な方法は、単に符号化されるべき複数のデータビットのうちの幾つかを取り込んで、振幅レベルを直接的に変調するというものである。この方法は、 $A$  が 2 の累乗である限り効果がある。

【0043】

PPM 検出器 40 / 40' の実装 .

図 11 は、光チャンネルの受信機における PPM 検出器 40 / 40' の一般的な実装を示す。このオールデジタル検出器は、光チャンネルの送信機において PPM 符号器により符号化された複数のビットに関する複数の対数尤度比 (LLRs (log-likelihood ratios)) を提供する。下記の項目では、その構成要素について説明する。この検出器を本発明に係る任意の PPM 技術へ適用できる点は、留意されるべきである。

【0044】

通信リンクのアルゴリズム的記述 .

本項では、レーザ通信システム 10 の通信サブシステムの機能ブロックをアルゴリズム

10

20

30

40

50

レベルで説明する。完全なシステム 10 の機能ブロックについては、先項で紹介した。図 12 及び 13 は、通信リンクの機能ブロックをアルゴリズムレベルで示している。

【0045】

通信サブシステムはポイントツーポイントの通信を実行する。すなわち、1つの送信機 T1 又は T2 は、データを、1つの入力と1つの出力とを有するチャンネル A 又は B を介して1つの受信機 R1 又は R2 に通信で送信する。通信送信電子回路は、アルファベット {0, 1} からの複数のデータビット  $b_n$  をアルファベット {0, 1, ..., S-1} からの複数のシンボル  $s_i$  にマッピングし、各シンボル  $s_i$  にアナログ波形  $s(t)$  を割り当てる。このマッピングには、FEC 符号器 26、ビットインタリーバ 21、シンボルマップ 23 及びフレーム発生器 24 が関与する。波形  $s(t)$  はレーザ変調器電子回路上のレーザドライバ回路を変調し、これにより、レーザダイオードマウント上のレーザダイオード 22 / 22' が駆動される。レーザダイオード 22 / 22' の出力信号は光ファイバ増幅器 (OFA (Optical Fiber Amplifier)) によって増幅され、これにより最終的に通信リンクの光出力信号が提供される。

10

【0046】

通信リンクで情報を伝送するためのこの変調技術は、本願の先行する項目で説明した様々な本発明に係るパルス位置変調 (PPM) 技術のうちの1つである。

【0047】

送信機の機能ブロック。

本項では、本発明に係るレーザ通信システムの通信リンクの送信機セクションの主要な機能ブロックについて、図 12 を参照して説明する。

20

【0048】

FEC 符号器 26。

本通信リンクは、データストリームに冗長性を加えることによって複数のデータビット  $b_n$  を複数の符号ビット  $c_n$  に符号化する前方誤り訂正 (FEC) 技術を実施する。これにより、受信機 R1 又は R2 における伝送誤りを検出し補正できるようになる。本発明によれば、設計の時間及びリスクを最小限に抑えるターボプロダクトコード (Turbo product code) の IP コアが好ましい。図 14 は、FEC 技術におけるこのクラスの符号器の一例を示す。

【0049】

ビットインタリーバ 21。

レーザ通信システムの送信機 T1 / T2 と受信機 R1 / R2 との間の光チャンネルは、例えば、空気中の乱気流に起因する大気フェージング (atmospheric fades) による被害を受ける。すなわち、受信機における SNR は、確実な通信に必要な最低レベルより小さくなりうる。振幅のフェージングは、光リンクバジェットがこのフェージングを十分に考慮していない限り、通信リンクの性能をひどく損なう可能性がある。しかしながら、利用可能な光伝送パワーの場合はそうはならない。そうではなく、フェージングは、十分な長さの符号ビットシーケンス {  $c_n$  } をインデックス置換関数  $(n)$  を用いてシャッフルするビットインタリーバ 21 を用いて平均される。すなわち、インタリーブの後、符号化されたビットは順序を変えられて、シーケンス {  $c_{(n)}$  } にされる。

30

40

【0050】

シンボルマッピング 23。

図 12 に示す通信リンクの送信機ブロックにおけるシンボルマップ 23 は、アルファベット {0, 1} からのインタリーブされた複数の符号化されたビット  $c_{(n)}$  を、アルファベット {0, 1, ..., S-1} からの複数のシンボル  $s_i$  にマッピングする。シンボル  $s_i$  は、シンボル周期  $T_{SYMB}$  内のレーザパルス 11 の位置を示す。

【0051】

フレーム発生器 24。

図 12 に示す通信リンクブロック図の送信機におけるフレーム発生器 24 のブロックは、 $i = 1, 2, \dots, L_{DATA}$  であるシンボル  $s_i$  のシーケンスを取り込み、フレームの

50

、長さ  $L_{DATA}$  を有するペイロードセクションの前後に別のシンボルを追加することにより、受信機が当該フレームを検出及び識別することを援助する。図 15 は、光チャンネルリンクに適用されるフレームフォーマットを示す。

#### 【0052】

受信機の複数の機能ブロック。

本項では、図 13 に示すレーザ通信システムの受信機の主要な機能ブロックについて説明する。

#### 【0053】

アバランシェフォトダイオード 35 / 35'。

図 13 における受信機チェーンの第 1 の構成要素は、受信機フロントエンド電子回路上の ADP-TIA モジュール 35 / 35' である。ADP-TIA モジュール 35 / 35' は、トランスインピーダンス増幅器 (TIA (trans-impedance amplifier)) と結合されたアバランシェフォトダイオード (APD (avalanche photo diode)) である。APD-TIA モジュールは、受信される光パワーを電力に変換する。

#### 【0054】

低雑音増幅器 36 及び可変利得増幅器 37。

受信機フロントエンド電子回路上の低雑音増幅器 (LNA) 36 及び可変利得増幅器 (VGA) 37 は、受信信号の電圧を増幅する。VGA の増幅 (又は減衰) は、受信機デジタル電子回路のフィールドプログラマブルゲートアレイ (FPGA) 上で実行されるソフトウェアを介して制御可能である。このソフトウェアは、受信信号を、当該受信信号をサンプリングするアナログ/デジタル変換器 (ADC) 31 のダイナミックレンジに適應させる。

#### 【0055】

アンチエイリアシングフィルタ 39 及びアナログ/デジタル変換器 (ADC) 31。

VGA 37 と ADC 31 との間には、サンプリング中に生じるエイリアシングを最小限に抑えるアンチエイリアシングフィルタ 39 が存在する。ADC 31 のサンプル周波数は、光チャンネルリンクのスロット時間  $T_{SLOT}$  に関連するものである必要はなく、受信信号の信号帯域幅の少なくとも 2 倍であるだけでよい。

#### 【0056】

フレーム及びシンボル検出器 32, 33。

図 11 は、受信機プロセスチェーン (図 13 参照) におけるフレーム及びシンボル検出器 32 及びシンボルデマッパ 33 のブロック図を示す。このブロック 32 がなければ、受信信号を適正かつ確実に処理することは不可能であると思われるので、フレーム及びシンボル検出器 32 は本発明の必須の構成要素である。この 2 つのブロック 32 及び 33 は、受信機デジタル電子回路の FPGA 上のデジタル領域に完全に実装される。フレーム及びシンボル検出器ブロック 32 の出力信号  $r(i)$  は、時間  $i \cdot T_{SLOT}$  のタイムスロットにおいて受信された信号がパルス 11 を含んでいたかどうかの尤度に関する情報を含む。シンボルデマッパ 33 の出力における対数尤度比 (LLR)  $L_n$  は、受信された信号が情報を含むときの、インデックス  $n$  を有する符号ビット  $c_n$  が各々 0 又は 1 であった尤度の対数の比である。

#### 【0057】

パルス検出及びスロット時間回復アルゴリズム。

フレーム及びシンボル検出器ブロック 32 の最も重要なタスクは、パルス 11 の検出及びスロット時間回復のアルゴリズムにある。この機能部分の目的は、受信されるパルス 11 を最小の誤り確率で検出できるように整合フィルタリングを実行し、ローカルなスロット時間が送信機のスロット時間と等しくなるように、受信されるパルスと整合フィルタパルステンプレートとの位相差 (この場合は時間遅延) を追跡することにある。図 11 は、複数の整合フィルタ 41 と、複数の位相検出器 44 と、複数のダウンサンプラと、複数のサンプル合成器と、低域通過フィルタと、積分器と、最後のサンプル制御ブロックとから構成される最も重要なパルス検出及びスロット時間回復アルゴリズムブロックを示す。フ

10

20

30

40

50

フレーム及びシンボル検出器ブロックに実装されるこのパルス検出及びパルススロット時間回復アルゴリズムは、整合フィルタのインパルス応答  $h(n)$  及び位相検出器のインパルス応答  $g(n)$  を ADC 31 のサンプル周期より遙かに短い遅延分解能  $t$  でシフトできることを要求する。この機能を実装するものとして考えられる 1 つの方法は、インパルス応答  $h_t(n)$  及び  $g_t(n)$  を有する整合フィルタ 41 及び位相検出器 44 のバンクを、様々な  $t$  に関してインスタンス化（事例化）することである。サンプリングされた受信信号をフィルタバンク内の全てのフィルタで濾波した後、所望される  $t$  に従って正しい出力が選ばれる。しかしながら、ADC サンプル周期の約 10 分の 1 であるべき要求される遅延分解能でこのフィルタバンクを実装することは、消費されるハードウェアリソースが大量であるので極めて困難である。代わりに、フィルタバンクはインパルス応答  $h_t(n)$  及び  $g_t(n)$  線形近似を用いて実装される。

10

[数 19]

$$h_t(n) = a(n) + b(n) \cdot t$$

[数 20]

$$g_t(n) = c(n) + d(n) \cdot t$$

この近似は、整合フィルタのインパルス応答  $a(n)$  及び  $b(n)$  及び位相検出器のインパルス応答  $c(n)$  及び  $d(n)$  を有する 4 つのフィルタの実装を必要とするだけである。達成可能な遅延分解能  $t$  は任意の小ささであり、フレーム及びシンボル検出器ブロック 32 の FPG A 実装における有限ワード幅演算（finite word width arithmetic）によってのみ制限される。

20

【0058】

利得制御アルゴリズム。

フレーム及びシンボル検出器ブロック 32 の第 1 のタスクは、受信機電子回路上の V G A 37 の利得の制御である。この機能部分の目的は、受信信号のピークが ADC 31 の動作範囲に適合する所定の電圧範囲内にあると確認することにある。

【0059】

プリアンブル検出アルゴリズム。

プリアンブル検出アルゴリズムの目的は、受信信号サンプル内の伝送フレームのプリアンブル 12 を発見し送信機 T 1 / T 2 と受信機 R 1 / R 2 との間の粗いスロット時間同期を確立することにある。図 11 は、プリアンブルフィルタバンクとプリアンブル検出器とを備えた最も重要なプリアンブル検出アルゴリズムのブロックを示す。

30

【0060】

シンクワード（syncword。同期ワードともいう。）検出アルゴリズム。

シンクワード検出アルゴリズムの目的は、受信信号サンプル内の伝送フレームのシンクワード 13 を発見することにある。図 11 は、このシンクワード検出アルゴリズムを単一のブロックとして示す。

【0061】

シンボルデマッパ 33。

図 11 は、図 13 に提示する受信機プロセスチェーンの一部であるシンボルデマッパ 33 を示す。シンボルデマッパ 33 は、時間  $i \cdot T_{SLOT}$  のタイムスロットにおける受信信号がパルス 11 を含んでいたかどうかの尤度に関する情報を含むフレーム及びシンボル検出器ブロック 32 の出力サンプル  $r(i)$  を処理する。複数のサンプル  $r(i)$  のインデックスカウンタ  $i = 0, 1, \dots$  は、ヘッダ 14 の受信直後のフレームのペイロード 15 の受信とともに開始する。

40

【0062】

ビットデインタリーバ 34 及び F E C 復号器。

図 13 に示された受信機プロセスチェーンにおけるビットデインタリーバ 34 は、シンボルデマッパ 33 から提供される複数の LLR である  $L_n$  を、置換関数  $f^{-1}(n)$  に従って順序付ける。この関数は、光チャンネルリンクの送信機内のビットインタリーバ 11 によって用いられる置換関数  $f(n)$  の逆数である。

50

## 【 0 0 6 3 】

図 1 3 の受信機プロセスチェーンにおける F E C 復号器は、ターボプロダクトコード ( T P C ( Turbo Product Code ) ) 符号化された複数のデータビット  $b_n$  を繰り返し復号して復号された複数のデータビット  $v_n$  をもたらすための、「商用オフザシェルフ」( C O T S ( Commercial-Off-The-Shelf ) ) ソフトウェアの I P コアであってもよい。実行に当たって、上記コアは、シンボルデマッパ 3 3 によって ( デインタリーブの後に ) 提供される、複数の符号ビット  $c_n$  に関する複数の L L R を要求する。

## 【 0 0 6 4 】

適用可能性の分野 .

本発明に係る通信システムは、衛星間リンク、空対空又は深宇宙通信等の異なる種類のリンクに用いられてもよい。

10

## 【 0 0 6 5 】

宇宙船への適用 .

本項では、光通信システムの送信機の宇宙船における実装について説明する。宇宙船の電子回路は飛行に適したものでなければならぬので、この実装は地上での適用とは異なる。何れにしても、宇宙船の送信機に実装されるアルゴリズム的機能は同じである。本発明の一実施形態によれば、光通信リンクの受信機は地上に位置づけられる。図 1 6 は、光通信システムのための宇宙船電子回路を示すブロック図である。

## 【 0 0 6 6 】

電源 ( P S ) 5 5 は、宇宙船により供給される供給電圧を、通信送信電子回路 ( C T E ) 5 7 及びレーザ変調器電子回路 ( L M E ) 5 6 に必要な電圧に変換する。光リンクにより伝送されるべきデータは、リンク送信機の要求を満たすのに十分なデータ率 ( 数十 M b p s ) をもたらすユーザデータインタフェース 5 1 を介して送信機に提供される。送信機は、ターミナルコントロール ( T E C O ( T E r m i n a l C O n t r o l ) ) インタフェース 5 8 を介して構成される。

20

## 【 0 0 6 7 】

C T E 5 7 は、送信機 T 1 / T 2 の制御及び信号処理機能の全てを実装する F P G A を含む。F P G A は、シリアル送信データストリームを送信データインタフェース 5 9 を介して L M E 5 6 に転送する。これは、レーザダイオードモジュール 5 2 上のシードレーザダイオード 2 2 / 2 2 ' を駆動することによって行われ、これにより、マルチワットの複数のレーザパルスを出力する光ファイバ増幅器 ( O F A ) 5 3 を駆動する。L M E 5 6 は、C T E 5 7 上の F P G A により、レーザ変調器制御インタフェース 6 0 を介して制御され、モニタリングされる。

30

## 【 0 0 6 8 】

他の応用分野 .

本発明によれば、アップリンクのレーザビーコンが深宇宙の衛星によって追跡されるアクティブなビーコンアシストの捕獲 / 追跡アプローチが用いられてもよい。

## 【 0 0 6 9 】

また本明細書に提示している本発明は、とりわけ惑星間リンク、編隊飛行 ( 空対空 ) 、惑星軌道と衛星 < - > 地上との間の衛星間リンク、衛星 < - > 空中輸送手段の各シナリオを含む太陽系における宇宙通信にも極めて適している。この場合の「地上」とは、地上における固定局及び移動局の両方を含む。

40

## 【 0 0 7 0 】

また本発明は、チャンネルが雲又は霧により乱される状況においても極めてロバストであるので、大気圏内又は大気圏を横断する通信に用いられることも可能である。

## 【 0 0 7 1 】

本発明に係る装置のこれらの態様又は他の態様は、装置クレームである請求項 1 4 から 2 8 に網羅されている。

## 【 図面の簡単な説明 】

## 【 0 0 7 2 】

50

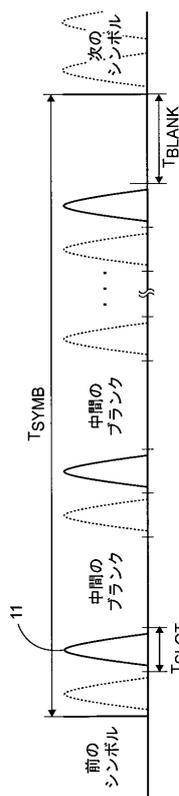
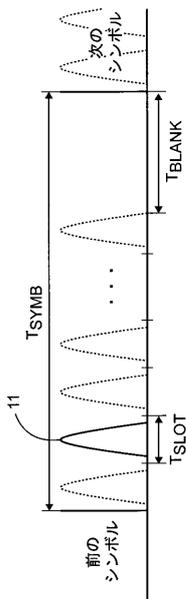
- 【図1】通信リンクに用いられる従来のパルス位置変調技術である。
- 【図2】本発明に係る、 $D = 3$  の場合の  $D$  次元のパルス位置変調技術である。
- 【図3】本発明に係る、オーバーラップする複数のパルスと組み合わせられたパルス位置変調技術である。
- 【図4】本発明に係る、 $T_{PULSE} / T_{SLOT} = 2$  のときのオーバーラップする複数のパルスと組み合わせられた3次元のパルス位置変調である。
- 【図5】本発明に係る、 $A = 2$  のときの振幅変調と組み合わせられたパルス位置変調技術である。
- 【図6】本発明に係る、 $A = 2$  のときの振幅変調と組み合わせられた3次元のパルス位置変調である。
- 【図7】本発明に係る、 $A = 2$  のときの振幅変調及び  $T_{PULSE} / T_{SLOT} = 2$  のときのオーバーラップする複数のパルスと組み合わせられた3次元のパルス位置変調である。
- 【図8】本発明の第1の実施形態に係る通信システムを示す概略図である。
- 【図9】本発明の第1の実施形態に係る通信システムを示す概略図である。
- 【図10】本発明に係るパルス位置変調符号器の一般的な実装である。
- 【図11】本発明に係るフレーム及びシンボル検出器を示すブロック図である。
- 【図12】本発明に係る通信リンクの送信側のアルゴリズムレベルの機能ブロックである。
- 【図13】本発明に係る通信リンクの受信側のアルゴリズムレベルの機能ブロックである。
- 【図14】本発明に係る符号器の基本的な構成である。
- 【図15】本明細書で用いられるフレームの定義である。
- 【図16】本発明に係る、宇宙空間への適用で用いられる光通信システムのための宇宙船電子回路を示すブロック図である。

10

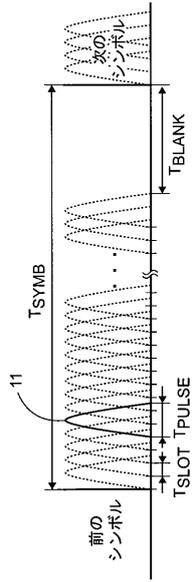
20

【図1】

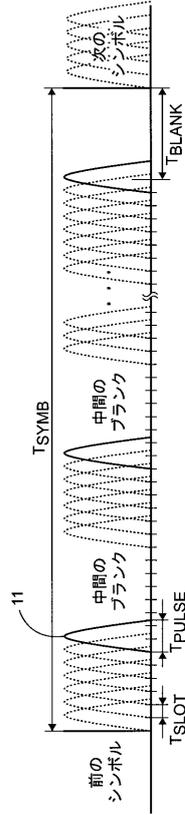
【図2】



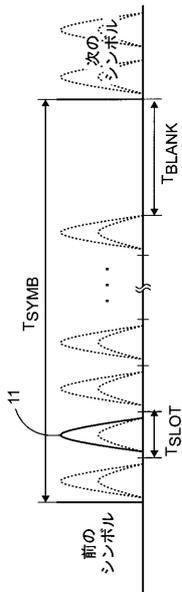
【図 3】



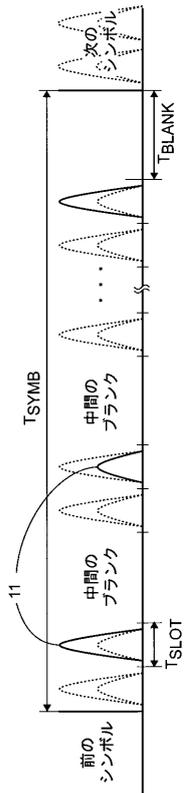
【図 4】



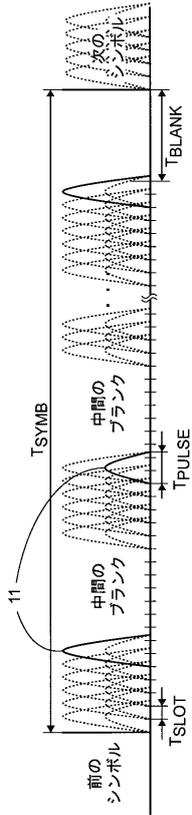
【図 5】



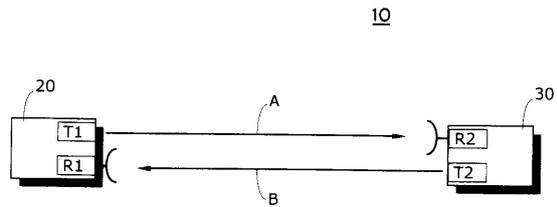
【図 6】



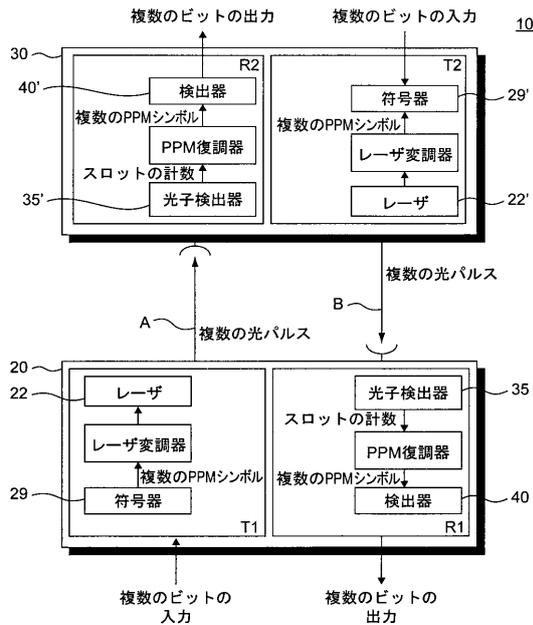
【 図 7 】



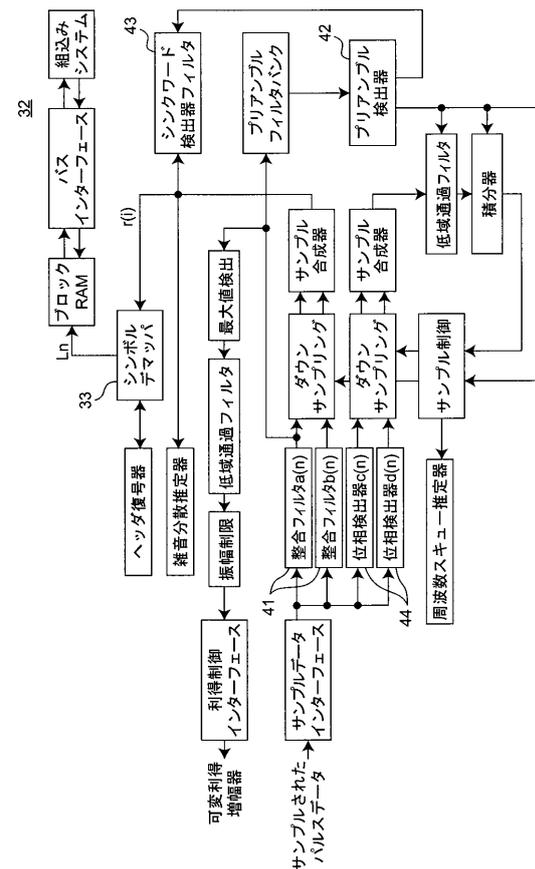
【 図 8 】



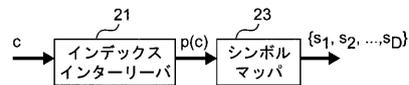
【 図 9 】



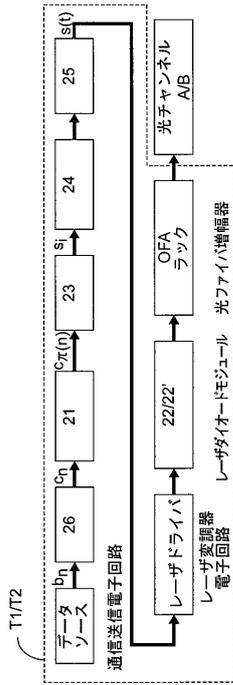
【 図 1 1 】



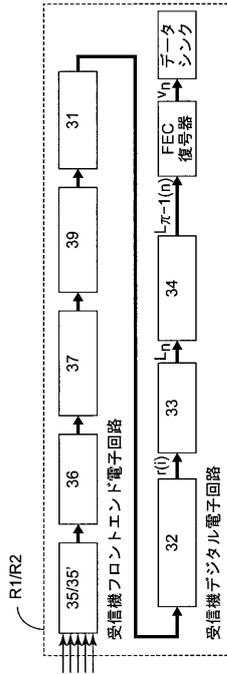
【 図 1 0 】



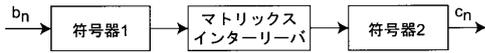
【図 1 2】



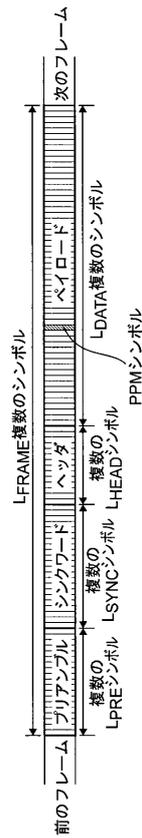
【図 1 3】



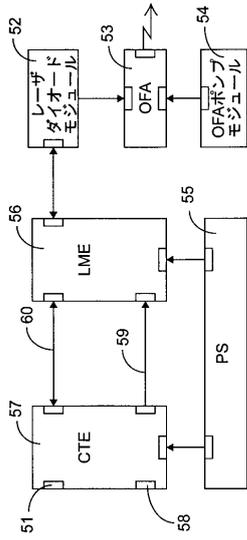
【図 1 4】



【図 1 5】



【図16】



## フロントページの続き

(51) Int.Cl. F I  
H 0 4 B 10/22 (2006.01) H 0 4 L 25/49 J  
H 0 4 B 10/105 (2006.01)  
H 0 4 B 10/10 (2006.01)  
H 0 4 B 10/02 (2006.01)  
H 0 4 B 10/28 (2006.01)  
H 0 4 B 10/26 (2006.01)  
H 0 4 B 10/14 (2006.01)  
H 0 4 L 25/49 (2006.01)

審査官 工藤 一光

(56) 参考文献 特表 2005 - 516542 (JP, A)  
特開 2002 - 290333 (JP, A)  
特開 2001 - 320333 (JP, A)  
特表 2005 - 516543 (JP, A)  
特表 2005 - 516541 (JP, A)

(58) 調査した分野(Int.Cl., DB名)

H 0 4 B 1 0 / 0 0 - 1 0 / 2 8  
H 0 4 J 1 4 / 0 0 - 1 4 / 0 8  
H 0 4 L 2 5 / 0 0 - 2 5 / 6 6  
H 0 1 S 5 / 0 0 - 5 / 5 0