

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6366692号
(P6366692)

(45) 発行日 平成30年8月1日(2018.8.1)

(24) 登録日 平成30年7月13日(2018.7.13)

(51) Int.Cl. F I
HO4J 14/02 (2006.01) HO4J 14/02 198

請求項の数 20 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2016-514100 (P2016-514100)	(73) 特許権者	511288153
(86) (22) 出願日	平成26年5月15日 (2014.5.15)		ゼットティーイー (ユーエスエー) インコーポレーテッド
(65) 公表番号	特表2016-524387 (P2016-524387A)		アメリカ合衆国 07960 ニュージャージー州, モリスタウン, スイート 160, マディソン アベニュー 55
(43) 公表日	平成28年8月12日 (2016.8.12)	(74) 代理人	100091096
(86) 国際出願番号	PCT/US2014/038254		弁理士 平木 祐輔
(87) 国際公開番号	W02014/186610	(74) 代理人	100105463
(87) 国際公開日	平成26年11月20日 (2014.11.20)		弁理士 関谷 三男
審査請求日	平成27年12月22日 (2015.12.22)	(74) 代理人	100101063
(31) 優先権主張番号	61/824,324		弁理士 松丸 秀和
(32) 優先日	平成25年5月16日 (2013.5.16)	(74) 代理人	100162330
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 広瀬 幹規

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ハーフサイクル化直交周波数分割多重送信及び受信

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

光直交周波数分割多重信号 (OFDM) 信号を送信する方法において、
データを OFDM シンボルの第 1 セットに変調するステップであって、前記第 1 セットの各前記 OFDM シンボルは複数の副搬送波を含み、前記複数の副搬送波のうち 1 つおきの副搬送波にマッピングされるデータはゼロにセットされ、残りの前記副搬送波はデータによって変調され、前記複数の副搬送波のうち少なくとも 1 つは 3 つ以上の取り得る位相値から選択された位相値を有する、ステップと、
前記第 1 セットの OFDM シンボル間にトレーニングシーケンスを挿入して、OFDM シンボルの第 2 セットを形成するステップであって、前記トレーニングシーケンスは受信器における同期を実施するためのものである、ステップと、
前記 OFDM シンボルの第 2 セットを時間ドメインに変換するステップであって、前記第 2 セットの各前記 OFDM シンボルはシンボル期間 T を有する、ステップと、
T / 2 の期間の間、前記第 2 セットの各 OFDM シンボルのハーフサイクルのみで前記データを送信するステップと、
 を含む方法。

【請求項 2】

前記ハーフサイクルは、前記シンボル期間の前半である、請求項 1 記載の方法。

【請求項 3】

前記シンボル期間の後半に別の OFDM シンボルのハーフサイクルを送信するステップ

を更に含む請求項 2 記載の方法。

【請求項 4】

前記前半は、前記後半に対して時間的に先行する、請求項 3 記載の方法。

【請求項 5】

前記ゼロにセットされるデータにマッピングされる副搬送波は、前記 OFDM シンボルの偶数副搬送波である、請求項 1 記載の方法。

【請求項 6】

前記ゼロにセットされるデータにマッピングされる副搬送波は、前記 OFDM シンボルの奇数副搬送波である、請求項 1 記載の方法。

【請求項 7】

送信の前に、前記 OFDM 信号の第 2 セットをローパスフィルタによってフィルタリングするステップを更に含む請求項 1 記載の方法。

【請求項 8】

直交周波数分割多重 (OFDM) 送信装置において、

OFDM シンボルの第 1 セットを生成するシンボル生成モジュールを備え、

前記第 1 セットの各 OFDM シンボルの周波数領域表現は、データが変調される副搬送波の第 1 のセットと、ゼロにセットされるデータがマッピングされる副搬送波の第 2 のセットとから構成され、前記第 1 のセットの副搬送波と、前記第 2 のセットの副搬送波とは、周波数領域で交互になり、前記第 1 のセットおよび前記第 2 のセットの副搬送波のうち少なくとも 1 つの副搬送波は、3 つ以上の取り得る位相値から選択された位相値を有し、

前記第 1 セットの各 OFDM シンボルの時間領域表現は、第 1 の時間間隔の前半サイクルと、前記前半サイクルに続く、前記第 1 の時間間隔と同じ期間の第 2 の時間間隔の後半サイクルとから構成され、

前記装置はさらに、前記第 1 セットの OFDM シンボル間にトレーニングシーケンスを挿入して、OFDM シンボルの第 2 セットを形成するトレーニングシーケンス挿入器であって、前記トレーニングシーケンスは受信器における同期を実施するためのものである、トレーニングシーケンス挿入器を備え、

前記装置はさらに、前記第 2 セットの各 OFDM シンボルの前記前半サイクルを送信する送信モジュールを備える、装置。

【請求項 9】

前記副搬送波の第 1 のセットは、前記第 1 セットの各 OFDM シンボルの奇数副搬送波から構成される、請求項 8 記載の装置。

【請求項 10】

前記副搬送波の第 1 のセットは、前記第 1 セットの各 OFDM シンボルの偶数副搬送波から構成される、請求項 8 記載の装置。

【請求項 11】

光直交周波数分割多重 (OFDM) 信号を受信する方法において、

OFDM シンボルの第 1 セットのハーフサイクルを受信するステップであって、前記第 1 セットの各 OFDM シンボルのシンボル期間を T として、各前記ハーフサイクルは $T/2$ の期間を有し、前記 OFDM シンボルの第 1 セットは、トレーニングシーケンスと、データが変調される OFDM シンボルの第 2 セットとを有する、ステップ、

前記 OFDM シンボルの第 2 セットのハーフサイクルからデータを復元するステップであって、前記第 2 セットの各前記 OFDM シンボルは複数のサブキャリアを有し、前記複数の副搬送波のうち 1 つおきの副搬送波にマッピングされるデータはゼロにセットされ、残りの前記副搬送波はデータによって変調され、前記複数のサブキャリアのうち少なくとも 1 つは、3 つ以上の取り得る位相値から選択された位相値を有する、ステップ、

前記トレーニングシーケンスを用いて同期化を実施するステップ、

を有する方法。

【請求項 12】

10

20

30

40

50

前記ハーフサイクルは、前記シンボル期間の前半である、請求項 1 1 記載の方法。

【請求項 1 3】

前記シンボル期間の後半に別の OFDM シンボルのハーフサイクルを受信するステップを更に含む請求項 1 2 記載の方法。

【請求項 1 4】

前記前半は、前記後半に対して時間的に先行する、請求項 1 3 記載の方法。

【請求項 1 5】

前記ゼロにセットされるデータにマッピングされる副搬送波は、前記 OFDM シンボルの偶数副搬送波である、請求項 1 1 記載の方法。

【請求項 1 6】

前記ゼロにセットされるデータにマッピングされる副搬送波は、前記 OFDM シンボルの奇数副搬送波である、請求項 1 1 記載の方法。

【請求項 1 7】

直交周波数分割多重 (OFDM) 受信装置において、

OFDM シンボルの第 1 セットのハーフサイクルを受信するように構成された光モジュールであって、各前記ハーフサイクルは、各前記 OFDM シンボルのシンボル期間を T として、T / 2 の期間を有する第 1 の時間間隔において送信され、前記 OFDM シンボルの第 1 セットは、トレーニングシーケンスと、データが変調される OFDM シンボルの第 2 セットとを有する、光モジュールと、

前記 OFDM シンボルの第 2 セットの前記ハーフサイクルから前記データを復元するように構成された完全サイクル生成モジュール、

前記トレーニングシーケンスを用いて等化同期化を実施するように構成された同期化器

を備え、

前記第 2 セットの各前記 OFDM シンボルの時間領域表現は、第 1 の時間間隔の前半サイクルと、前記前半サイクルに続く、前記第 1 の時間間隔と同じ期間の第 2 の時間間隔の後半サイクルとを有し、

前記第 2 セットの各前記 OFDM シンボルの周波数領域表現は、データが変調される副搬送波の第 1 のセットと、ゼロにセットされるデータがマッピングされる副搬送波の第 2 の交互セットとを有し、

前記第 1 のセットおよび前記第 2 のセットの副搬送波のうち少なくとも 1 つは、3 つ以上の取り得る位相値から選択された位相値を有する、

装置。

【請求項 1 8】

前記副搬送波の第 1 のセットは、前記 OFDM シンボルの奇数副搬送波から構成される、請求項 1 7 記載の装置。

【請求項 1 9】

前記副搬送波の第 1 のセットは、前記 OFDM シンボルの偶数副搬送波から構成される、請求項 1 7 記載の装置。

【請求項 2 0】

光通信システムであって、

OFDM シンボルの第 1 セットを生成するように構成されたシンボル生成器を備え、

前記第 1 セットの各前記 OFDM シンボルの周波数領域表現は、データが変調される副搬送波の第 1 セットと、データが変調されない副搬送波の第 2 セットとを有し、前記第 1 セットの副搬送波は周波数領域において前記第 2 セットの副搬送波と交互になり、前記第 1 セットと前記第 2 セットの副搬送波のうち少なくとも 1 つは、3 つ以上の取り得る位相値から選択された位相値を有し、

前記第 1 セットの各前記 OFDM シンボルの時間領域表現は、第 1 の時間間隔の前半サイクルと、前記前半サイクルに続く、前記第 1 の時間間隔と同じ期間の第 2 の時間間隔の後半サイクルとを有し、

10

20

30

40

50

前記光通信システムはさらに、

前記第1セットのOFDMシンボル間にトレーニングシーケンスを挿入してOFDMシンボルの第2セットを形成するように構成されたトレーニングシーケンス挿入器、

前記第2セットの各前記OFDMシンボルのハーフサイクルのみを送信するように構成された送信器、

前記第2セットの各前記OFDMシンボルの前記前半サイクルを受信するように構成された受信器、

前記第1セットのOFDMシンボルの前記ハーフサイクルから前記データを復元するように構成された復調器、

前記トレーニングシーケンスを用いて同期化を実施するように構成された同期化器、

を備える光通信システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

関連出願への相互参照

本出願は、2013年5月16日に提出された米国仮出願第61/824,324号の優先権を主張する。この特許文献の全ての内容は、引用によって本願に援用される。

【0002】

本発明は、デジタル通信に関し、一側面においては、光通信における直交周波数分割多重に関する。

【背景技術】

【0003】

無線通信、光ファイバ通信等の応用分野では、データ通信への要求が高まり続けている。特に、コアネットワークでは、例えば、スマートフォン及びコンピュータ等のユーザデバイスがマルチメディアアプリケーションのために多くの帯域幅を使用するためだけでなく、コアネットワークを介してデータが搬送されるデバイスの総数も増え続けているため、データ通信への要求が高まっている。

【発明の概要】

【課題を解決するための手段】

【0004】

ここに開示する幾つかの実施形態においては、ハーフサイクル化DDO-OFDM (half-cycled DDO-OFDM) 送信及び受信によって、元の周波数効率を低下させることなくSSMIが軽減される。受信機感度は、40kmのSSMF-28送信を伴うQPSSK及び16QAM OFDMにおいて、それぞれ2dB及び1.5dB向上した。

【0005】

ここに開示する一側面においては、光送信のための方法、装置及びコンピュータプログラム製品は、OFDMシンボルのシンボル期間をTとして、T/2の期間の間、1つおきの副搬送波がデータによって変調されないことによって抑圧された(suppressed)複数の副搬送波から構成されるOFDMシンボルのハーフサイクルのみを送信する。

【0006】

他の側面として、OFDMシンボルのシンボル期間をTとして、T/2の期間の間、1つおきの副搬送波がデータによって変調されないことによって抑圧された複数の副搬送波から構成されるOFDMシンボルのハーフサイクルを受信し、このOFDMシンボルのハーフサイクルからデータを復元する方法、装置及びコードを格納するコンピュータプログラム製品を開示する。

【0007】

更に他の側面として、変調された直交周波数分割多重(OFDM)シンボルの半分バージョン(half-cut version)を送信する送信機と、この半分バージョンを受信し、OFDMシンボルの完全バージョンを再生し、OFDMシンボルに変調されているデータを復元する受信機とを備える光通信システムを開示する。

10

20

30

40

50

【図面の簡単な説明】

【0008】

【図1A】直接検出される光直交周波数分割多重信号（DDO-OFDM）の3つの異なるバリエーションを示す図である。

【図1B】ハーフサイクル化DDO-OFDMの具体例のブロック図である。

【図1C】OFDMシンボルの奇数副搬送波がデータによって変調される実施形態を示す図である。

【図1D】OFDMシンボルの偶数副搬送波がデータによって変調される実施形態を示す図である。

【図1E】奇数副搬送波が変調されたOFDM信号のスペクトルを示す図である。

10

【図1F】奇数副搬送波が変調されたOFDM信号のIFFT後の実数部を示す図である。

【図1G】奇数副搬送波が変調されたOFDM信号のIFFT後の虚数部を示す図である。

【図1H】偶数副搬送波が変調されたOFDM信号のスペクトルを示す図である。

【図1I】偶数副搬送波が変調されたOFDM信号のIFFT後の実数部を示す図である。

【図1J】偶数副搬送波が変調されたOFDM信号のIFFT後の虚数部を示す図である。

【図2】ハーフサイクル化DDO-OFDMの実験的なセットアップを示す図である。

20

【図3A】受信したOFDM信号のハーフサイクル化前の電気スペクトルを示す図である。

【図3B】受信したOFDM信号のハーフサイクル化後の電気スペクトルを示す図である。

【図4A】OBTBにおける4-QAM OFDM対受信光パワーのビット誤り率（BER）を示す図である。

【図4B】40kmのSSMF-28の後の4-QAM OFDM対受信光パワーのビット誤り率（BER）を示す図である。

【図5A】OBTBにおける16-QAM OFDM対受信光パワーのBERを示す図である。

30

【図5B】40kmのSSMF-28の後の16-QAM OFDM対受信光パワーのBERを示す図である。

【図6A】従来型の16QAM-OFDM送信における誤り率対ペイロードインデックスを示す図である。

【図6B】ハーフサイクル化16QAM-OFDM送信における誤り率対ペイロードインデックスを示す図である。

【図7】光通信システムを示す図である。

【図8】デジタル通信のプロセスの例を示す図である。

【図9】デジタル通信のための送信装置の具体例のブロック図である。

【図10】デジタル通信のプロセスの例を示す図である。

40

【図11】デジタル通信のための送信装置の具体例のブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0009】

図7は、本発明を適用できる光通信システム100を示している。1つ以上の光送信機102は、光ネットワーク104を介して、1つ以上の光受信機106と通信可能に接続されている。光送信機102及び受信機106は、例えば、光ネットワークの光回線終端装置（optical line termination: OLT）及び光ネットワークユニット（and optical network unit: ONU）、受動光リピータ設備（passive optical repeater equipment）等であってもよい。光ネットワーク104は、数百フィート（例えば、ラストワンマイル）から数キロメートル（長距離ネットワーク）に亘る長さの光ファイバを含んでいてもよ

50

い。送信される光信号は、例えば増幅器、リピータ (repeater)、スイッチ等の中間の光設備を通過してもよく、これらは、説明を明瞭にするため、図7には示していない。

【0010】

光ネットワーク104を介して搬送できるデータ量を増加させるためには、多くの場合、新しい追加的な光ファイバを設ける必要がある。しかしながら、この選択肢は、ファイバを配設し、及びファイバの送受信端に新たな設備を追加するための投資が必要であるため、高コストである。この代替として、光ネットワークの運営者及びベンダは、データをより高密度に搬送できる (例えば、ビット毎の波長効率又はスペクトル効率が低い) 新しい技術を求めている。

【0011】

このため、スペクトル効率 (spectral efficiency: SE) の高さ及びデジタル信号処理 (digital signal processing: DSP) による伝送劣化に対するロバスト性のために、光直交周波数分割多重 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) が注目されている。光OFDMシステムは、光受信機の構成に基づき、直接検出光OFDM (direct-detected optical OFDM: DDO-OFDM) 及びコヒーレント光OFDM (coherent optical OFDM: CO-OFDM) の2つのカテゴリに分類される。CO-OFDMシステムは、受信機構造が複雑であり、及び送受信機における信号処理が複雑であるため、多くの場合、実施のコストが高い。このため、低コストアクセスネットワークでは、使用が大幅に制限されている。短距離アクセスネットワークにおいては、単純で費用効果が高い構成を有するDDO-OFDMシステムが使用に適している。

【0012】

典型的なDDO-OFDMシステムでは、OFDM信号は、受信機内のフォトダイオード (photodiode: PD) による2乗検波の後の副搬送波 - 副搬送波混合干渉 (subcarrier-subcarrier mixing interference: SSMI) によって劣化する。幾つかの実施形態においては、OFDM信号からのSSMIを防ぐために、周波数保護帯域 (frequency guard-band) が提案されている。DDO-OFDMに適用されるインタリーブOFDMと呼ばれる他のスキームでは、偶数副搬送波のみにデータを挿入することによって、SSMIの影響が除去される。いずれのスキームもSSMIによって導入される歪みを効果的に軽減できるが、システムのSEが2分の1に低下する。高いSEを維持しながら、100kmの伝送を行う64aryクワドラチャ振幅変調 (64-ary quadrature-amplitude-modulation: 64QAM) DDO-OFDMシステムにおけるSSMIを軽減するために、ビットインタリーブ及びターボコード技術を用いてもよい。これらの技術により、SSMIを効果的に軽減できるが、ターボコード (turbo code) を使用するために、SEの低下は避けられない。更に、前方誤り訂正 (forward-error-correction: FEC) 復号の複雑さのため、その用途は制限されている。本発明は、一側面として、SEを低下させることなく、SSMIを軽減できるハーフサイクル化DDO-OFDM (half-cycled DDO-OFDM) 送信及び受信技術を開示する。幾つかの実施形態においては、40kmのSSMF-28送信を行うQPSK及び16QAM OFDMにおいて、受信機感度が、それぞれ2dB及び1.5dB向上した。

【0013】

図1Aは、DDO-OFDMで使用できる3種類の異なるOFDM信号の概念を示している。第1のOFDM信号(110)は、従来型のOFDM信号であり、PDに続いてOFDM信号帯域(112)全体にSSMIが広がり、信号のビット誤り率 (bit-error ratio: BER) 性能が深刻に劣化している。第2のOFDM信号(114)は、保護帯域 (guard-band) を有するOFDM信号であり、SSMIは、保護帯域のみに存在し、SE(116)の低下を伴って、BER性能を向上させることができる。第3のOFDM信号(118)は、データが偶数副搬送波のみに変調されているインタリーブOFDM信号である。この場合、データは、1つおきの (奇数) 副搬送波 (すなわち、シンボル内で数えた場合、奇数インデックスが付される副搬送波) には変調されない。PDの後、SSMIは、奇数副搬送波(120)のみに分布し、偶数副搬送波のみに変調されたデータは、SS

10

20

30

40

50

M I に対する耐性が高い。インタリーブ OFDM 信号による S S M I キャンセルスキームでは、データが偶数 / 奇数副搬送波のみに変調された場合、OFDM シンボルは、時間領域において、対称性を示す。

【 0 0 1 4 】

これらの観点に基づいて、本明細書では、ハーフサイクル化 D D O - O F D M (half-cycled DDO-OFDM) を提案する。OFDM 変調の間の I F F T サイズを N (整数) とし、I F F T の後の 1 つの OFDM シンボルの長さを時間 T とすると、OFDM は、以下のように表される。

【 0 0 1 5 】

【 数 1 】

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \exp(j2\pi f_k t) \quad (1 \leq t \leq T) \quad (1)$$

10

ここで、 k は副搬送波のインデックスを示し、 f_k は、以下のように表すことができる k 番目の副搬送波の周波数を示している。

【 数 2 】

$$f_k = k\Delta f = k/T \quad (2)$$

20

【 0 0 1 6 】

時間領域では、シンボルの前半及び後半は、以下のように表すことができる。

【 数 3 】

$$s(t_1) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \exp(j2\pi f_k t_1) \quad (1 \leq t_1 \leq T/2) \quad (3)$$

30

【 数 4 】

$$s(t_2) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \exp(j2\pi f_k t_2) \quad (T/2 + 1 \leq t_2 \leq T) \quad (4)$$

【 0 0 1 7 】

$t_2 = t_1 + T/2$ であるので、後半は、以下のように表すことができる。

【 数 5 】

$$\begin{aligned} s(t_1 + T/2) &= \sum_{k=0}^{N-1} c_k \exp(j2\pi f_k (t_1 + T/2)) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} c_k \exp(j2\pi f_k t_1 + jk\pi) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} c_k (\cos k\pi + j \sin k\pi) \exp(j2\pi f_k t_1) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} c_k \cos k\pi \exp(j2\pi f_k t_1) \quad (1 \leq t_1 \leq T/2) \end{aligned} \quad (5)$$

40

50

【 0 0 1 8 】

式を更に単純化するために、副搬送波のインデックスを 0 から $N - 1$ までとすると、偶数及び奇数インデックスは、それぞれ、 m 及び n と表すことができる。これにより、1 つの OFDM シンボルの前半及び後半は、以下のように表すことができる。

【 数 6 】

$$s(t_1) = \sum_{n=1}^{N-1} c_n \exp(j2\pi f_n t_1) + \sum_{m=0}^{N-2} c_m \exp(j2\pi f_m t_1) \quad (1 \leq t_1 \leq T/2) \quad (6)$$

10

【 数 7 】

$$\begin{aligned} s(t_2) &= s(t_1 + T/2) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} c_k \cos k\pi \exp(j2\pi f_k t_1) \\ &= \sum_{n=1}^{N-1} c_n \cos n\pi \exp(j2\pi f_n t_1) + \sum_{m=0}^{N-2} c_m \cos m\pi \exp(j2\pi f_m t_1) \\ &= \sum_{n=1}^{N-1} -c_n \exp(j2\pi f_n t_1) + \sum_{m=0}^N c_m \exp(j2\pi f_m t_1) \quad (1 \leq t_1 \leq T/2) \end{aligned} \quad (7)$$

20

【 0 0 1 9 】

インタリーブ OFDM 法では、SSMI を軽減するために、偶数のインデックスが付された副搬送波が、データマッピングされずに確保 (reserve) され、これは、「0」に設定されることを意味し、1 つの OFDM シンボルの前半及び後半は、以下のように単純化して表現できる。

【 数 8 】

$$s(t_1) = \sum_{n=1}^{N-1} c_n \exp(j2\pi f_n t_1) \quad (1 \leq t_1 \leq T/2) \quad (8)$$

30

【 数 9 】

$$\begin{aligned} s(t_2) &= \sum_{n=1}^{N-1} -c_n \exp(j2\pi f_n t_1) \\ &= -s(t_1) \quad (t_2 = T/2 + t_1) \end{aligned} \quad (9)$$

【 0 0 2 0 】

式 (8) 及び (9) から、1 つの OFDM シンボルの前半及び後半が、時間領域で 180 度の位相シフトを伴って、同じ振幅を示すことがわかる。幾つかの実施形態においては、この冗長性を利用して、送信の際、送信の後半を単純に削除する。これにより、データ送信に使用される時間の長さを $T/2$ に短縮でき、このプロセスの後には、SE を、従来型の OFDM 信号と同じに維持することができる。

40

【 0 0 2 1 】

図 1 B は、ハーフサイクル化 DDO - OFDM の実施形態のエンドツーエンド送信及び受信システムの構造を示している。まず、インタリーブ OFDM 信号と同様に、周波数領域内で偶数副搬送波のみにデータを変調する (グラフ 1 2 2)。次に、逆高速フーリエ変換 (inverse fast Fourier transform: IFFT) を適用して、OFDM 変調を実現する

50

。IFFTの後、1つのOFDMシンボルの期間は、 T となり、前半(124)及び後半(126)は、時間領域における180度の位相シフトを伴って同じ振幅を示す(「A」及び「-A」と表現する)。伝達の際は、後半126(後半サイクル)を省略する。換言すれば、前半124のバージョンのみが、信号128として送信される。このバージョンは、理想的には、前半124と同一である。これにより、データ送信に使用される時間の長さを $T/2$ に短縮でき、このプロセスの後には、SEを、従来型のOFDM信号と同じに維持することができる。電気-光(E/O)及び光-電気(O/E)変換(図示せず)の後、ファイバリンク104は、略々時不変系(time invariant system)とみなすことができるため、送信信号128は、 $[0, T/2]$ 信号130(「A'」として表現する)として復元される。後半OFDMシンボル(132)は、前半OFDMシンボル(134、理想的には130と同一である。)のハーフサイクルによって復元することができる。次に、FFTを適用してOFDM復調を行い、復調の後、SSMIは、奇数副搬送波(136)内に分布する。図1Bからわかるように、ハーフサイクル化DDO-OFDMでは、SEを低下させることなく、SSMIをキャンセルすることができる。

10

【0022】

図1Cは、奇数副搬送波を変調に使用し、偶数副搬送波にデータを変調しないことによって、偶数副搬送波を抑圧するハーフサイクル変調スキームを示している。この図に示すように、IFFTによって生じるスペクトルは、前半サイクルと後半サイクルにおいて対称性を有する。

20

【0023】

図1Dは、偶数副搬送波を変調に使用し、奇数副搬送波にデータを変調しないことによって、奇数副搬送波を抑圧するハーフサイクル変調スキームを示している。この図に示すように、後半サイクルのIFFTによって生じるスペクトルは、前半サイクルのスペクトルをシフト及び反転させたもの(negative image)である。

【0024】

図1E~図1Jは、32-副搬送波OFDMの具体例を示している。

【0025】

図1Eは、図1Cについて説明した副搬送波変調を表すグラフである。

【0026】

図1Fは、図1Cについて説明した変調信号のIFFT変換後のスペクトルの実数部を示している。

30

【0027】

図1Gは、図1Cについて説明した変調信号のIFFT変換後のスペクトルの虚数部を示している。

【0028】

図1Hは、図1Dについて説明した副搬送波変調を表すグラフである。

【0029】

図1Iは、図1Dについて説明した変調信号のIFFT変換後のスペクトルの実数部を示している。

【0030】

図1Jは、図1Dについて説明した変調信号のIFFT変換後のスペクトルの虚数部を示している。

40

【0031】

図2は、ハーフサイクル化DDO-OFDMの実験的なセットアップを示している。送信機側では、電気ベースバンドOFDM信号によって駆動される強度マッハ-ツェンダ変調器(Mach-Zehnder modulator: MZM)によって、線幅が100kHz未満、最大出力が14.5dBmの1557.04nmの外部キャビティレーザ(external cavity laser: ECL)を変調する。OFDM信号は、任意波形発生器(arbitrary waveform generator: AWG)によって、12-GSa/sサンプルレートで生成される。ここでは、OFDM生成のためのFFTサイズは、256であり、このうち200個の副搬送波が正の

50

周波数ビン (positive frequency bins) において 100 個のデータを伝送するために使用され、最初の副搬送波は、DC バイアスのためにゼロに設定され、残りの 55 個のヌル副搬送波は、オーバーサンプリングのために確保されている。4/16-QAM では、100 個の副搬送波の全てで情報を搬送する。256 サンプルには、8 サンプルのサイクリックプレフィックス (cyclic prefix: CP) を追加し、これにより、1 つの OFDM シンボル毎のサンプル数は、264 となる。従来型の OFDM 信号送信スキームでは、1 つの OFDM シンボル毎に 264 個のサンプルが送信されるが、ハーフサイクル化 OFDM スキームで送信されるサンプルは、132 個のみである。同期を実現し、チャネル応答を取得するために、160 個の OFDM データシンボル毎に 1 つのトレーニングシーケンス (training sequence: TS) を挿入する。4-QAM 及び 16-QAM の送信について、システムの生の総ビットレートは、それぞれ $9.1/18.2 \text{ Gb/s}$ である。5 GHz の帯域幅を有する 1 つのローパスフィルタ (low pass filter: LPF) を用いて、デジタル/アナログコンバータ (DAC) の後のエイリアシングをフィルタした後、MZM に供給する。光 OFDM 変調のために、スイッチング電圧は、3.4 V であり、MZM は、その線形領域において、1.9 V でバイアスされている。生成された信号は、エルビウム添加ファイバ増幅器 (Erbium-doped fiber amplifier: EDFA) に供給し、ファイバでの送信パワーを 8 dBm に調整する。40 km の標準シングルモードファイバ - 28 (standard single mode fiber-28: SSMF - 28) 送信の後、0.33 nm 帯域幅の波長可変光フィルタ (tunable optical filter: TOF) によって OFDM 信号をフィルタリングし、EDFA から帯域外の増幅自然放出光 (amplified spontaneous emission: ASE) 雑音を除去する。そして、光減衰器 (optical attenuator: ATT) を使用して、感度測定のために受信光パワーを調整し、10 GHz の 3 dB 帯域幅を有する光受信機によって O/E 変換を行う。変換された電気信号は、リアルタイムオシロスコープで捕捉され、40 GSa/s のサンプルレートでオフラインで処理される。送信機で使用される AWG 内の DAC 及びリアルタイムオシロスコープ内の ADC の分解能は、何れも 8 ビットである。そして、捕捉された信号は、オフライン DSP によって更に処理される。オフライン DSP の処理は、同期、時間領域におけるハーフサイクル化、CP 除去、FFT、シンボル内周波数領域平均化 (intra-symbol frequency-domain averaging: ISFA) によるチャネル推定、1 タップ等化、4-QAM 又は 16-QAM 逆マッピング (de-mapping) 及び BER 算出等を含む。BER は、320000 ビットによる直接誤り計数 (direct error counting) によって取得した。図 3 A 及び図 3 B は、それぞれハーフサイクル化の前及び後の受信 OFDM 信号の電気スペクトルを示している。

【0032】

実験では、このシステムにおいて、従来型の OFDM 信号、インタリーブ OFDM 信号及びハーフサイクル化 OFDM 信号の 3 種類の OFDM 信号を検査した。従来型及びインタリーブ OFDM 信号の時間領域における長さは、同じであり、ハーフサイクル化 OFDM 信号では、この長さが半分に削減される。ハーフサイクル化による SSMI キャンセル効果を検証するために、ここでは、4-QAM 及び 16-QAM の両方の OFDM 信号について調べた。インタリーブ OFDM 信号の受信機でも、1 つの OFDM シンボルの後半を前半からコピーしてハーフサイクル化 OFDM 信号と比較した。

【0033】

4-QAM OFDM 送信では、BER 対受信光パワーを測定した。図 4 A 及び図 4 B は、それぞれ光バックツーバック (optical back to back: OBTB) の曲線及び 40 km の SSMF - 28 送信後の曲線を示している。これらの BER 性能は、ハーフサイクル化 OFDM による SSMI キャンセルの後、OBTB 及び 40 km の SSMF - 28 送信後の何れにおいても、従来型の OFDM 信号に比べて、受信機感度が 2 dB 向上していることを示している。ハーフサイクル化 OFDM 及びインタリーブ OFDM の差は無視でき、これは、ハーフサイクル化 OFDM が実際に役立つことを証明している。図 3 A 及び図 3 B の挿入図は、それぞれ OBTB における受信光パワーが -12 dBm である場合、及び 40 km の SSMF - 28 後の受信光パワーが -11 dBm である場合の 3 種類の OF

10

20

30

40

50

DM信号のコンスタレーションを示している。

【0034】

16-QAM OFDM送信において、BER対受信光パワーも測定した。図5A及び図5Bは、それぞれOBTBの曲線及び40kmのSSMF-28送信後の曲線を示している。受信機感度は、ハーフサイクル化OFDMによるSSMIキャンセルの後、OBTB及び40kmのSSMF-28送信後の何れにおいても、従来型のOFDM信号に比べて、1.5dB向上した。図4A及び図4Bの挿入図は、それぞれOBTBにおける受信光パワーが-8dBmである場合、及び40kmのSSMF-28後の受信光パワーが-6dBmである場合の3種類のOFDM信号のコンスタレーションを示している。図6A及び図6Bは、受信光パワーが-7dBmである場合の40kmのSSMF-28後の従来型の16-QAM OFDM及びハーフサイクル化16-QAM OFDMの誤り率対ペイロードインデクスをそれぞれ示している。ハーフサイクル法によるSSMIキャンセルの後、誤り率は、大幅に低減された。

10

【0035】

16-QAM OFDM送信において、BER対受信光パワーも測定した。OBTBの曲線及び40kmのSSMF-28送信後の曲線は、ハーフサイクル法によって、SEを低下させることなく、SSMIが解消されていることを示している。受信機感度は、40kmのSSMF-28送信を伴うQPSK及び16QAM OFDMにおいて、それぞれ2dB及び1.5dB向上した。

【0036】

図8は、例示的なデジタル通信方法800のフローチャートを示している。方法800は、データをOFDMシンボルに変調するステップ(802)と、光直交周波数分割多重(orthogonal frequency division multiplexed: OFDM)信号を送信するステップ(804)とを有し、この送信するステップは、 $T/2$ の期間の間、OFDMシンボルの半分のサイクルを送信することを含む。ここで、 T は、OFDMシンボルのシンボル期間を表している。OFDMシンボルは、複数の副搬送波(例えば、32、128又は256の副搬送波)から構成され、1つおきの副搬送波は、データによって変調しないことによって、抑圧されている。幾つかの実施形態においては、半分のサイクルは、シンボル期間の前半(例えば、時刻0から $T/2$ の間)である。例えば、図1H、図1I及び図1Jに関連して上述した実施形態では、OFDMシンボルは、32個の副搬送波から構成される。副搬送波には、1から32のインデクスを付すことができる。図1H、図1I及び図1Jに示すように、1つおき又は交互の副搬送波であるOFDMシンボルの偶数副搬送波(インデクス2、4、6...32が付された副搬送波)のみをデータによって変調する。奇数副搬送波(インデクス1、3、5、...31が付された副搬送波)は、データが変調されず、抑圧される(例えば、情報信号を搬送しない)。もちろん、実際の具体例では、雑音及び実際的な制約のため、例えば、搬送波漏洩等のために、奇数副搬送波において幾らかの放射エネルギーが観測されることがある。

20

30

【0037】

幾つかの実施形態においては、シンボル期間の(連続する又は不連続の)何れの半分を送信してもよい。例えば、幾つかの実施形態においては、シンボル期間の後半を送信してもよい。上述した通り、抑圧される副搬送波は、OFDMシンボルの奇数副搬送波であってもよい。これに代えて、変調される副搬送波は、OFDMシンボルの偶数副搬送波であってもよい。

40

【0038】

図9に示す例示的なOFDM送信装置900は、データをOFDMシンボルに変調するモジュール902と、OFDMシンボルの副搬送波の第1のセットをデータによって変調し、OFDMシンボルの副搬送波の第2のセットをデータによって変調せずに抑圧することによってOFDMシンボルを生成するモジュール904とを備える。第1のセットの副搬送波及び第2のセットの副搬送波は、シンボルの周波数領域表現内で互いに交互になり、例えば、第1のセットは、奇数副搬送波の全てを含み、第2のセットは、偶数副搬送波

50

の全てを含んでいてもよく、又はこの逆であってもよい。

【0039】

図10及び図11に示す幾つかの実施形態では、変調された信号を受信するプロセス1000は、受信機1100において、(例えば、モジュール1002によって)期間 $T/2$ に相当する継続期間に亘ってシンボル期間 T のOFDMシンボルの2分の1のサイクルの光OFDM信号を受信するステップ(1002)を有する。OFDMシンボルは、上述したハーフサイクル変調法を用いて変調されている。そして、受信機1100(例えば、モジュール1104)は、受信したハーフサイクルから、データを復元する(1004)。データの復元は、受信したハーフサイクルを処理し、受信信号の後半サイクルを再生することを含んでいてもよい。この再生は、例えば、式(1)~(9)を用いて説明した数学的な特性を利用して、単に受信信号を複製することによって又は受信信号の逆の(符号又は位相を逆転させた)バージョンを複製することによって行ってもよい。

10

【0040】

そして、受信した前半サイクルと、再生した後半サイクルから構成される完全サイクルの信号に対してFFT演算を実行する。FFT演算の出力は、送信されたOFDMシンボルの受信コピーである。次に、周知のOFDM復調技術を用いて、変調データを復元する。

【0041】

幾つかの実施形態においては、受信機は、時刻 $T/2$ から T までの期間において、次の変調されたOFDMシンボルの2分の1サイクルのバージョンを受信してもよい。受信機は、前半の期間に受信した第1のシンボルのハーフサイクルバージョン及び後半の期間に受信した第2のシンボルのハーフサイクルバージョンを受信機において互いに並列に復調してもよい。

20

【0042】

なお、本明細書は、偶数副搬送波のみにデータ変調を適用することによって、信号のスペクトル効率を低下させることなく副搬送波間の混合干渉を軽減する技術を提供する。幾つかの実施形態では、使用可能な全ての副搬送波の半分(偶数副搬送波)を変調し、これに対応する時間領域信号の半分を送信することによって干渉を軽減する。

【0043】

また、光通信についての特定の実施形態を参照して本発明を説明したが、本発明は、例えば、無線(LTE(Long Term Evolution)、4G、5G、802.11等)及び有線(同軸ケーブル、電話回線、家庭用送電線等)の送信機及び受信機を用いる他のOFDM通信システムにも適用できる。

30

【0044】

ここに開示した実施形態及び他の実施形態、モジュール並びに機能的な動作は、デジタル電子回路で実現してもよく、本明細書に開示した構造及びこれらの構造的な均等物を含むコンピュータソフトウェア、ファームウェア又はハードウェアで実現してもよく、これらの1つ以上の組合せで実現してもよい。ここに開示した実施形態及び他の実施形態は、1つ以上のコンピュータプログラム製品、すなわち、コンピュータが読取可能な媒体内に符号化され、データ処理装置によって実行され、又はデータ処理装置の動作を制御するコンピュータプログラム命令の1つ以上のモジュールとして実現することもできる。コンピュータが読取可能な媒体は、機械可読のストレージデバイス、機械可読のストレージ基板、メモリデバイス、機械可読の伝播信号に作用する組成物又はこれらの1つ以上の組合せであってもよい。用語「データ処理装置」は、データを処理するための全ての装置、デバイス及び機械を包含し、一例としてプログラミング可能なプロセッサ、コンピュータ、複数のプロセッサ又はコンピュータがこれに含まれる。装置は、ハードウェアに加えて、当該コンピュータプログラムの実行環境を作成するコード、例えば、プロセッサファームウェアを構成するコード、プロトコルスタック、データベース管理システム、オペレーティングシステム又はこれらの1つ以上の組合せを含むことができる。伝播信号は、人工的に生成された信号であり、例えば、適切な受信装置への伝送のために情報を符号化するよう

40

50

に機械が生成した電気信号、光信号又は電磁波信号である。

【0045】

コンピュータプログラム（プログラム、ソフトウェア、ソフトウェアアプリケーション、スクリプト又はコードとも呼ばれる。）は、コンパイラ言語又はインタープリタ言語を含む如何なる形式のプログラミング言語で書いてもよく、例えば、スタンドアロンプログラムとして、若しくはモジュール、コンポーネント、サブルーチン又は演算環境での使用に適する他のユニットとして、如何なる形式で展開してもよい。コンピュータプログラムは、必ずしもファイルシステム内のファイルに対応していなくてもよい。プログラムは、他のプログラム又はデータを含むファイル（例えば、マークアップ言語文書内に保存された1つ以上のスクリプト）の一部に保存してもよく、当該プログラムに専用の単一のファイルに保存してもよく、連携する複数のファイル（例えば、モジュール、サブプログラム又はコードの一部を保存する1つ以上のファイル）に保存してもよい。コンピュータプログラムは、1つのコンピュータ上で実行されるように展開してもよく、1つの場所に設けられた又は複数の場所に亘って分散され、通信ネットワークによって相互接続された複数のコンピュータ上で実行されるように展開してもよい。

10

【0046】

本明細書に開示したプロセス及びロジックフローは、入力データを処理し、出力を生成することによって機能を実現する1つ以上のコンピュータプログラムを実行する1つ以上のプログラミング可能なプロセッサによって実現してもよい。プロセス及びロジックフローは、例えば、フィールドプログラマブルゲートアレイ（field programmable gate array: FPG A）又は特定用途向け集積回路（application specific integrated circuit: ASIC）等の専用論理回路によって実行してもよい。

20

【0047】

コンピュータプログラムの実行に適するプロセッサには、一例として、汎用マイクロプロセッサ及び専用マイクロプロセッサの両方、並びにあらゆる種類のデジタルコンピュータの1つ以上のプロセッサの何れかを含ませてもよい。プロセッサは、通常、読出専用メモリ若しくはランダムアクセスメモリ、又はこれらの両方から命令及びデータを受け取る。コンピュータの基本的な要素は、命令を実行するプロセッサと、命令及びデータを保存する1つ以上のメモリデバイスである。また、コンピュータは、通常、データを保存するための1つ以上の大容量記憶装置、例えば、磁気ディスク、光磁気ディスク又は光ディスクを含み、若しくは、大容量記憶装置からデータを受信し、大容量記憶装置にデータを伝送し、又はこの両方の動作を行うように大容量記憶装置に動作的に接続されている。但し、コンピュータは、必ずしもこのような装置を有する必要はない。コンピュータプログラム命令及びデータの格納に適するデバイスには、一例として挙げれば、半導体記憶デバイス、例えば、EPROM、EEPROM及びフラッシュメモリデバイスを含む全ての形式の不揮発性メモリ、磁気ディスク、例えば、内蔵ハードディスク又はリムーバブルディスク、光磁気ディスク、並びにCD-ROMディスク及びDVD-ROMディスク等が含まれる。プロセッサ及びメモリは、専用論理回路によって補ってもよく、専用論理回路に組み込んでもよい。

30

【0048】

本明細書は、多くの詳細事項を含んでいるが、これらの詳細事項は、特許請求している又は特許請求することができる本発明の範囲を限定するものとは解釈されず、本発明の特定の実施形態の特定の特徴の記述として解釈される。本明細書において、別個の実施形態の文脈で開示した幾つかの特徴を組み合わせて、単一の実施形態として実現してもよい。逆に、単一の実施形態の文脈で開示した様々な特徴は、複数の実施形態に別個に具現化してもよく、適切な如何なる部分的組合せとして具現化してもよい。更に、以上では、幾つかの特徴を、ある組合せで機能するものと説明しているが、初期的には、そのように特許請求している場合であっても、特許請求された組合せからの1つ以上の特徴は、幾つかの場合、組合せから除外でき、特許請求された組合せは、部分的組合せ又は部分的な組合せの変形に変更してもよい。同様に、図面では、動作を特定の順序で示しているが、このよ

40

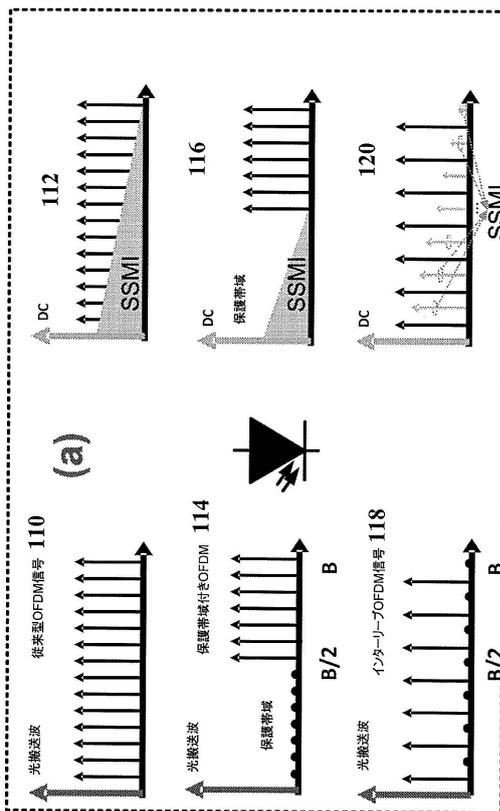
50

うな動作は、所望の結果を達成するために、図示した特定の順序又は順次的な順序で行う必要はなく、また、図示した全ての動作を行う必要もない。

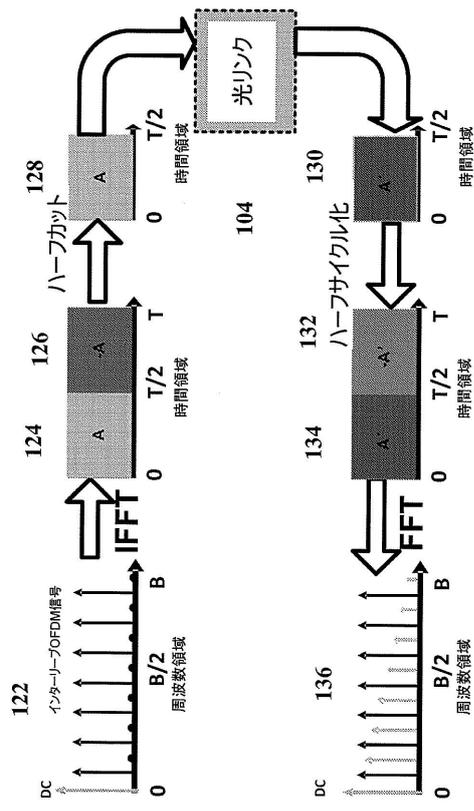
【0049】

幾つかの具体例及び実施例のみを開示した。ここに開示した内容に基づいて、上述した具体例及び実施例及び他の実施例を変形、変更及び拡張することができる。

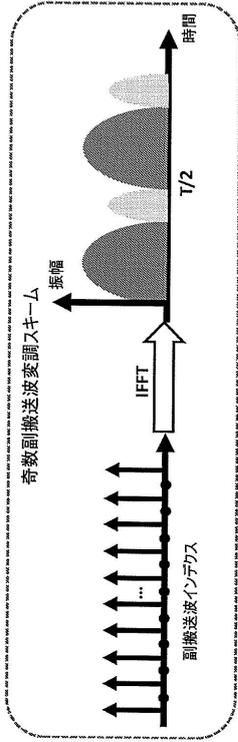
【図1A】



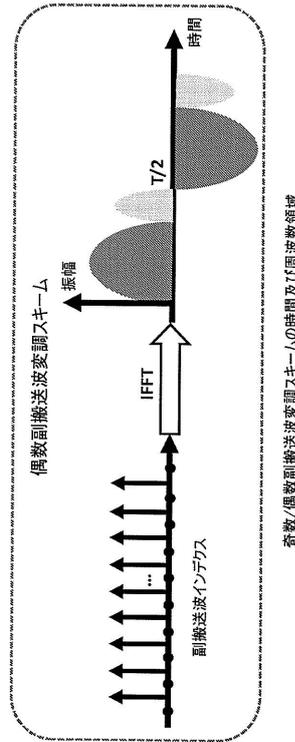
【図1B】



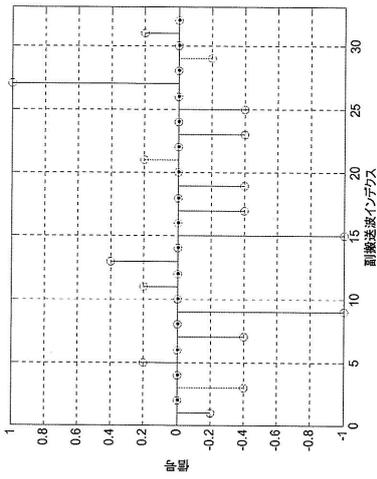
【図 1 C】



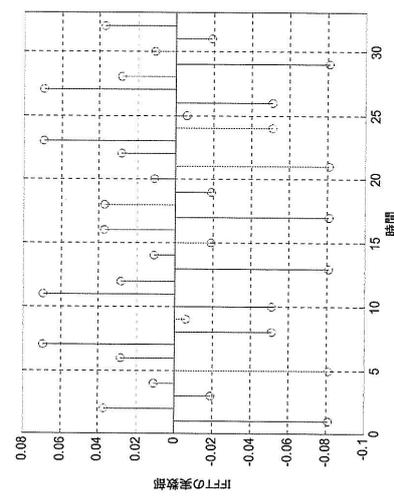
【図 1 D】



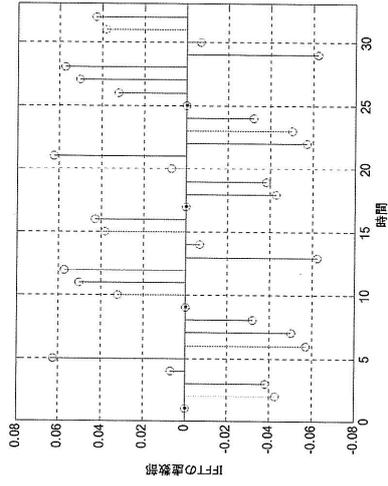
【図 1 E】



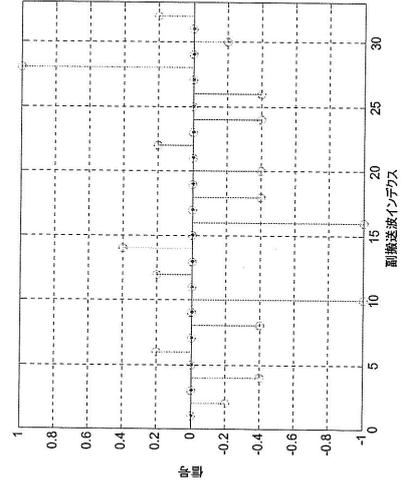
【図 1 F】



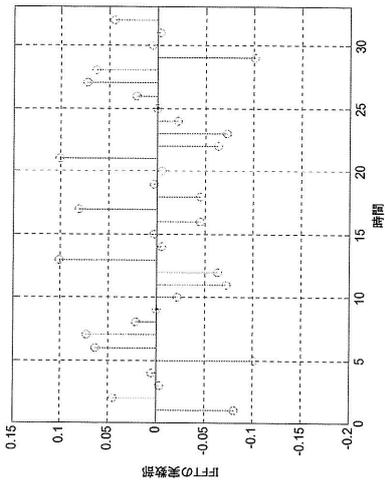
【図 1 G】



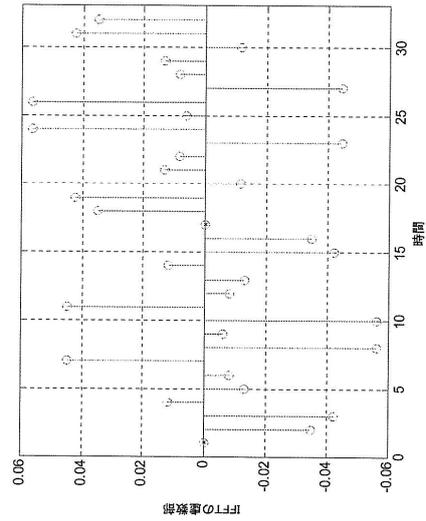
【図 1 H】



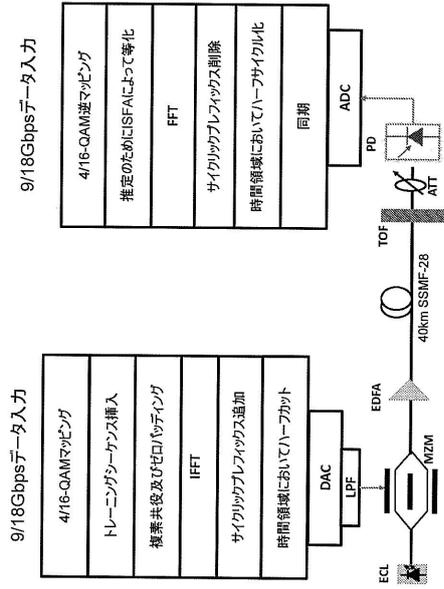
【図 1 I】



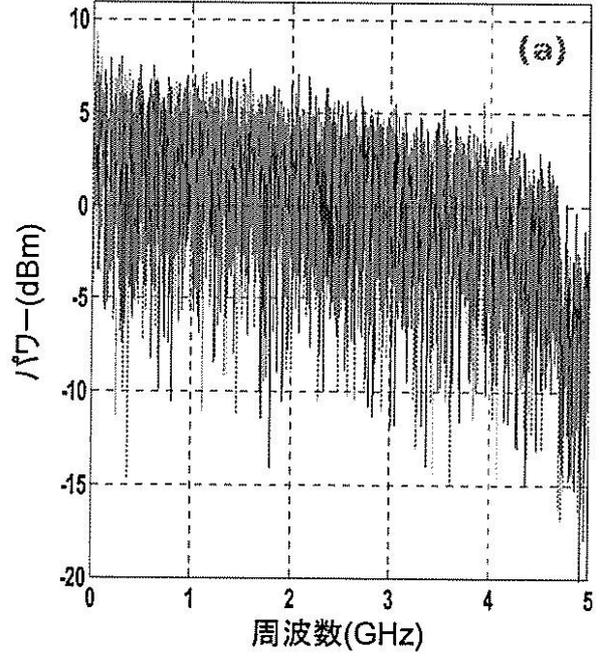
【図 1 J】



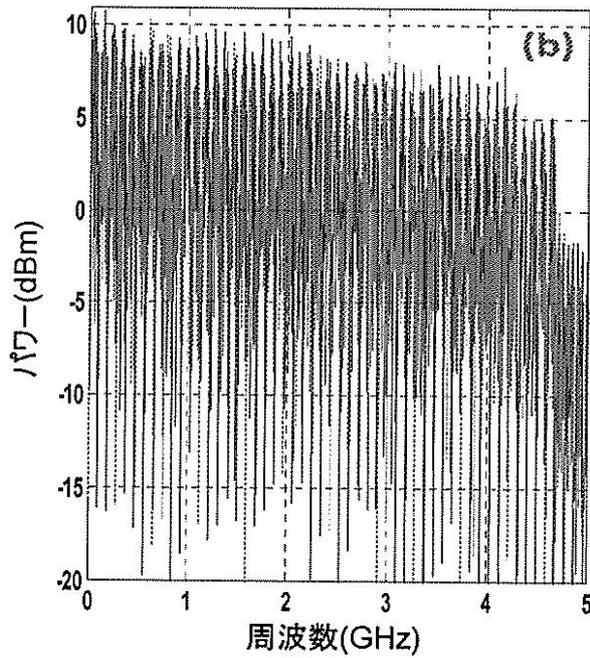
【 図 2 】



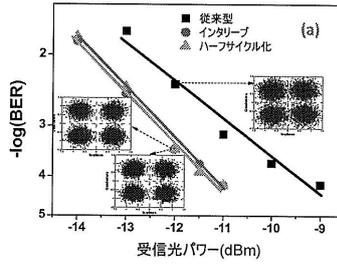
【 図 3 A 】



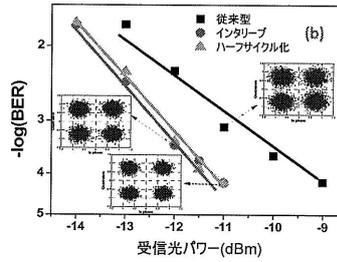
【 図 3 B 】



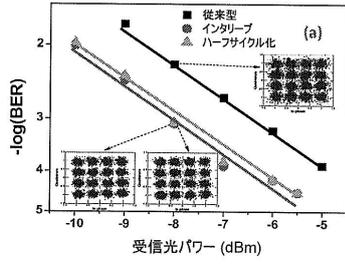
【 図 4 A 】



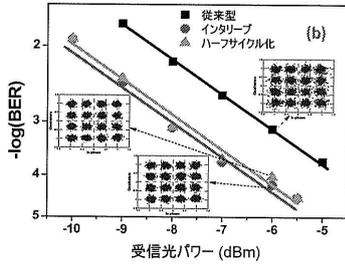
【 図 4 B 】



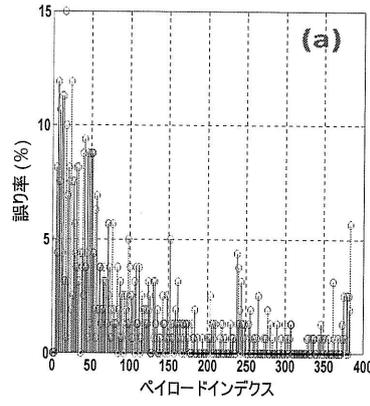
【図5A】



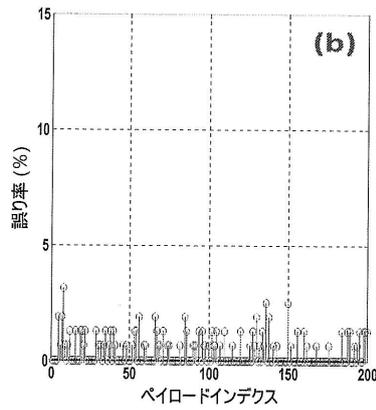
【図5B】



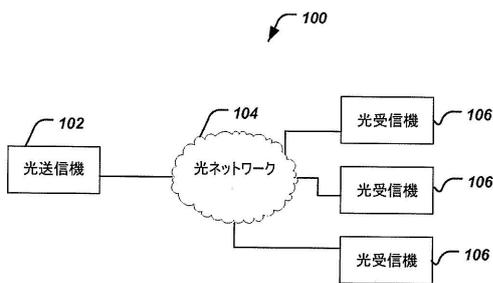
【図6A】



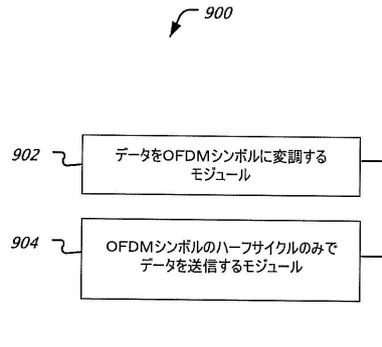
【図6B】



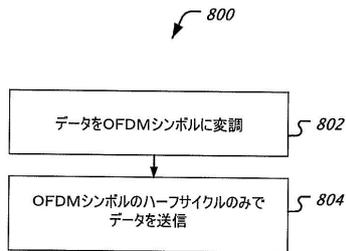
【図7】



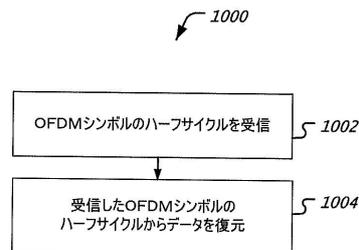
【図9】



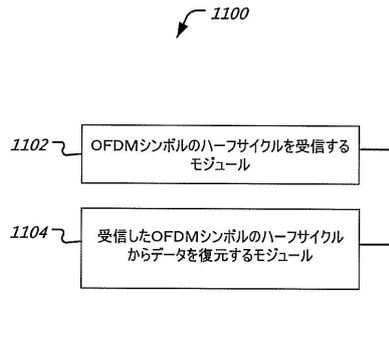
【図8】



【図10】



【図 11】



フロントページの続き

(72)発明者 ユ, ジアンジュン

アメリカ合衆国 07920 ニュージャージー州, バスキング リッジ, モリソン ストリート
20

(72)発明者 リ, ファン

アメリカ合衆国 07960 ニュージャージー州, モリスタウン, スイート 302, マディソン
アヴェニュー 55

審査官 後澤 瑞征

(56)参考文献 米国特許出願公開第2006/0140288(US, A1)

特開2012-222561(JP, A)

特開平08-097798(JP, A)

特開2002-064461(JP, A)

国際公開第2010/073990(WO, A1)

Wei-Ren Peng 他, Experimental Demonstration of a Coherently Modulated and Directly Detected Optical OFDM System Using an RF-Tone Insertion, OFC/NFOEC 2008, 米国, 2008年 2月

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B10/00-10/90

H04J14/00-14/08