

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5583788号
(P5583788)

(45) 発行日 平成26年9月3日(2014.9.3)

(24) 登録日 平成26年7月25日(2014.7.25)

(51) Int. Cl.	F I				
HO4B 10/25 (2013.01)	HO4B	9/00	250		
HO4J 14/00 (2006.01)	HO4B	9/00		E	
HO4J 14/02 (2006.01)	HO4B	9/00	556		
HO4B 10/556 (2013.01)	HO4B	9/00	600		
HO4B 10/60 (2013.01)	HO4J	11/00		Z	
請求項の数 12 (全 30 頁) 最終頁に続く					

(21) 出願番号 特願2012-546591 (P2012-546591)
 (86) (22) 出願日 平成22年11月29日(2010.11.29)
 (86) 国際出願番号 PCT/JP2010/071270
 (87) 国際公開番号 W02012/073308
 (87) 国際公開日 平成24年6月7日(2012.6.7)
 審査請求日 平成25年5月9日(2013.5.9)

(73) 特許権者 000005108
 株式会社日立製作所
 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
 (74) 代理人 100107010
 弁理士 橋爪 健
 (72) 発明者 佐々木 慎也
 185-8601 日本国東京都国分寺市
 東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立
 製作所 中央研究所内

審査官 前田 典之

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 光通信システム、光送信器及びトランスポンダ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

光送信器が、シンボル時間にわたって互いに直交する複数のサブキャリアにデジタルデータをマッピングして変調し、光ファイバを介して光信号で送信し、

光受信器が、該光ファイバを伝播した光信号を光電変換し、各サブキャリア信号を復調して元のデジタルデータを再生する光通信システムであって、

前記光送信器は、

シンボル時間にわたって互いに直交する複数のサブキャリアにデジタルデータをマッピングして変調し、変調されたサブキャリア信号からベースバンドOFDM信号を生成する送信信号処理部と、

該ベースバンドOFDM信号を所定周波数の光に変調し光OFDM信号を生成する電気-光変換部と

を備え、前記送信信号処理部と前記電気-光変換部によりシンボル時間ごとに交互に波長の異なる光OFDM信号を送信し、

前記光受信器は、

光ファイバを介して前記光送信器から受信した光OFDM信号の一部をシンボル時間遅延させて光OFDM信号と合成させる遅延干渉部と、合成された光信号を電気信号に変換するバランス型光-電気変換部との少なくともひとつの組と、

前記光-電気変換部の出力からサブキャリア信号を得、このサブキャリア信号からデータを復調して元のデジタルデータを再生する受信信号処理部と

を有し、

前記電気 - 光変換部は、

ベースバンドOFDM信号の実部に第1周波数 f_{s1} の第1無線周波数信号と第2周波数 f_{s2} の第2無線周波数信号の余弦波信号をシンボル時間毎に交互に加算し、加算後のベースバンドOFDM信号を第3周波数 f_{LD1} の光に変調して第1光OFDM信号を生成し、

ベースバンドOFDM信号の虚部に前記第1無線周波数信号と前記第2無線周波数信号の正弦波信号をシンボル時間毎に交互に加算し、加算後のベースバンドOFDM信号を第4周波数 f_{LD2} の光に変調して第2光OFDM信号を生成し、

前記第1及び第2無線周波数信号の正弦波信号は互いに逆相であり、

前記第1周波数 f_{s1} は、第1光OFDM信号におけるガードバンドの第1帯域幅とベースバンドOFDM信号の帯域幅の半分との和であり、

前記第3周波数 f_{s2} は、第2光OFDM信号におけるガードバンドの第2帯域幅とベースバンドOFDM信号の帯域幅の半分との和であり、

第1光OFDM信号におけるガードバンドの第1帯域幅は、少なくともベースバンドOFDM信号の帯域幅の $3/2$ 倍であり、第2光OFDM信号におけるガードバンドの第2帯域幅は少なくともベースバンドOFDM信号の帯域幅の $1/2$ 倍であり、

前記第3周波数と第4周波数の差は、ベースバンドOFDM信号の帯域幅と、第2光OFDM信号におけるガードバンドの第2帯域幅と、サブキャリア間の周波数間隔との和より大きいか等しく、

第1光OFDM信号と第2光OFDM信号をシンボル時間毎に交互に送信する前記光通信システム。

【請求項2】

第2光OFDM信号におけるガードバンドの前記第2帯域幅は、ベースバンドOFDM信号の帯域幅以上であり、

第1光OFDM信号におけるガードバンドの前記第1帯域幅は、第2光OFDM信号におけるガードバンドの前記第2帯域幅と、ベースバンドOFDM信号の帯域幅と、サブキャリア間の周波数間隔の2倍との和以上であることを特徴とする、請求項1に記載の光通信システム。

【請求項3】

前記光送信器は、複数のサブキャリアとキャリアとから構成された光OFDM信号の波長を、シンボル時間ごとに交互に変えて送信することを特徴とする、請求項1に記載の光通信システム。

【請求項4】

前記キャリアの周波数と個別のサブキャリアの周波数の差は、少なくとも複数のサブキャリア全体の帯域幅の半分以上とすることを特徴とする、請求項3に記載の光通信システム。

【請求項5】

前記光送信器は、

第1のキャリアと、該第1のキャリアより大きい周波数の第2のキャリアに対し、

複数のサブキャリアと該サブキャリアの下側帯波にある第1のキャリアとを含む前記第1光OFDM信号を生成し、

複数のサブキャリアと該サブキャリアの上側帯波にある第2のキャリアとを含む前記第2光OFDM信号を生成し、

該第1及び第2光OFDM信号を、シンボル時間ごとに交互に送信する請求項1乃至4のいずれかに記載の光通信システム。

【請求項6】

前記受信信号処理部において、前記光 - 電気変換部の出力をアナログ - デジタル (A/D) 変換し、変換された信号を高速フーリエ変換して得たサブキャリア毎に、1シンボル時間前のサブキャリアのデータを引き算してシンボル時間毎のサブキャリアを得ること

10

20

30

40

50

を特徴とする請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載の光通信システム。

【請求項 7】

前記光受信器は、

前記光送信器からの光 OFDM 信号を波長に応じて 2 つの出力ポートにそれぞれ分波する光フィルタ

をさらに備え、

前記光フィルタの 2 つの出力ポートからの光を 2 つの前記遅延干渉部にそれぞれ入射させ、これら 2 つの前記遅延干渉部のそれぞれの出力を 2 つの前記バランス型光 - 電気変換部でそれぞれ電気信号に変換し、

前記受信信号処理部は、

変換された電気信号をシンボル時間毎に交互に選択し、選択した信号からサブキャリア信号を得て元のデジタルデータを再生する請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載の光通信システム。

【請求項 8】

前記電気 - 光変換部は、

2 波長の前記光をシンボル時間毎に交互に出力する光源部と、

正弦波信号と余弦波信号を含む前記第 1 及び第 2 無線周波数信号をそれぞれ発生する発振部と、

ベースバンド OFDM 信号の実部に、前記第 1 及び第 2 無線周波数信号の余弦波信号をシンボル時間毎に交互に加算する第 1 加算器と、

ベースバンド OFDM 信号の虚部に、前記第 1 及び第 2 無線周波数信号の正弦波信号をシンボル時間毎に交互に加算する第 2 加算器と、

前記光源部からの前記光を前記第 1 及び第 2 加算器からの信号で変調して光 OFDM 信号を出力する光 I - Q 変調器と

を有する請求項 1 乃至 7 のいずれかに記載の光通信システム。

【請求項 9】

光送信器が、シンボル時間にわたって互いに直交する複数のサブキャリアにデジタルデータをマッピングして変調し、光ファイバを介して光信号で送信し、

光受信器が、該光ファイバを伝播した光信号を光電変換し、各サブキャリア信号を復調して元のデジタルデータを再生する光通信システムであって、

前記光送信器は、

シンボル時間にわたって互いに直交する複数のサブキャリアにデジタルデータをマッピングして変調し、変調されたサブキャリア信号からベースバンド OFDM 信号を生成する送信信号処理部と、

該ベースバンド OFDM 信号を所定周波数の光に変調し光 OFDM 信号を生成する電気 - 光変換部と

を備え、前記送信信号処理部と前記電気 - 光変換部によりシンボル時間ごとに交互に波長の異なる光 OFDM 信号を送信し、

前記光受信器は、

光ファイバを介して前記光送信器から受信した光 OFDM 信号の一部をシンボル時間遅延させて光 OFDM 信号と合成させる遅延干渉部と、合成された光信号を電気信号に変換するバランス型光 - 電気変換部との少なくともひとつの組と、

前記光 - 電気変換部の出力からサブキャリア信号を得、このサブキャリア信号からデータを復調して元のデジタルデータを再生する受信信号処理部と

を有し、

前記電気 - 光変換部は、

2 波長の前記光をシンボル時間毎に交互に出力する光源部と、

第 1 周波数 f_{s1} の余弦波信号を含む第 1 無線周波数信号と、第 2 周波数 f_{s2} の余弦波信号を含む第 2 無線周波数信号をそれぞれ発生する発振部と、

ベースバンド OFDM 信号の実部に、前記第 1 及び第 2 無線周波数信号の余弦波信号を

10

20

30

40

50

シンボル時間毎に交互に加算する加算器と、

前記光源部からの光を前記加算器からの信号及びベースバンドOFDM信号の虚部で変調して出力する光I-Q変調器と

を有し、

前記光送信部は、前記光I-Q変調器からの出力に対し、OFDM信号の両側に現れる2つキャリアの一方を遮断する帯域通過フィルタ

をさらに有し、

前記第1周波数 f_{s1} は、第1無線周波数信号に基づく第1光OFDM信号におけるガードバンドの第1帯域幅とベースバンドOFDM信号の帯域幅の半分との和であり、

前記第2周波数 f_{s2} は、第2無線周波数信号に基づく第2光OFDM信号におけるガードバンドの第2帯域幅とベースバンドOFDM信号の帯域幅の半分との和であり、

第1光OFDM信号におけるガードバンドの第1帯域幅は、少なくともベースバンドOFDM信号の帯域幅の3/2倍であり、第2光OFDM信号におけるガードバンドの第2帯域幅は少なくともベースバンドOFDM信号の帯域幅の1/2倍であり、

前記光源部からの光の周波数差は、ベースバンドOFDM信号の帯域幅と、第2光OFDM信号におけるガードバンドの第2帯域幅と、サブキャリア間の周波数間隔との和より大きいか等しく、

第1光OFDM信号と第2光OFDM信号をシンボル時間毎に交互に送信する光通信システム。

【請求項10】

光送信器が、シンボル時間にわたって互いに直交する複数のサブキャリアにデジタルデータをマッピングして変調し、光ファイバを介して光信号で送信し、

光受信器が、該光ファイバを伝播した光信号を光電変換し、各サブキャリア信号を復調して元のデジタルデータを再生する光通信システムであって、

前記光送信器は、

シンボル時間にわたって互いに直交する複数のサブキャリアにデジタルデータをマッピングして変調し、変調されたサブキャリア信号からベースバンドOFDM信号を生成する送信信号処理部と、

該ベースバンドOFDM信号を所定周波数の光に変調し光OFDM信号を生成する電気-光変換部と

を備え、前記送信信号処理部と前記電気-光変換部によりシンボル時間ごとに交互に波長の異なる光OFDM信号を送信し、

前記光受信器は、

光ファイバを介して前記光送信器から受信した光OFDM信号の一部をシンボル時間遅延させて光OFDM信号と合成させる遅延干渉部と、合成された光信号を電気信号に変換するバランス型光-電気変換部との少なくともひとつの組と、

前記光-電気変換部の出力からサブキャリア信号を得、このサブキャリア信号からデータを復調して元のデジタルデータを再生する受信信号処理部と

を有し、

前記送信信号処理部は、

正弦波信号と余弦波信号を発生する発振部と、

ベースバンドOFDM信号の実部に、前記発振部からの余弦波信号を加算する第1加算器と、

ベースバンドOFDM信号の虚部に、前記発振部からの正弦波信号を加算する第2加算器と、

を有し、

前記電気-光変換部は、

2波長の前記光をそれぞれ出力する光源部と、

前記光源部からの光の一方を、前記第1加算器からの信号で変調する第1光I-Q変調器と、

10

20

30

40

50

前記光源部からの光の他方を、前記第2加算器からの信号で変調する第2光I-Q変調器と、
を有し、

前記電気-光変換部は、前記第1加算器からの信号と前記第2加算器からの信号が、シンボル時間毎に交互に前記第1光I-Q変調器と前記第2光I-Q変調器に入力され、前記第1光I-Q変調器と前記第2光I-Q変調器の出力を合波して前記第1光I-Q変調器からの第1光OFDM信号と前記第2光I-Q変調器からの第2光OFDM信号シンボル時間毎の交互に出力し、

前記発振器からの信号の周波数 f_s は、ベースバンドOFDM信号の帯域幅の半分とサブキャリア間の周波数間隔の和であり、

前記光源部からの光の周波数差は、ベースバンドOFDM信号の帯域幅と、第2光OFDM信号におけるガードバンドの所望の第2帯域幅と、サブキャリア間の周波数間隔との和より大きいか等しい光通信システム。

【請求項11】

光送信器が、シンボル時間にわたって互いに直交する複数のサブキャリアにデジタルデータをマッピングして変調し、光ファイバを介して光信号で送信し、光受信器が、該光ファイバを伝播した光信号の一部をシンボル時間遅延させて該光信号と合成させ、合成された光信号を光電変換し、各サブキャリア信号を復調して元のデジタルデータを再生する光通信システムにおける前記光送信器であって、

シンボル時間にわたって互いに直交する複数のサブキャリアにデジタルデータをマッピングして変調し、変調されたサブキャリア信号からベースバンドOFDM信号を生成する送信信号処理部と、

該ベースバンドOFDM信号を所定周波数の光に変調し光OFDM信号を生成する電気-光変換部と

を備え、

前記電気-光変換部は、

ベースバンドOFDM信号の実部に第1周波数 f_{s1} の第1無線周波数信号と第2周波数 f_{s2} の第2無線周波数信号の余弦波信号をシンボル時間毎に交互に加算し、加算後のベースバンドOFDM信号を第3周波数 f_{LD1} の光に変調して第1光OFDM信号を生成し、

ベースバンドOFDM信号の虚部に前記第1無線周波数信号と前記第2無線周波数信号の正弦波信号をシンボル時間毎に交互に加算し、加算後のベースバンドOFDM信号を第4周波数 f_{LD2} の光に変調して第2光OFDM信号を生成し、

前記第1及び第2無線周波数信号の正弦波信号は互いに逆相であり、

前記第1周波数 f_{s1} は、第1光OFDM信号におけるガードバンドの第1帯域幅とベースバンドOFDM信号の帯域幅の半分との和であり、

前記第3周波数 f_{s2} は、第2光OFDM信号におけるガードバンドの第2帯域幅とベースバンドOFDM信号の帯域幅の半分との和であり、

第1光OFDM信号におけるガードバンドの第1帯域幅は、少なくともベースバンドOFDM信号の帯域幅の3/2倍であり、第2光OFDM信号におけるガードバンドの第2帯域幅は少なくともベースバンドOFDM信号の帯域幅の1/2倍であり、

前記第3周波数と第4周波数の差は、ベースバンドOFDM信号の帯域幅と、第2光OFDM信号におけるガードバンドの所望の第2帯域幅と、サブキャリア間の周波数間隔との和より大きいか等しく、

前記送信信号処理部と前記電気-光変換部によりシンボル時間ごとに交互に異なる2波長の第1光OFDM信号と第2光OFDM信号を送信する前記光送信器。

【請求項12】

光送信器が、シンボル時間にわたって互いに直交する複数のサブキャリアにデジタルデータをマッピングして変調し、光ファイバを介して光信号で送信し、

光受信器が、該光ファイバを伝播した光信号を光電変換し、各サブキャリア信号を復調

10

20

30

40

50

して元のデジタルデータを再生する光通信システムにおけるトランスポンダであって、
前記光送信器及び前記光受信器を備え、

前記光送信器は、

シンボル時間にわたって互いに直交する複数のサブキャリアにデジタルデータをマッピングして変調し、変調されたサブキャリア信号からベースバンドOFDM信号を生成する送信信号処理部と、

該ベースバンドOFDM信号を所定周波数の光に変調し光OFDM信号を生成する電気-光変換部と

を備え、前記送信信号処理部と前記電気-光変換部によりシンボル時間ごとに交互に異なる2波長の光OFDM信号を送信し、

10

前記光受信器は、

光ファイバを介して前記光送信器から受信した光OFDM信号の一部をシンボル時間遅延させて光OFDM信号と合成させる遅延干渉部と、合成された光信号を電気信号に変換するバランス型光-電気変換部との少なくともひとつの組と、

前記光-電気変換部の出力からサブキャリア信号を得、このサブキャリア信号からデータを復調して元のデジタルデータを再生する受信信号処理部と

を有し、

前記電気-光変換部は、

ベースバンドOFDM信号の実部に第1周波数 f_{s1} の第1無線周波数信号と第2周波数 f_{s2} の第2無線周波数信号の余弦波信号をシンボル時間毎に交互に加算し、加算後のベースバンドOFDM信号を第3周波数 f_{lp1} の光に変調して第1光OFDM信号を生成し、

20

ベースバンドOFDM信号の虚部に前記第1無線周波数信号と前記第2無線周波数信号の正弦波信号をシンボル時間毎に交互に加算し、加算後のベースバンドOFDM信号を第4周波数 f_{lp2} の光に変調して第2光OFDM信号を生成し、

前記第1及び第2無線周波数信号の正弦波信号は互いに逆相であり、

前記第1周波数 f_{s1} は、第1光OFDM信号におけるガードバンドの第1帯域幅とベースバンドOFDM信号の帯域幅の半分との和であり、

前記第3周波数 f_{s2} は、第2光OFDM信号におけるガードバンドの第2帯域幅とベースバンドOFDM信号の帯域幅の半分との和であり、

30

第1光OFDM信号におけるガードバンドの第1帯域幅は、少なくともベースバンドOFDM信号の帯域幅の3/2倍であり、第2光OFDM信号におけるガードバンドの第2帯域幅は少なくともベースバンドOFDM信号の帯域幅の1/2倍であり、

前記第3周波数と第4周波数の差は、ベースバンドOFDM信号の帯域幅と、第2光OFDM信号におけるガードバンドの所望の第2帯域幅と、サブキャリア間の周波数間隔との和より大きいか等しく、

第1光OFDM信号と第2光OFDM信号をシンボル時間毎に交互に送信する前記トランスポンダ。

【発明の詳細な説明】

40

【技術分野】

【0001】

本発明は、光通信システム、光送信器及びトランスポンダに係り、特に、マルチキャリアを用いた光OFDM通信システムに関し、より具体的には、光OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing、直交周波数分割多重)通信システムにおいて光受信器の所要帯域を低減する光通信システム、光送信器及びトランスポンダに関する。

【背景技術】

【0002】

今まで実用化されてきた光通信システムの多くは、光の強度を用いた2値の変復調技術

50

を適用している。具体的には、送信側でデジタル情報の「0」と「1」を光の強度のオン・オフに変換して光ファイバに送信し、光ファイバを伝播した光は受信側で光電変換されてもとの情報を復元している。近年、インターネットの爆発的普及に伴い、光通信システムに要求される通信容量は飛躍的に伸びている。通信容量の大容量化の要請に対して今までは、光のオン・オフする速度、つまり変調速度を上昇させることで対応してきた。しかしながら、この変調速度を上昇させて大容量化を実現するという手法では一般に、次に述べる課題がある。

【0003】

変調速度を上昇させると、光ファイバの波長分散によって制限される伝送可能な距離は短くなる、という課題がある。一般に波長分散によって制限される伝送距離はビットレートの二乗で短くなる。つまり、ビットレートが2倍になると、波長分散により制限される伝送距離は1/4になる。同様に変調速度を上昇させると、光ファイバの偏波分散により制限される伝送可能な距離が短くなる、という課題もある。一般にビットレートが2倍になると、偏波分散によって制限される伝送距離は1/2になる。波長分散の影響を具体的に示すと、ビットレートが10Gbpsで通常分散ファイバを用いると波長分散で制限される伝送距離は60kmであるが、ビットレートが40Gbpsのシステムになると、其の距離はおよそ4kmと短くなる。さらに次世代の100Gbpsシステムの場合は波長分散によって制限される伝送距離は0.6kmとなり、このままでは、伝送距離が500km程度の幹線光通信システムを実現することはできない。超高速な幹線光通信システムを構築するために現在は、伝送路の波長分散を打ち消すために負の波長分散を持ったいわゆる分散補償ファイバという特殊な光ファイバを中継器や送受信機に設置している。この特殊ファイバは高価であり、また送受信機や光中継器内部に設置する分散補償ファイバの量を決定する高度な設計が必要になり、これら両者が光通信システムの価格を押し上げて

10

20

【0004】

そこで最近、通信容量を増加させる光変復調方式として、OFDM技術を用いた光通信システムの研究が脚光を浴びている。OFDM技術は、1シンボル時間内で互いに直交する、つまり1シンボル時間の逆数の整数倍の周波数を持つ、多数の正弦波（これをサブキャリアと呼ぶ）のそれぞれの振幅と位相を所定の値に設定することによって情報を乗せ（変調し）、これらのサブキャリアを束ねた信号でキャリア（搬送波）を変調し送信する技術である。このOFDM技術は、電話局と家庭の間で通信するVDSL（Very high bit rate Digital Subscriber Line）システムや、家庭内での電力線通信システム、さらには地上波デジタルTVシステムで用いられ、実用化されている。さらには次世代の携帯電話システムでも用いられる予定である。

30

【0005】

光OFDM通信システムは、光をキャリアとしてOFDM技術を適用した通信システムである。OFDM技術では、前述のように多数のサブキャリアを用いており、さらにおのおのサブキャリアの変調方式は、例えば、4-QAM、8-PSK、あるいは16-QAMなど多値変調方式が適用可能なため、1シンボル時間がビットレートの逆数より非常に長くなる。その結果として前述の波長分散や偏波分散によって制限される伝送距離が、光通信システムで想定される伝送距離（例えば、国内の幹線システムでは500km）より十分長くなり、前述の分散補償ファイバが不要となる。その結果、低コスト光通信システムが実現できる可能性がある。

40

【0006】

直接検波受信方式を用いた光通信システムは、無線通信システムとは異なり、受信した光電流は光の電界の絶対値の二乗に比例する（一方、無線通信システムでは、受信アンテナに流れる電流は電界に比例する）。この特徴のため、直接検波受信方式を用いた光OFDM通では、無線OFDM通信には無い課題が発生する。つまり、受信した光電流は光電界の絶対値の二乗に比例するため、サブキャリア間のビート信号が本来の信号に干渉するという、という課題である。この課題を以下ではサブキャリア間ビート干渉と呼ぶことに

50

する。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0007】

【非特許文献1】Brendon J. C. Schmidt、Arthur J. Lowery and Liang B. Du、「Low Sampling Rate Transmitter for Direct-Detection Optical OFDM」、OFC/NFOEC 2009、OWM4、2009

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

10

【0008】

従来の光OFDM通信では、このサブキャリア間ビ-ト干渉を避ける提案がされている。それは、送信器から送信する光信号として、サブキャリア信号以外にキャリアも同時に送信し、さらにこれらキャリアとサブキャリア信号の間に周波数軸上でガードバンドを設けるといふ提案である。この光OFDM信号のスペクトルを図3に示す。この図を見てもわかるように、OFDM信号である複数のサブキャリアとキャリアとを同時に送信しており、しかもキャリアとOFDM信号の間にはOFDM信号の帯域幅(B)とおおよそ等しい幅のガードバンドを周波数軸上に設定している。この光OFDM信号を直接検波受信した場合の光電流のスペクトルを図4に示す。この図からわかるように、本来受信すべき信号(キャリアとサブキャリアとのビ-ト信号)の低周波側にサブキャリア間ビ-ト信号が存在し、これらは周波数軸上で分離できるため、受信特性に影響は現れない。これが従来光OFDM通信で提案されている、サブキャリア間ビ-ト干渉を避ける手法である。

20

【0009】

このサブキャリア間ビ-ト干渉を避ける手法には二つ課題がある。まず、図3のスペクトルを持つ光OFDM信号を生成するためには、キャリアも含めて信号生成を行う必要があり、光送信器の高周波回路とくに、デジタル-アナログ変換部(例えば、後述する図2の116、116-1に相当)は超高速動作が要求される。これが第一の課題である。より具体的に述べると、本来は2Bの速度でベースバンドOFDM信号を生成できるところ、キャリアを含めて信号生成する場合は4Bの速度で動作する必要がある。

【0010】

30

第二の課題は受信器の帯域も広帯域性が要求されることである。図4の光電流を受信して信号を復調するためには、ガードバンドBだけ、余分に広帯域な光-電気変換部を必要とする。さらに、アナログ-デジタル変換部(後述する図11の221に相当)も超高速で動作する回路が必要となる。一般に高速動作の電子回路は非常に高価になり、あるいは最悪の場合、つまり実現しようとするビットレ-トが高すぎる場合は、入手困難になり、システムを実現できなくなる。

【0011】

第一の課題、つまり光送信器(特にデジタル-アナログ変換部)の広帯域化に対する解決策のひとつは提案されており(非特許文献1)、これはキャリアをベースバンドOFDM信号の生成後に加算する、という手法である。

40

【0012】

非特許文献1に記述されている技術は、第一の課題、つまり光送信器のデジタル-アナログ変換部の高速化を避けるためのものである。第二の課題、つまり光受信器、とくに光-電気変換部やアナログ-デジタル変換部の広帯域化や高速化に対する対策は依然として未解決である。

【0013】

本発明は、以上の点に鑑みてなされたものであり、光OFDM通信システムにおいて、サブキャリア間ビ-ト干渉の影響を受けず、さらに光受信器の帯域を広帯域化せずに実現できる光通信システム、光送信器及びトランスポンダを提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

50

【 0 0 1 4 】

本発明では、OFDMのシンボル時間毎に交互に異なるスペクトルの光OFDM信号を送信し、この光を光ファイバで伝送した後、遅延時間が1シンボル時間に等しい遅延干渉計とバランス型直接検波受信器で光 - 電気変換する。

以下に課題を解決するための手段をより具体的に記述する。各図については、実施の形態でも説明するが、以下適宜参照する。

【 0 0 1 5 】

図1を用いて本発明を説明する。本発明の光通信システムでは、光送信器100と光受信器200は光ファイバ300で接続されている。光送信器100内部の送信信号処理部110では、入力端から入力された通信するデータを、ベースバンドOFDM信号に変換する。ここで送信信号処理部の構成は例えば、図2に示す通りである。

10

【 0 0 1 6 】

ベースバンドOFDM信号の実部と虚部は電気 - 光変換部120で光OFDM信号に変換されて光ファイバ300に送信される。この光OFDM信号は、図6に示すようにOFDMシンボル時間毎に交互に、図7に示す2通りのスペクトルを取る。

光ファイバ300を通ったこの光OFDM信号は、光受信器200に入射する。光受信器200は、遅延時間TがOFDMの1シンボル時間に等しい遅延干渉計230、バランス型光 - 電気変換部210および受信信号処理部220を備える。遅延干渉計230で1シンボル時間前の光信号と干渉した光OFDM信号はバランス型光 - 電気変換部210で電気信号に変換され、その電気信号は受信信号処理部220で情報であるデータに復調されて出力される。

20

図8に遅延干渉計の構成を、図9にバランス型光 - 電気変換部の構成を、図11に受信信号処理部の構成例を示す。

【 0 0 1 7 】

次にこの光送信器と光受信器の構成で、サブキャリア間ビ - ト干渉の影響がなく光受信器の帯域が従来方式より狭いことを示す。図7のスペクトルの光電界E(t)を次式で表わす。

【 数 1 】

$$E(t) = E_C(t) + E_S(t) \quad (1)$$

30

ここでE_C(t)はキャリアの電界を、E_S(t)はOFDM信号の電界をそれぞれ表す。図7からわかるように、キャリアの光周波数と複数のサブキャリアから構成されるOFDM信号の光周波数は、シンボルごとに交互に変化する。この光電界E(t)は光ファイバ300を通して遅延干渉計230に入射する。遅延干渉計230の出力ポート1と2(図8参照)からの光電界はそれぞれ次式で表わせる。

【 数 2 】

$$\begin{aligned} E_{port1}(t) &\propto E(t) + E(t+T) \\ E_{port2}(t) &\propto E(t) - E(t+T) \end{aligned} \quad (2)$$

40

ここでTは、遅延干渉計230の遅延時間、すなわちOFDMのシンボル時間を表す。

これらの光はバランス型光 - 電気変換部210で電気信号に変換されるが、バランス型光 - 電気変換部210の2個のフォトダイオ - ドそれぞれに流れる電流は、

【数3】

$$\begin{aligned}
 i_1(t) &\propto |E_{port1}(t)|^2 \\
 i_2(t) &\propto |E_{port2}(t)|^2
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

と表わされ、その結果バランス型光 - 電気変換部 210 の出力 $V(t)$ は次式となる。

【数4】

$$\begin{aligned}
 V(t) &\propto i_1(t) - i_2(t) \propto E(t) \cdot E^*(t+T) + E^*(t) \cdot E(t+T) = \\
 &E_C(t) \cdot E_C^*(t+T) + E_C^*(t) \cdot E_S(t+T) + E_C^*(t+T) \cdot E_S(t) + E_S(t) \cdot E_S^*(t+T) + cc
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

10

式(4)右辺の第1項はキャリア間のビ - ト信号、第2項と第3項はキャリアとOFDM信号のビ - ト信号(所望の信号)、第4項はOFDM信号間のビ - ト信号、すなわちサブキャリア間ビ - ト信号をそれぞれ表わしている。

【0018】

ここで図6の信号で、時刻 t のシンボルがシンボル No. 2、時刻 $t + T$ のシンボルがシンボル No. 1 の場合について説明する。スペクトル(図7)を見ると、シンボル No. 1 のキャリア1の周波数 $(f_{LD1} - f_{S1})$ とシンボル No. 2 のOFDM信号の最低周波数 $(f_{LD2} - B/2)$ との差はサブキャリア間の周波数 f に設定してある。同様にシンボル No. 2 のキャリア2の周波数 $(f_{LD2} + f_{S2})$ とシンボル No. 1 のOFDM信号の最低周波数 $(f_{LD1} - B/2)$ との差はサブキャリア間の周波数 f に設定してある。ここで B は、OFDM信号の帯域幅を表す。さらに、ガードバンドの周波数幅 W_2 は少なくとも B 以上とする。

20

【0019】

以上の条件の下で、バランス型光 - 電気変換部の出力信号(式(4))のスペクトルを計算するとその結果は図10(a)となる。この図で白丸の信号はOFDM信号 S_1 と S_2 の和(式(4)右辺の第2項と第3項の和)であり、黒丸の信号はOFDM信号 S_1 と S_2 のサブキャリア間ビ - ト信号(式(4)右辺の第4項)を表す。

30

次に図6の信号で、時刻 t のシンボルがシンボル No. 3、時刻 $t + T$ のシンボルがシンボル No. 2 の場合について同様にスペクトルを計算すると図10(b)と求まる。

【0020】

図10(a)と(b)から以下の2つの事がわかる。まず、サブキャリア間ビ - ト信号と所望の信号(この場合は S_1 と S_2 の和、または S_2 と S_3 の和)は、周波数軸上で完全に分かれており、干渉による信号劣化は起こらない。さらに、従来方式(図4参照)と異なり、所望の信号がサブキャリア間ビ - ト信号の低周波側に分布しており、従って光受信機 200 に要求されるアナログ受信帯域は、従来の半分の、およそ B となる。その結果、アナログ - デジタル変換回路 221 の所要サンプリング速度も従来の半分のおよそ $2B$ となる。

40

【0021】

なお、上記記述では、ガードバンドの周波数幅 W_2 は、サブキャリア間ビ - ト干渉が完全に起こらない最小値 B とした場合であるが、干渉による信号劣化を起こすことを多少許すとしても、

【数5】

$$W_2 > B/2
 \tag{5}$$

は満たす必要がある。

50

【 0 0 2 2 】

バランス型光 - 電気変換部 2 1 0 の出力電気信号は、受信信号処理部 2 2 0 に入る。図 1 1 に受信信号処理部 2 2 0 の機能ブロック図を示す。バランス型光 - 電気変換部 2 1 0 の出力電気信号は、まず受信信号処理部 2 2 0 (図 1 1) のアナログ - デジタル変換回路 2 2 1 で、デジタル信号に変換された後、サイクリックプリフィックス除去 (C P R) 部でサイクリックプリフィックスを取り除き、この信号をシリアル - パラレル変換部 2 2 3 でパラレルデータに変換し、このパラレルデータを F F T 部 2 2 4 で各サブキャリアに変換する。各サブキャリアは時間的に前後する 2 つのシンボルの和 (図 1 0 では、 $S 1 + S 2$ 、あるいは $S 2 + S 3$) のデータで変調されているので、これを取り除くため、差動増幅器 2 2 7 と 1 シンボル時間 T だけ遅延する遅延回路 2 2 8 から構成された差分演算を実施する。これは各シンボル時間に $S 1 + S 2$ 、 $S 2 + S 3$ 、 $S 3 + S 4$ 、... と同一シンボルが時間的につづいて現れるため、この差分演算によって各シンボル時間に $S 1$ 、 $S 2$ 、 $S 3$ 、 $S 4$ 、... と各シンボルが一度だけ現れるように変換する目的で実施する。その後は従来の O F D M 信号の受信信号処理と同じプロセスを行う。すなわち、サブキャリア復調部でサブキャリア毎にデータを復調し、これらのパラレルデータをパラレル / シリアル変換部 2 2 6 でシリアルデータに戻してデータとして出力する。

10

【 0 0 2 3 】

以上が本発明の基本動作原理である。本発明の本来の目的である、サブキャリア間ビット干渉を避けかつ受信器のアナログ帯域が従来の半分となる、光 O F D M 通信システムが実現できる。

20

【 0 0 2 4 】

本発明の第 1 の解決手段によると、

光送信器が、シンボル時間にわたって互いに直交する複数のサブキャリアにデジタルデータをマッピングして変調し、光ファイバを介して光信号で送信し、

光受信器が、該光ファイバを伝播した光信号を光電変換し、各サブキャリア信号を復調して元のデジタルデータを再生する光通信システムであって、

前記光送信器は、

シンボル時間にわたって互いに直交する複数のサブキャリアにデジタルデータをマッピングして変調し、変調されたサブキャリア信号からベースバンド O F D M 信号を生成する送信信号処理部と、

30

該ベースバンド O F D M 信号をレーザ光に変調し光 O F D M 信号を生成する電気 光変換部と

を備え、前記送信信号処理部と前記電気 - 光変換部によりシンボル時間ごとに交互に異なる 2 波長の光 O F D M 信号を送信し、

前記光受信器は、

光ファイバを介して前記光送信器から受信した光 O F D M 信号の一部をシンボル時間遅延させて光 O F D M 信号と干渉させる遅延干渉部と、干渉された光信号を電気信号に変換するバランス型光 - 電気変換部との少なくともひとつの組と、

前記光 - 電気変換部の出力からサブキャリア信号を得、このサブキャリア信号からデータを復調して元のデジタルデータを再生する受信信号処理部と

40

を有する前記光通信システムが提供される。

【 0 0 2 5 】

本発明の第 2 の解決手段によると、

光送信器が、シンボル時間にわたって互いに直交する複数のサブキャリアにデジタルデータをマッピングして変調し、光ファイバを介して光信号で送信し、

光受信器が、該光ファイバを伝播した光信号を光電変換し、各サブキャリア信号を復調して元のデジタルデータを再生する光通信システムにおける前記光送信器であって、

シンボル時間にわたって互いに直交する複数のサブキャリアにデジタルデータをマッピングして変調し、変調されたサブキャリア信号からベースバンド O F D M 信号を生成する送信信号処理部と、

50

該ベースバンドOFDM信号をレーザ光に変調し光OFDM信号を生成する電気 光変換部と

を備え、前記送信信号処理部と前記電気 - 光変換部によりシンボル時間ごとに交互に異なる2波長の光OFDM信号を送信する前記光送信器が提供される。

【0026】

本発明の第3の解決手段によると、

光送信器が、シンボル時間にわたって互いに直交する複数のサブキャリアにデジタルデータをマッピングして変調し、光ファイバを介して光信号で送信し、

光受信器が、該光ファイバを伝播した光信号を光電変換し、各サブキャリア信号を復調して元のデジタルデータを再生する光通信システムにおけるトランスポンダであって、

前記光送信器及び前記光受信器を備え、

前記光送信器は、

シンボル時間にわたって互いに直交する複数のサブキャリアにデジタルデータをマッピングして変調し、変調されたサブキャリア信号からベースバンドOFDM信号を生成する送信信号処理部と、

該ベースバンドOFDM信号をレーザ光に変調し光OFDM信号を生成する電気 光変換部と

を備え、前記送信信号処理部と前記電気 - 光変換部によりシンボル時間ごとに交互に異なる2波長の光OFDM信号を送信し、

前記光受信器は、

光ファイバを介して前記光送信器から受信した光OFDM信号の一部をシンボル時間遅延させて光OFDM信号と干渉させる遅延干渉部と、干渉された光信号を電気信号に変換するバランス型光 - 電気変換部との少なくともひとつの組と、

前記光 - 電気変換部の出力からサブキャリア信号を得、このサブキャリア信号からデータを復調して元のデジタルデータを再生する受信信号処理部とを有する前記トランスポンダが提供される。

【発明の効果】

【0027】

本発明によると、光OFDM通信システムにおいて、サブキャリア間ビ - ト干渉の影響を受けず、さらに光受信器の帯域を広帯域化せず実現できる光通信システム、光送信器及びトランスポンダを提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【0028】

【図1】本発明の光OFDM通信システムの機能ブロック図。

【図2】送信信号処理部の機能ブロック図。

【図3】従来の光OFDM通信システムにおける光OFDM信号光のスペクトルの模式図。

【図4】従来の光OFDM通信システムにおける受信電気信号のスペクトルの模式図。

【図5】電気 光変換部の機能ブロック図の説明図。

【図6】本発明における光OFDM信号の時系列を説明する模式図。

【図7】本発明における光OFDM信号光のスペクトルの一例を説明する模式図。

【図8】遅延干渉部の構成図。

【図9】バランス型光 - 電気変換部の構成図。

【図10】本発明における受信電気信号のスペクトルの一例を説明する模式図。

【図11】本発明の第1の実施の形態の受信信号処理部の機能ブロック図。

【図12】本発明の第1の実施の形態の電気 - 光変換部の構成図。

【図13】本発明の第2の実施の形態の電気 - 光変換部の構成図。

【図14】本発明の第2の電気 - 光変換部とともに用いる光フィルタの透過特性を説明するスペクトルの模式図。

【図15】本発明の第3の実施の形態の送信信号処理部の機能ブロック図。

【図16】本発明の第3の実施の形態の電気-光変換部の構成図。

【図17】本発明の第3の実施の形態の電気-光変換部の各部での光スペクトルの模式図

【図18】本発明の第3の実施の形態の光OFDM信号の時系列を説明する模式図。

【図19】本発明の第3の実施の形態の光OFDM信号光のスペクトルを説明する模式図

【図20】本発明の第4の実施の形態の光受信器の機能ブロック図。

【図21】本発明の第4の実施の形態の光受信器とともに用いる光フィルタの透過特性を説明するスペクトルの模式図。

【図22】本発明の第4の実施の形態の光受信器の受信電気信号のスペクトルの模式図。

【図23】本発明の第4の実施の形態の光受信器の受信信号処理部の機能ブロック図。

【発明を実施するための形態】

【0029】

以下、本実施の形態を説明する。

1. 第1の実施の形態

図1等を参照して第1の実施の形態を説明する。ここでは説明のためサブキャリアの変調は4-QAMと仮定するが、本実施の形態はこれに制限されるものではなく、任意のサブキャリア変調方式に対して適用可能である。またサブキャリアの本数はN本(Nは整数)とする。

【0030】

図1に、本実施の形態の光OFDM通信システムの構成図を示す。

光OFDM通信システムは、例えば、光送信器100と、光ファイバ300と、光受信器200とを備える。光送信器100は、例えば、送信信号処理部110と電気-光変換部120を有する。光受信器200は、遅延干渉計230と、バランス型光-電気変換部210と、受信信号処理部220を有する。光送信器100と光受信器200は、光ファイバ300を介して接続される。

本来通信すべきデジタルデータが光送信器100に入力すると、光送信器100の内部の送信信号処理部110でベースバンドOFDM信号に変換され、この信号は電気-光変換部120で光OFDM信号に変換される。この光OFDM信号は伝送路である光ファイバ300を通して直接検波光受信器200に到達する。光OFDM信号は光-電気変換部210で直接検波受信されて電気信号に変換される。この電気信号は理想的には前述のベースバンドOFDM信号であり、この信号は受信信号処理部220で本来通信すべきデジタルデータに復調されて出力される。

【0031】

図2は、第1の実施の形態における送信信号処理部110の機能ブロック図を示す。

送信信号処理部110は、例えば、シリアル-パラレル(S/P)変換部111と、サブキャリア変調部112と、逆FFT部(逆高速フーリエ変換部)113と、パラレル-シリアル(P/S)変換部114と、デジタル-アナログ(D/A)変換部116、116-1を備える。なお、P/S変換部114とD/A変換部116、116-1の間にサイクリックプリフィックス挿入(CPI)部115を設け、サイクリックプリフィックスを付加しても良いのはいうまでもない。

【0032】

本来通信すべきデータは、S/P変換部111で2N個の平行データに変換される。ここでNはデータを乗せるサブキャリアの本数である。サブキャリアの変調が4-QAMの場合は2N個の平行データであるが、これが例えば16-QAMの場合は4N個となる。つまりシリアルデータは、「1シンボルのビット数×サブキャリアの本数」個の平行データに変換する。サブキャリア変調部112は、この平行データを用いてN本のサブキャリアに変調をかける。この変調されたサブキャリア(C_k、k=0、1、・・・N-1)は逆FFT部113に入力される。入力された信号は、逆FFT部(逆高速フーリエ変換部)113で時間軸のデータに変換され、P/S変換部114でシリアル

10

20

30

40

50

デ - タに変換される。このシリアルデ - タの実部と虚部はそれぞれ D / A 変換部 1 1 6 と 1 1 6 - 1 を通過してアナログ信号に変換されて出力される。この出力された信号をベースバンド OFDM 信号と呼ぶ。

【 0 0 3 3 】

本実施の形態の電気 - 光変換部 1 2 0 の構成および動作を説明する前に、理解の助けとして図 5 に示す電気 - 光変換部の例をまず説明する。送信信号処理部 1 1 0 の D / A 変換部 1 1 6、1 1 6 - 1 の出力信号であるベースバンド OFDM 信号の実部と虚部は、RF 発振器 1 2 3 の出力 RF 信号 (周波数 f_s) の余弦波 (\cos 成分) と正弦波 (\sin 成分)。余弦波の位相を 90° ずらすため移相器 1 2 4 を通して生成しても良い) を加算器 1 2 5 と 1 2 5 - 1 でそれぞれ加算され、光 I - Q 変調器 1 2 2 の I ポ - トと Q ポ - トにそれぞれ印加される。光 I - Q 変調器 1 2 2 は例えば LiNbO_3 (ニオブ酸リチウム) 基板上に作成した光導波路での電気光学効果を利用したデバイスが良く知られているが、これに限るものではなく、例えば InP 基板上に作成されたデバイスでも良い。

レ - ザ (光源) 1 2 1 は光周波数 f_{LD} の光を出し、この光は光 I - Q 変調器 1 2 2 に入射する。光 I - Q 変調器 1 2 2 では、この光の I 成分を I ポ - トに入力した電気信号で変調し、光の Q 成分を Q ポ - トに入力した電気信号で変調し、それら 2 つの成分、すなわち変調された I 成分の光と Q 成分の光は加算されて出力される。光 I - Q 変調器 1 2 2 の出力光 (以下では光 OFDM 信号と呼ぶ) のスペクトルは、光周波数 f_{LD} を中心に複数のサブキャリアの集まりである OFDM 信号と周波数 f_s の RF 信号によって生成される光の下側帯波成分 (周波数は $f_{LD} - f_s$ 。以下ではキャリアと呼ぶ) で構成される (キャリアが上側帯波成分 $f_{LD} + f_s$ でも良いのは言うまでもない)。ここで f_s は、ベースバンド OFDM 信号の帯域を B 、所望のガードバンド幅を W とすると、例えば $W + B / 2$ と設定する。するとこの場合の光 I - Q 変調器 1 2 2 の出力光のスペクトルは、図 3 となる (図 3 では $W - B$ としている)。この例に基づいて、本実施の形態の電気 - 光変換部の構成とその動作を次に説明する。

【 0 0 3 4 】

図 1 2 に、本発明の第一の実施の形態の電気 - 光変換部の構成を示す。

送信信号処理部 1 1 0 の出力であるベースバンド OFDM 信号の実部と虚部を RF 信号の \cos 成分と \sin 成分とそれぞれ加算してこれを光 I - Q 変調器 1 2 2 の I - ポ - トと Q - ポ - トに印加して、レ - ザ 1 2 1 - 1 からの光に変調をかけるという基本動作は上述の例と同じである。

上述の例と異なる点は、まず、レ - ザ 1 2 1 - 1 からの光は OFDM 信号のシンボル時間毎に 2 つの異なる光周波数 f_{LD1} と f_{LD2} のどちらかを交互に取るように RF 発振器 1 2 6 で制御されている点である。この光周波数の切り替えは、例えばレ - ザ 1 2 1 - 1 を半導体レ - ザで実現し、この半導体レ - ザの駆動電流を RF 発振器 1 2 6 の出力信号に応じてわずかに変化させる事によって、実現できる。なお、2 つの光周波数差 $f_{LD1} - f_{LD2}$ ($f_{LD1} > f_{LD2}$ と仮定) をいくらに設定するかは後述する。これに限らず、他の手法で 2 つの光周波数の光を発生させる光源部であってもよい。

【 0 0 3 5 】

また、ベースバンド OFDM 信号の実部と虚部に加算される RF 信号は、2 つの RF 発振器 1 2 3 - 1 と 1 2 3 - 2 の出力 (それぞれの発振周波数は f_{s1} と f_{s2}) のどちらか一方の出力を 2×1 電気スイッチ 1 2 7 - 1 と 1 2 7 - 2 で選択する点も上述の例と異なっている。さらに、RF 発振器 1 2 3 - 1 と 1 2 3 - 2 のそれぞれの出力の正弦波成分は互いに 180° 位相がずれている (つまり逆相になっている)。なお、余弦成分は同相) 。これは移相器 1 2 4 - 1 と 1 2 4 - 2 の設定をそれぞれ -90° と $+90^\circ$ に設定することによって実現できる。なお、他の手法で 2 つの周波数の正弦波成分と余弦波成分をそれぞれ発生させる発振部であってもよい。

2×1 電気スイッチ 1 2 7 - 1 と 1 2 7 - 2 の切り替えは、OFDM 信号のシンボル時間毎に同期して行う。また切り替えは、前述のレ - ザ 1 2 1 - 1 の光周波数のシンボル時間毎の切り替え (これは、RF 発振器 1 2 6 で制御されている) と同期させている。さ

10

20

30

40

50

らに、このシンボル時間毎の切り替えは、送信信号処理部 110 のクロックと同期している。つまり、光送信器 100 のすべての論理回路、発振器、切り替えスイッチは同一のクロックで同期が取れている。

【0036】

この時の光 OFDM 信号（つまり光 I - Q 変調器 122 の出力光）は、図 6 のように模式的に表わすことができる。すなわち、あるシンボル（仮にシンボル No. 1 と呼ぶと）は、レ - ザ 121 - 1 からの光の周波数は f_{LD1} であり、ベースバンド OFDM 信号に加算される RF 信号の周波数は f_{S1} である。この次のシンボル No. 2 は、レ - ザ 121 - 1 からの光の周波数は f_{LD2} であり、ベースバンド OFDM 信号に加算される RF 信号の周波数は f_{S2} である。さらにこれに続くシンボル、つまりシンボル No. 3、5、. . . はシンボル No. 1 と同じ光周波数 f_{LD1} と RF 信号周波数 f_{S1} を用い、シンボル No. 4、6、. . . はシンボル No. 2 と同じ光周波数 f_{LD2} と RF 信号周波数 f_{S2} を用いる。

10

【0037】

また、すでに述べたように、2 つの RF 信号の正弦成分は互いに逆相なので、周波数が f_{S1} の RF 信号を用いて生成する、シンボル No. 1、3、5、. . . のキャリアは下側帯波となり、周波数が f_{S2} の RF 信号を用いて生成する、シンボル No. 2、4、6、. . . のキャリアは上側帯波となる。さらに RF 信号の周波数 f_{S1} と f_{S2} を例えば後述のように異なる値に設定すると、光 OFDM 信号のスペクトルは、図 7 のようにできる。図 7 の上の図はシンボル No. 1、3、5、. . . の時のスペクトルであり、図 7 の下の図はシンボル No. 2、4、6、. . . の時のスペクトルである。

20

【0038】

RF 発振器 123 - 1 と 123 - 2 の出力である RF 信号の周波数 f_{S1} と f_{S2} は、例えば次のように決定する。すなわち、ガ - ドバンドの帯域幅を W_1 と W_2 とし、OFDM 信号の帯域を B とすると、

【数 6】

$$\begin{aligned} f_{S1} &= W_1 + \frac{B}{2} \\ f_{S2} &= W_2 + \frac{B}{2} \end{aligned} \quad (6)$$

30

で与えられる（図 7 参照）。ガ - ドバンドの帯域幅 W_1 と W_2 は、光のスペクトル利用効率を上げるためには、なるべく狭く設定する必要がある一方、直接検波時に発生するサブキャリア間ビ - ト信号による干渉を避けるためには広く設定する必要がある。

サブキャリア間のビ - ト信号による干渉を完全に避ける場合（図 10 の場合）、ガ - ドバンドの帯域幅 W_1 と W_2 の最小値は、それぞれおおよそ $2B$ と B である。より正確に述べると、

【数 7】

$$\begin{aligned} W_1 &\geq W_2 + B + 2 \cdot \Delta f \\ W_2 &\geq B \end{aligned} \quad (7)$$

40

なる関係を満たす必要がある。ここで f は、サブキャリア間の周波数間隔を表し、

【数 8】

$$B = (N - 1) \cdot \Delta f \quad (8)$$

なる関係がある。

【0039】

50

さて、レ - ザの光周波数差 $f_{LD1} - f_{LD2}$ は図7と式(7)より次式で与えられる。

【数9】

$$f_{LD1} - f_{LD2} = B + W_2 + \Delta f \geq 2B + \Delta f \quad (9)$$

なお、サブキャリア間のビ - ト信号による干渉を完全に避けない場合、つまり多少はサブキャリア間ビ - ト干渉による信号品質劣化を許容する場合のガードバンドの帯域幅 W_1 と W_2 は少なくとも、それぞれおおよそ $3B/2$ と $B/2$ 以上は必要である。この場合、受信したOFDM信号のうち高周波側のサブキャリア(全サブキャリアのおよそ半分)がサブキャリア間ビ - ト干渉の影響を受け、残りの半分の低周波側のサブキャリアは干渉の影響を受けず受信信号品質の劣化は無い状態である。

【0040】

本実施の形態の説明では、式(6)と式(7)の最小値との両条件が満たされた場合、つまり、サブキャリア間のビ - ト信号による干渉を完全に避ける場合について、以下に説明を続ける。この場合のスペクトルは図7に示す通りである。すなわち、シンボルNo. 1、3、...のキャリア1と、シンボルNo. 2、4、...のOFDM信号のうちの最低周波数側サブキャリアとの周波数間隔は f である。同様に、シンボルNo. 2、4、...のキャリア2と、シンボルNo. 1、3、...のOFDM信号のうちの最低周波数側サブキャリアとの周波数間隔は f である。

【0041】

上記の電気 - 光変換部120で生成された光OFDM信号は、光送信器100の送信光として伝送路である光ファイバ300を伝搬し、光受信器200に到達する。光受信器200では、まず、遅延干渉計230に入射する。

【0042】

図8に、遅延干渉計230の構造を示す。遅延干渉計230の入力ポートから入射した光は、光カプラ231で二つの光に分離され、一方は遅延時間部233でOFDMの1シンボル時間Tだけ遅延された後、分離された他方の光と光カプラ232で合成されて出力ポート1と出力ポート2から出力される。

【0043】

図9に、バランス型光 - 電気変換部210の具体的な構成を示す。遅延干渉計230の2つの出力ポートからの光はバランス型光 - 電気変換部210で電気信号に変換される。バランス型光 - 電気変換部は、例えば2個のフォトダイオードとプリアンプから構成されており、フォトダイオードで光から電流に変換された2つの信号は引き算されてバランス型光 - 電気変換部210から出力される。

【0044】

図10に、バランス型光 - 電気変換部210の出力信号のスペクトルを示す。図10(a)は図6の光OFDM信号のシンボルNo. 1とシンボルNo. 2が遅延干渉部230で合成された場合のスペクトルであり、図10(b)は図6の光OFDM信号のシンボルNo. 2とシンボルNo. 3が遅延干渉部230で合成された場合のスペクトルである。この図10は、式(6)と式(7)の最小値との両条件が満たされた光OFDM信号の場合である。

図10から、低周波側には、受信すべきOFDM信号の和($S_1 + S_2$ 、 $S_2 + S_3$ 、...)が得られ、高周波側には異なるシンボル時間のサブキャリア間のビ - ト信号が得られる事がわかる。式(6)と式(7)の両条件が満たされると、OFDM信号とサブキャリア間ビ - ト信号はスペクトル上で完全に分離できる。さらに、従来方式(図4参照)と異なり、低周波側に求めるOFDM信号が現れ、不要なサブキャリア間ビ - ト信号は高周波側に表れているので、光受信器200のアナログ部品、たとえば、フォトダイオード、プリアンプ、A/D変換器に必要とされる帯域は、OFDM信号の帯域幅B程度で十分である。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 5 】

図 1 1 に受信信号処理部 2 2 0 の機能ブロック図を示す。バランス型光 - 電気変換部 2 1 0 の出力信号は、受信信号処理部 2 2 0 に入力する。光 - 電気変換部 2 1 0 の出力信号は、アナログ - デジタル (A / D) 変換部 2 2 1 でデジタル化され、サイクリックプリフィックス除去 (C P R) 部 2 2 2 でサイクリックプリフィックスを取り除き、シリアル - パラレル (S / P) 変換部 2 2 3 で N 本のパラレルデータに変換される。これらのパラレルデータは F F T (高速フーリエ変換) 部 2 2 4 において N 本のサブキャリア信号に分離される。その後サブキャリア復調部 2 2 5 にて各サブキャリアに乗っているデータが復調され、パラレル - シリアル (P / S) 変換部 2 2 6 にてシリアルデータに変換され、受信情報データとして出力される。

10

【 0 0 4 6 】

本実施の形態の受信信号処理部 2 2 0 では、 F F T 部 2 2 4 で各サブキャリアに分離された後、その信号は 1 シンボル前の信号と差を取って次段の復調部 2 2 5 に渡される。具体的には、 F F T 部 2 2 4 の出力の各サブキャリアは、差動増幅器 2 2 7、2 2 7 - 1 に入力される。この差動増幅器の出力は遅延回路 2 2 8、2 2 8 - 1 で O F D M の 1 シンボル時間 T だけ遅延されて、差動増幅器 2 2 7、2 2 7 - 1 の他方の入力に接続されている。したがって、この差動増幅器 2 2 7、2 2 7 - 1 では現シンボルの信号と 1 シンボル時間前の信号の差が出力される。

図 1 0 で説明したように、受信したサブキャリア信号は、遅延干渉計 2 3 0 の働きによって、連続する 2 つのシンボルの和となっているので、この様な遅延回路と差動増幅器をサブキャリア毎に用いると、それぞれの差動増幅器の出力には、各シンボルの信号 (S 1、S 2、S 3、. . .) が得られる。

20

【 0 0 4 7 】

差動増幅器 2 2 7、2 2 7 - 1 の出力は、上述のようにサブキャリア復調部 2 2 5 で復調され、続くパラレル - シリアル変換部 2 2 6 でシリアルデータに変換されて光受信器 2 0 0 の出力信号として出力される。これが受信したデータである。

【 0 0 4 8 】

2 . 第 2 の実施の形態

第 2 の実施の形態を図 1 3 を用いて説明する。本実施の形態では、電気 - 光変換部 1 2 0 が第 1 の実施の形態と異なっており、他の部分はすべて第 1 の実施の形態と同じであり、その説明は省く。

30

【 0 0 4 9 】

図 1 3 は第 2 の実施の形態の電気 - 光変換部 1 2 0 の機能ブロックと光フィルタ 1 3 0 を示す図である。

送信信号処理部 1 1 0 の出力である、ベースバンド O F D M 信号の実部は、2 x 1 スイッチ 1 2 7 で選択された周波数 f_{s1} の R F 発振器 1 2 3 - 1 あるいは周波数 f_{s2} の R F 発振器 1 2 3 - 2 の出力である余弦波 (C O S) と加算器 1 2 5 で加算されて光 I - Q 変調器 1 2 2 の I ポートに印加される。一方、ベースバンド O F D M 信号の虚部は、そのまま光 I - Q 変調器 1 2 2 の Q ポートに印加される。光 I - Q 変調器 1 2 2 に入射する光は、O F D M シンボル時間毎に光の周波数が f_{LD1} と f_{LD2} に交互に変化する光であり、この光は、レ - ザ 1 2 1 - 1 から出射される光である。レ - ザ 1 2 1 - 1 は、例えば半導体レ - ザで実現でき、その場合、半導体レ - ザの駆動電流を R F 発振器 1 2 6 の出力に応じて O F D M シンボル時間毎にわずかに変化させることによって、光の周波数を f_{LD1} と f_{LD2} とに切り替える事ができる。

40

【 0 0 5 0 】

尚、上記の 2 x 1 スイッチ 1 2 7 の切り替えタイミングも、レ - ザからの光の周波数の切り替え (これは、R F 発振器 1 2 6 で制御されている) も、O F D M 信号のシンボル時間毎に同期して行う。さらに、このシンボル時間毎の切り替えは、送信信号処理部 1 1 0 のクロックと同期している。つまり、光送信器 1 0 0 のすべての論理回路、発振器、切り替えスイッチは同一のクロックで同期が取れている。

50

【 0 0 5 1 】

さて、本実施の形態の電気 - 光変換部 1 2 0 では、第 1 の実施の形態の電気 - 光変換部と同じく、OFDMシンボル時間毎にRF信号（周波数が f_{s1} あるいは f_{s2} ）と光の周波数（ f_{LD1} と f_{LD2} ）が切り替わる。このRF信号と光の周波数とガ - ドバンドの帯域幅 W_1 と W_2 との関係も第 1 の実施の形態と同じである。

第 1 の実施の形態と異なる点は、RF信号（周波数が f_{s1} あるいは f_{s2} ）が光I - Q変調器のIポ - トのみに印加されているため、この電気 - 光変換部 1 2 0 の出力光のスペクトルは、複数のサブキャリアで構成されるOFDM信号とその高周波側と低周波側に上記RF信号によって生成されるキャリアが存在することである（第 1 の実施の形態では、キャリアはOFDM信号の高周波側あるいは低周波側のみに表れる。図 7 参照）。

10

【 0 0 5 2 】

本実施の形態の電気 - 光変換部 1 2 0 の光を光フィルタ 1 3 0 に通過させる。図 1 4 は光フィルタ 1 3 0 の透過特性と、この光フィルタ 1 3 0 の出力光のスペクトルを示す。光フィルタは、帯域通過フィルタであり、OFDM信号の両側にあるキャリア（周波数 $f_{LD1} \pm f_{s1}$ と $f_{LD2} \pm f_{s2}$ ）の一方を遮断するように設置する。例えば、少なくとも周波数 $f_{LD1} + f_{s1}$ （図 1 4 では上側の図においてOFDM信号の高周波側に現れるキャリア（図示せず））と、周波数 $f_{LD2} - f_{s2}$ （図 1 4 では下側の図においてOFDM信号の低周波側に現れるキャリア（図示せず））とを遮断する。その結果、光フィルタ 1 3 0 の出力光のスペクトルは図 1 4 のように、OFDMシンボルがNo. 1、No. 3、. . . の時は低周波側のキャリア（周波数 $f_{LD1} - f_{s1}$ ）とOFDM信号S1、S3、. . . から構成され、OFDMシンボルがNo. 2、No. 4、. . . の時は高周波側のキャリア（周波数 $f_{LD2} + f_{s2}$ ）とOFDM信号S2、S4、. . . から構成される。

20

【 0 0 5 3 】

なお、光フィルタ 1 3 0 は、例えば誘電体多層膜で作られた光フィルタ、光導波路で作った光インタ - リ - バなどで実現できる。更に、この光フィルタは、波長多重システムの場合、各光送信器 1 0 0 に個別に搭載する場合と、各光送信器 1 0 0 の出力光を合波するいわゆる合波器を用いて実現することもできる。この場合、合波器はいわゆるAWG（Arrayed Waveguide Grating）で実現できる。

【 0 0 5 4 】

さて、以上の本実施の形態の説明から明らかなように、伝送路である光ファイバ中の光OFDM信号、つまり光フィルタ 1 3 0 の出力光は、第 1 の実施の形態の光と同一の光である。したがって光受信器 2 0 0 の構成とその各部の働きは第 1 の実施の形態と同一であり、詳細な説明は省略する。

以上が、第 2 の実施の形態の説明である。なお、本実施の形態では、送信器の構成が第 1 の実施の形態のそれと比べて簡単になっているのが特徴のひとつである。

【 0 0 5 5 】

3 . 第 3 の実施の形態

図 1 5 ~ 図 1 8 等を用いて第 3 の実施の形態を説明する。

本実施の形態では、ベースバンドOFDM信号とRF信号をデジタル信号処理で加算する。

40

光送信器 1 0 0 と光受信器 2 0 0 が伝送路である光ファイバ 3 0 0 を介して接続されているのは、第 1 の実施の形態と同一である。

【 0 0 5 6 】

図 1 5 に、送信信号処理部 1 1 0 - 2 の機能ブロック図を示す。光送信器 1 0 0 では、送信すべきデータは送信信号処理部 1 1 0 - 2 でベースバンドOFDM信号に変換される。送信すべきデジタルデータは、第一の実施の形態や第二の実施の形態と同様に信号処理され、サイクリックプリフィクス挿入部 1 1 5 から出力される。この出力はベースバンドOFDM信号の実部と虚部に対応する。これらの出力は1 x 2電気スイッチ 1 1 7 - 1 と 1 1 7 - 2 を通過する。この1 x 2電気スイッチ 1 1 7 - 1 と 1 1 7 - 2 はそれぞれ、

50

OFDMシンボル時間T毎に2つの出力を交互に切り替えている。このスイッチの切り替えタイミングは、OFDMシンボルの切り替わりと同期している。したがって、OFDMシンボルNo. 1、No. 3、...の出力とシンボルNo. 2、No. 4、...の出力が異なる。これらの出力のうち、ベースバンドOFDM信号の実部は、送信信号処理部の内部の周波数 f_s のRF発振器123-3の余弦波(\cos)出力と加算器125、125-2で加算され、OFDM信号の虚部は、RF発振器123-3の正弦波(\sin)出力と加算器125-1、125-3で加算される。RF信号が加算されたベースバンドOFDM信号は、4台のデジタル-アナログ変換(A/D)回路116で出力される。尚、RF発振器123-3の周波数 f_s は、

$$f_s = B/2 + f \quad (10)$$

とする。この設定は、スペクトル幅を最小にする設定である。ここで、BはベースバンドOFDM信号の帯域幅、 f はサブキャリアの周波数間隔である。

【0057】

ベースバンドOFDM信号とRF信号をデジタル信号処理で加算する方法は図15以外にもある。例えば、図15の逆FFT変換部113の入力に必要なRF周波数ポートとゼロパディング用のポートを加え逆FFT変換を行う、という方法でもよい。

【0058】

さて、送信信号処理部110-2の4つの出力信号(ベースバンドOFDM信号S1、S3、...とRF信号の和の実部とその虚部、ならびにベースバンドOFDM信号S2、S4、...とRF信号の和の実部とその虚部)は、図16の電気-光変換部120-2に導かれる。

電気-光変換部120-2は、固定波長で発振しているレザ121と、その光を変調するMach-Zehnder光変調器128とそれを駆動するRF発振器123-4と、この光変調器128の出力の光を分波する光フィルタ129と、分波された2つの光にそれぞれ変調をかける2台の光I-Q変調器122-1と122-2と、これらの出力を合波する光フィルタ400を有する。

【0059】

次にこの電気-光変換部120-2の動作を図17を用いて説明する。レザ121は発振周波数が $(f_{LD1} + f_{LD2})/2$ に設定されている(図17(a)参照)。レザ121としては通常半導体レザを用いる。このレザ121の出射光はMach-Zehnder光変調器128に入射する。このMach-Zehnder光変調器128は、バイアス点をその透過特性の消光点に設定してあり、駆動信号としては、周波数 $(f_{LD1} - f_{LD2})/2$ のRF発振器123-4の正弦波出力を用いる。この時、Mach-Zehnder光変調器128の出力光のスペクトルは図17(b)となる。すなわち、この光は2つのスペクトル成分(周波数 f_{LD1} と f_{LD2})を持つ。この光を光フィルタ129に入射させる。光フィルタ129は、Mach-Zehnder光変調器128の出力光に含まれている2つのスペクトル成分を分離して2つの出力ポートにそれぞれ出射させる。この光フィルタ129としては、いわゆる光インタリ-バなどが実用化されている。なお、光周波数 $f_{LD1} - f_{LD2}$ の設定は式(9)に従う($f_{LD1} > f_{LD2}$ と仮定している)。

【0060】

光フィルタ129の2つの出力はそれぞれ周波数 f_{LD1} の光と、周波数 f_{LD2} の光である。これらの光はそれぞれ光I-Q変調器122-1と122-2で変調され、出力される。

光I-Q変調器122-1の駆動信号は、ベースバンドOFDM信号S1、S3、...とRF信号(周波数 f_s)との和信号である。同様に、光I-Q変調器122-2の駆動信号は、ベースバンドOFDM信号S2、S4、...とRF信号との和信号である。各駆動信号は、電気スイッチ117-1、117-2がシンボル時間毎に切替えられることで、シンボル時間毎に光I-Q変調器122-1、122-2に交互に入力される。なお、電気スイッチ117-1、117-2以外にも適宜の手法で光I-Q変調器に交互に

10

20

30

40

50

駆動信号が入力されるようにしてもよい。

これらの信号で駆動された光 I - Q 変調器 1 2 2 - 1 と 1 2 2 - 2 の出力光のスペクトルを示したのが、図 1 7 (c) ~ 図 1 7 (f) である。すなわち、図 1 7 (c) は、光 I - Q 変調器 1 2 2 - 1 の出力光で OFDM シンボルが No. 1、No. 3、... の時のスペクトルを、図 1 7 (d) は、光 I - Q 変調器 1 2 2 - 1 の出力光で OFDM シンボルが No. 2、No. 4、... の時のスペクトルを、図 1 7 (e) は、光 I - Q 変調器 1 2 2 - 2 の出力光で OFDM シンボルが No. 1、No. 3、... の時のスペクトルを、図 1 7 (f) は、光 I - Q 変調器 1 2 2 - 2 の出力光で OFDM シンボルが No. 2、No. 4、... の時のスペクトルを、それぞれ表わしている。ここでは、式 (1 0) が成立している場合を図示している。

10

【 0 0 6 1 】

2 つの光 I - Q 変調器 1 2 2 - 1 と 1 2 2 - 2 の出力光は、光フィルタ 4 0 0 で合波され、この光が、光送信器 1 0 0 の出力光として、伝送路である光ファイバ 3 0 0 に送信される。

光フィルタ 4 0 0 としては、前述の光フィルタ 1 2 9 と同様の光インタリ - バでも良いし、単なる光カップラでも良い。

光ファイバ 3 0 0 を伝搬してきた光信号は、光受信器 2 0 0 に入射する。この光受信器は、第 1 の実施の形態や第 2 の実施の形態で用いた光受信器 2 0 0 である。

以上が第 3 の実施の形態である。

【 0 0 6 2 】

20

尚、本実施の形態の光フィルタ 4 0 0 の出力光、すなわち光送信器 1 0 0 の出力光のスペクトルは図 1 9 となる。図 1 9 と図 7 を比較すると、本実施の形態のスペクトルは、キャリアが増えているのがわかる。すなわちシンボル No. 1、No. 3、... の時刻のキャリア 2、及びシンボル No. 2、No. 4、... の時刻のキャリア 1 である。これら余分なキャリアは、光受信器で余計な信号すなわち、シンボル No. 1、No. 3、... の時刻のキャリア 2 とシンボル No. 2、No. 4、... の時刻の OFDM 信号 S 2、S 4、... とのビット信号、さらに、シンボル No. 2、No. 4、... の時刻のキャリア 1 とシンボル No. 1、No. 3、... の時刻の OFDM 信号 S 1、S 3、... とのビット信号を生成する。しかし、これらは、本来受信したい信号、すなわちシンボル No. 1、No. 3、... の時刻のキャリア 1 とシンボル No. 2、No. 4、... の時刻の OFDM 信号 S 2、S 4、... とのビット信号、またシンボル No. 2、No. 4、... の時刻のキャリア 2 とシンボル No. 1、No. 3、... の時刻の OFDM 信号 S 1、S 3、... とのビット信号と比較すると、ガードバンドの周波数幅 W_2 があるため、高周波側に存在する。したがって、ガードバンド W_2 を OFDM 信号帯域幅 B 以上にとると (式 (7) 参照)、これらの信号は、本来受信したい信号とスペクトル上で分離が可能であり、受信に問題ない。この光フィルタ 4 0 0 の出力光を時間軸上で模式的に表わしたのが図 1 8 となる。すでに述べたように、各 OFDM シンボルは、ベースバンド OFDM 信号と 2 つのキャリアから構成されている。第一および第二の実施の形態の光送信器 1 0 0 の出力 (図 6 参照) と異なる点は、各 OFDM シンボルに常に 2 つのキャリアが存在する点である。

30

40

【 0 0 6 3 】

本実施の形態に特有の特長としては、RF 信号の加算を送信信号処理部 1 1 0 - 2 でデジタル的に実行しているため、光送信器 1 0 0 内に物理的な RF 発振器や加算器や高速で動作する電気スイッチを準備する必要がなく、したがって低コストで実現できる、さらに、第 1 や第 2 の実施の形態のように電気スイッチを複数用いて同期をとった切り替えが不要であり、従って制御が簡単になる、などがある。

【 0 0 6 4 】

4 . 第 4 の実施の形態

第 4 の実施の形態を図 2 0 等を用いて以下に示す。第 1、第 2、あるいは第 3 の実施の形態の光送信器 1 0 0 の出力光は、伝送路である光ファイバ 3 0 0 を伝搬し、光受信器 2

50

00に入射する。

【0065】

図20に、本実施の形態の光受信器200の構成を示す。この光受信器200は、光フィルタ240と2つの遅延干渉計230-1と230-2と、それらの出力を電気信号に変換する、バランス型光-電気変換部210-2と210-3と、それらの出力からデータを抽出する受信信号処理部220-2を有する。

この光受信器200の動作を次に説明する。光受信器200に入射する光のスペクトルは、例えば図19に示されている通りである。以下では、第3の実施の形態の光OFDM信号を用いて説明する。この光が、まず光フィルタ240に入射する。光フィルタ240の透過特性と入力光のスペクトルを図21に示す。図20の入力ポート(COM)から出力ポート(A)への透過特性は実線で、入力ポート(COM)から出力ポート(B)への透過特性は一点鎖線で図21に示している。つまり、出力ポート(A)にはキャリア1は遮断され、出力ポート(B)では、キャリア2は遮断される。例えば、出力ポート(A)側では、 $f_{LD2} + B/2$ より低い周波数を遮断し、出力ポート(B)側では、 $f_{LD1} - f_s$ より高い周波数を遮断する。

従って、出力ポート(A)の光は、シンボルNo.1、No.3、...の時刻では、キャリア2とOFDM信号S1、S3、...で構成され、シンボルNo.2、No.4、...の時刻では、キャリア2で構成される。同様に、出力ポート(B)の光は、シンボルNo.1、No.3、...の時刻では、キャリア1のみ、シンボルNo.2、No.4、...の時刻では、OFDM信号S2、S4、...とキャリア1で構成される。

【0066】

ポート(A)とポート(B)の光は、それぞれ遅延干渉計230-1と230-2に入射する。その出力光は、それぞれバランス型光-電気変換部210-2と210-3で電気信号に変換されて、受信信号処理部220-2に導かれる。

【0067】

なお、バランス型光-電気変換部210-2の出力信号のスペクトルを図22(a)に示す。OFDMシンボルNo.1、No.2、No.3、No.4、...の時刻において得られる信号は、OFDM信号S1、S1、S3、S3、...と連続する2つのシンボルで同じ信号が繰り返される。バランス型光-電気変換部210-3の出力信号も同様に、OFDMシンボルNo.1、No.2、No.3、No.4、...の時刻において得られる信号は、OFDM信号S2、S2、S4、S4、...と連続する2つのシンボルで同じ信号が繰り返される。

【0068】

図23に受信信号処理部220-2の機能ブロック図を示す。バランス型光-電気変換部210-2と210-3の出力信号はそれぞれ、アナログ-デジタル変換(A/D)部221-1と221-2でデジタル信号に変換される。この出力は、2x1電気スイッチ229で、2つの入力信号をOFDMシンボルのタイミングに合わせて選択し出力する。したがって、その出力は、シンボルNo.1、No.2、No.3、No.4、...の時刻でOFDM信号S1、S2、S3、S4...と所望の信号が得られる。

この2x1電気スイッチ229の出力は、その後、従来例と同様の受信信号処理を受けて、受信データとして、光受信器200から出力される。

以上が、本実施の形態の説明である。

【0069】

なお、以上の本実施の形態の説明は第3の実施の形態の送信器100からの光OFDM信号を用いて行ったが、光受信器200は、第1および第2の実施の形態に用いた光送信器100の光(そのスペクトルは図7に示す通り)にも適用可能である。

【0070】

本実施の形態に特有の特長は、ガードバンドの幅 W_2 を光フィルタ240の透過特性のスロップ(図21参照)で決めることができる。すなわち遷移領域(透過領域から遮断領域への遷移領域)の幅が急峻な光フィルタ240を用いた場合、その幅に合わせてガード

10

20

30

40

50

バンドの周波数幅 W_2 を狭く設定できる。つまり式(7)の W_2 に対する条件より狭く W_2 を設定できる。従って、占有する光スペクトルが狭い光通信システム、すなわち周波数利用効率の高い光通信システムを実現できるという特長がある。

【0071】

5. その他

なお、第1、第2、第3、第4の実施の形態のそれぞれの上記説明では、光送信器100と光受信器200が別の場所に個別に存在する場合を記述しているが、同一の光通信装置の中に前記の光送信器100と光受信器200の機能を実現し、これらの光通信装置間で通信を行う場合も別の実施の形態としてありうるのは言うまでも無い。さらにこの場合、光送信器100と光受信器200が同一の筐体あるいはボードに搭載されたいわゆるトランスポンダを用いて構成する実施の形態があるのは、言うまでも無い。

上述の各実施の形態によると、光OFDM通信システムにおいて、サブキャリア間のピット信号に起因した受信感度劣化を低減できる光OFDM通信システム及び光送受信器を提供することができる。また、送信器ならびに受信器に用いるアナログ部品(ドライバ、D/A変換回路、プリアンプ、A/D変換回路など)の帯域を信号帯域の2倍程度に抑えた部品を用いて光OFDM通信システム及び光送受信器を実現することができ、従って従来と比較して低コストな通信システム及び光送受信機を提供できる。さらに上述の各実施の形態では、直接検波受信方式を用いているため、コヒーレント受信方式と比較して構成が簡単で、したがって低コストな通信システム及び光送受信器を提供することができる。

【0072】

6. 構成例

光通信システムは、例えば、

光送信器が、シンボル時間にわたって互いに直交する複数のサブキャリアに情報であるデジタルデータをマッピングして変調し、光ファイバを介して光信号で送信し、

光受信器が、該光ファイバを伝播した光信号をフォトダイオードで光電変換し、各サブキャリア信号を復調して元のデジタルデータを再生する光通信システムであって、

シンボル時間にわたって互いに直交する複数のサブキャリアに情報であるデジタルデータをマッピングして変調し、変調された該サブキャリア信号を逆高速フーリエ変換(逆FFT)してベースバンドOFDM信号を生成する送信信号処理部と、該ベースバンドOFDM信号をレザ光に変調し光OFDM信号を生成する電気-光変換部とを備え、シンボル時間ごとに交互に異なる2波長の光OFDM信号を送信する光送信器と、

光ファイバを介して前記光送信器から送信された光OFDM信号を、少なくとも1組以上の遅延干渉部と光信号を電気信号に変換するバランス型光-電気変換部の組と、前記光-電気変換部の出力をアナログ-デジタル(A/D)変換し、このA/D変換された信号を高速フーリエ変換(FFT)してサブキャリア信号を得、このサブキャリア信号からデータを復調し、復調したデータをシリアルデータに変換し元のデジタルデータを再生する受信信号処理部、から構成される光受信器を備える。

【0073】

上述の光通信システムにおいて、前記光送信器は、複数のサブキャリアとキャリアとから構成された光OFDM信号の波長を、シンボル時間ごとに交互に変えて送信することを特徴のひとつとする。

上述の光通信システムにおいて、前記キャリアの周波数と個別のサブキャリアの周波数の差は、少なくとも複数のサブキャリア全体の帯域幅の半分以上とすることを特徴のひとつとする。

上述の光通信システムにおいて、前記受信信号処理部において、FFTによって得たサブキャリア毎に、1シンボル前のサブキャリアのデータを引き算することを特徴のひとつとする。

上述の光通信システムにおいて、

前記光受信器は、前記送信器から送られてきた光OFDM信号の2つの波長の光を2つの出力ポートにそれぞれ分波する光フィルタと、前記光フィルタの2つの出力ポートの光

を2つの遅延干渉部にそれぞれ入射させ、これら2つの遅延干渉部のそれぞれの出力を2つのバランス型光 - 電気変換部でそれぞれ電気信号に変換し、その電気信号をそれぞれアナログ - デジタル (A/D) 変換し、このA/D変換された2信号をOFDMシンボル時間毎に交互に選択し、選択した信号を高速フ - リエ変換 (FFT) してサブキャリア信号を得、このサブキャリア信号からデータを復調し、復調したデータをシリアルデータに変換し元のデジタルデータを再生する受信信号処理部、から構成される。

上述の光通信システムにおいて、前記遅延干渉部の遅延時間が、シンボル時間に略等しいことを特徴のひとつとする。

【産業上の利用可能性】

【0074】

10

本発明は、例えば、光通信システムに利用可能である。

【符号の説明】

【0075】

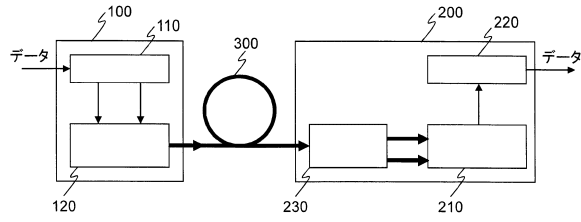
- 100 : 光送信器
- 110、110 - 1、110 - 2 : 送信信号処理部
- 111、223 : シリアル - パラレル変換 (S/P) 部
- 112 : サブキャリア変調部
- 113 : 逆高速フ - リエ変換 (FFT) 部
- 114、226 : パラレル - シリアル変換 (P/S) 部
- 115 : サイクリックプリフィックス挿入 (CPI) 部
- 116、116 - 1 : デジタル - アナログ変換 (D/A) 部
- 117 - 1、117 - 2 : 1 x 2 電気スイッチ
- 120、120 - 2 : 電気 - 光変換部
- 121、121 - 1 : レ - ザ
- 122、122 - 1、122 - 2 : 光 I - Q 変調器
- 123、123 - 1、123 - 2、123 - 3、123 - 4、126 : RF 発振器
- 124、124 - 1、124 - 2 : 移相器
- 125、125 - 1、125 - 2、125 - 3 : 加算器
- 127、127 - 1、127 - 2、229 : 2 x 1 電気スイッチ
- 128 : Mach - Zehnder 光変調器
- 129、130、240、400 : 光フィルタ
- 200 : 光受信器
- 210、210 - 2、210 - 3 : バランス型光 - 電気変換部
- 211 - 1、 : フォトダイオ - ド
- 212 - 1、212 - 2、212 - 3 : プリアンプ
- 213 : 減算器
- 220、220 - 2 : 受信信号処理部
- 221、221 - 1、221 - 2 : アナログ - デジタル変換 (A/D) 部
- 222、222 - 1 : サイクリックプリフィックス除去 (CPR) 部
- 223 : シリアル - パラレル変換 (S/P) 部
- 224 : 高速フ - リエ変換 (FFT) 部
- 225 : サブキャリア復調部
- 227、227 - 1 : 差動増幅器
- 228、228 - 1 : 遅延回路
- 230、230 - 1、230 - 2 : 遅延干渉計
- 231、232 : 光カプラ
- 233 : 遅延時間部
- 300 : 光ファイバ

20

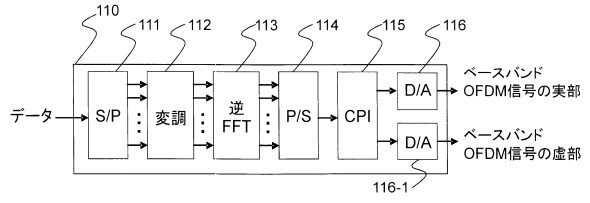
30

40

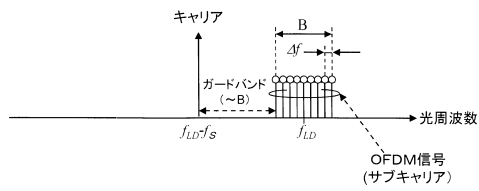
【図1】



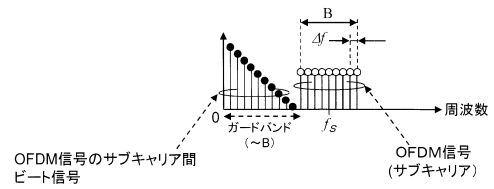
【図2】



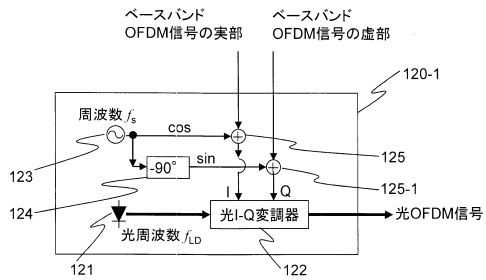
【図3】



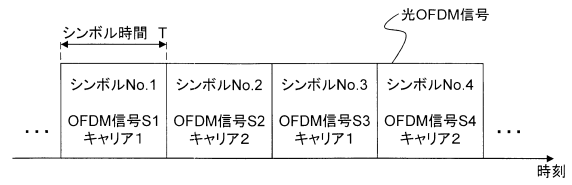
【図4】



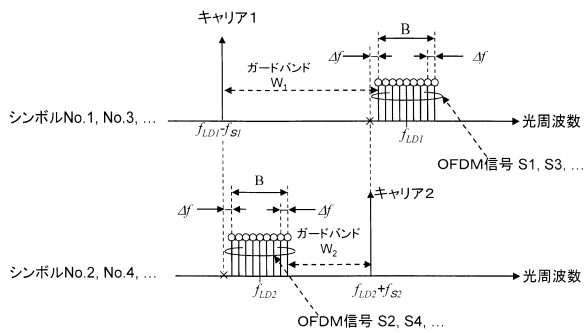
【図5】



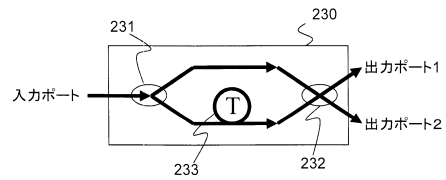
【図6】



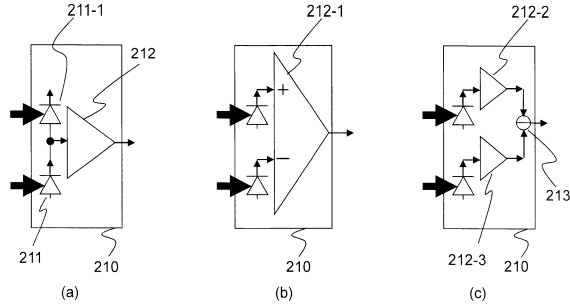
【図7】



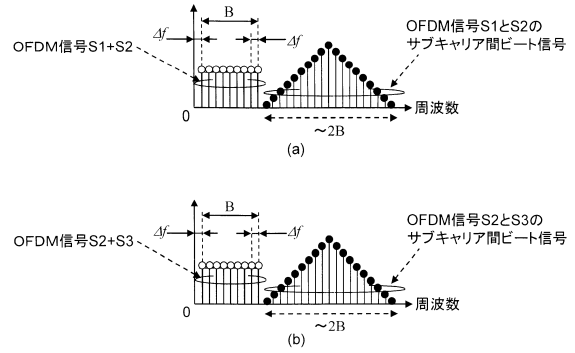
【図8】



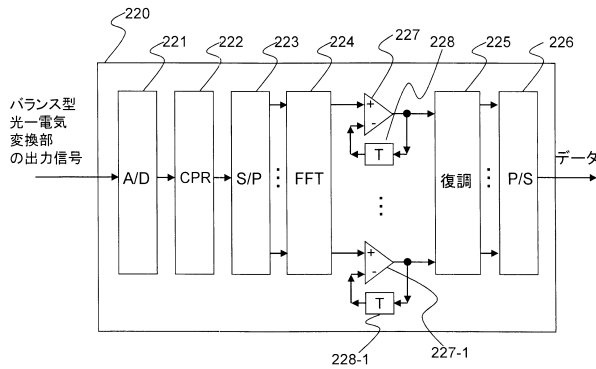
【図9】



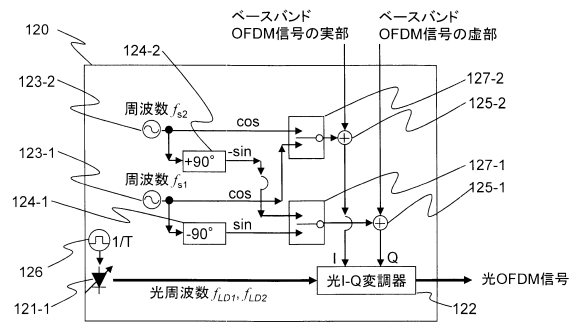
【図10】



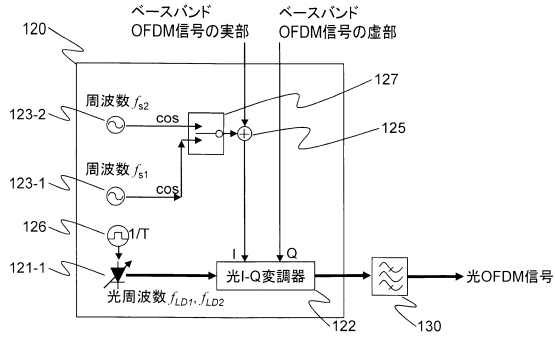
【図11】



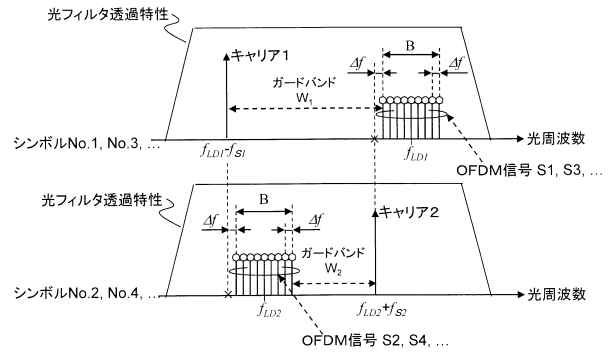
【図12】



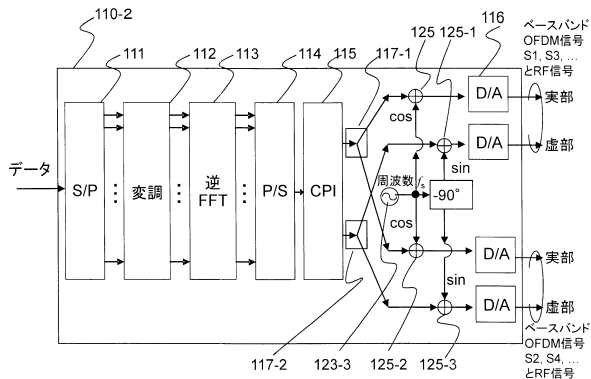
【図13】



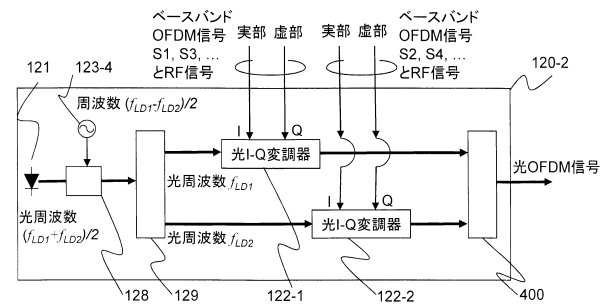
【図14】



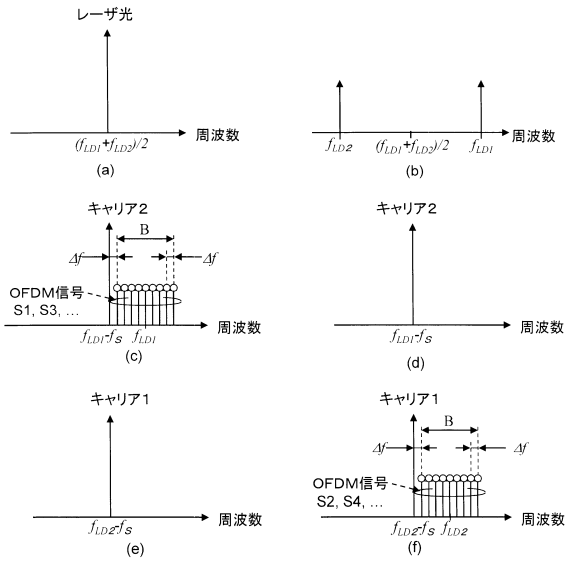
【図15】



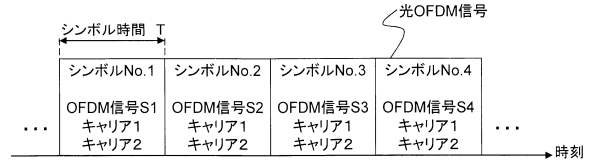
【図16】



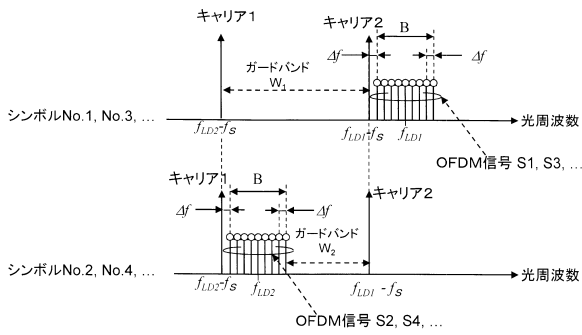
【図17】



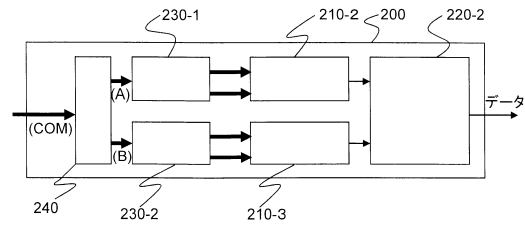
【図18】



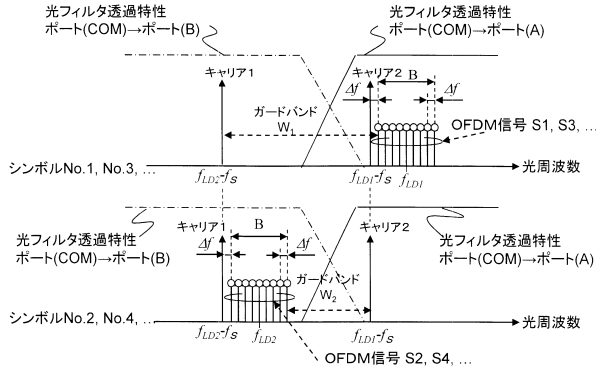
【図19】



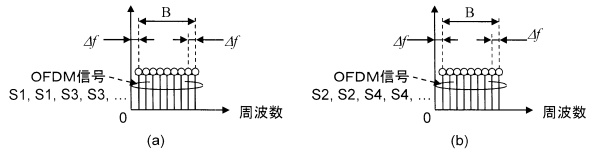
【図20】



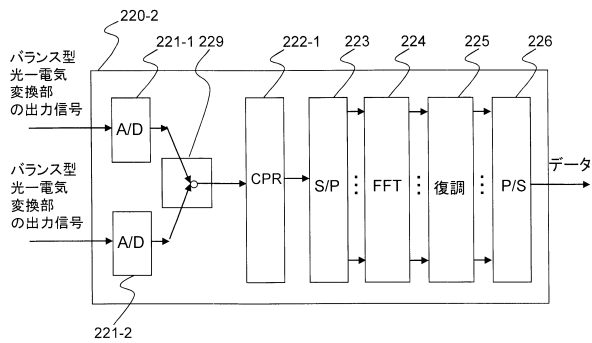
【図 2 1】



【図 2 2】



【図 2 3】



フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I
H 0 4 J 11/00 (2006.01)

(56)参考文献 国際公開第 2 0 1 0 / 0 7 3 9 9 0 (W O , A 1)

Brendon J.C.Schmidt, et al., Low sample rate transmitter for direct-detection optical OFDM, Conference on Optical Fiber Communication - includes post deadline papers, 2009. OFC 2009., 米国, IEEE, 2 0 0 9 年 3 月 2 2 日, pages.1-3

Zuraidah Zan, et al., Experimental demonstration on the reduction of linewidth impact in a self-heterodyne optical OFDM system, 2010 Conference on Optical Fiber Communication (OFC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference, 米国, IEEE, 2 0 1 0 年 3 月 2 1 日, pages.1-3

Wei-Ren Peng, et al., Digital phase noise estimation and mitigation approach for direct-detection optical OFDM transmissions, 2010 36th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC), 米国, IEEE, 2 0 1 0 年 9 月 1 9 日, pages.1-3

Wei-Ren Peng, et al., High-speed transmission by direct-detection optical OFDM, Communications and Photonics Conference and Exhibition 2011. ACP. Asia, 米国, IEEE, 2 0 1 1 年 1 1 月 1 3 日, pages.1-3

(58)調査した分野(Int.Cl., D B 名)

H 0 4 B 1 0 / 2 5

H 0 4 B 1 0 / 5 5 6

H 0 4 B 1 0 / 6 0

H 0 4 J 1 1 / 0 0

H 0 4 J 1 4 / 0 0

H 0 4 J 1 4 / 0 2