

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6410948号
(P6410948)

(45) 発行日 平成30年10月24日 (2018. 10. 24)

(24) 登録日 平成30年10月5日 (2018.10.5)

(51) Int. Cl.	F I
HO 4 L 27/26 (2006. 01)	HO 4 L 27/26 4 1 0
HO 4 B 10/61 (2013. 01)	HO 4 L 27/26 1 1 4
HO 4 B 10/2507 (2013. 01)	HO 4 B 10/61
HO 4 B 10/077 (2013. 01)	HO 4 B 10/2507
	HO 4 B 10/077

請求項の数 17 (全 35 頁)

(21) 出願番号	特願2017-535112 (P2017-535112)	(73) 特許権者	000006013
(86) (22) 出願日	平成28年3月9日 (2016. 3. 9)		三菱電機株式会社
(65) 公表番号	特表2018-502512 (P2018-502512A)		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(43) 公表日	平成30年1月25日 (2018. 1. 25)	(74) 代理人	100110423
(86) 国際出願番号	PCT/JP2016/058213		弁理士 曾我 道治
(87) 国際公開番号	W02016/148158	(74) 代理人	100111648
(87) 国際公開日	平成28年9月22日 (2016. 9. 22)		弁理士 梶並 順
審査請求日	平成29年6月29日 (2017. 6. 29)	(74) 代理人	100122437
(31) 優先権主張番号	62/134, 117		弁理士 大宅 一宏
(32) 優先日	平成27年3月17日 (2015. 3. 17)	(74) 代理人	100147566
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 上田 俊一
(31) 優先権主張番号	14/743, 119	(74) 代理人	100161171
(32) 優先日	平成27年6月18日 (2015. 6. 18)		弁理士 吉田 潤一郎
(33) 優先権主張国	米国 (US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 光信号を復号化する方法および受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

送信機から光チャネルを通じて受信機に送信された光信号を復号化する方法であって、前記送信された光信号を受信するステップと、

前記送信された光信号から、受信データシンボルおよび受信パイロットシンボルを含むデジタル信号を生成するステップと、

前記受信パイロットシンボルの位相と送信パイロットシンボルの位相との間の誤差を無視する一方で、前記受信パイロットシンボルの振幅と前記送信パイロットシンボルの振幅との間の誤差に基づいてフィルタリング係数を求めるステップであって、なお、前記送信パイロットシンボルの前記振幅および前記位相は、前記送信機および前記受信機において既知である、求めるステップと、

前記フィルタリング係数に従って前記デジタル信号をフィルタリングして、等化された振幅およびフィルタリングによる等価処理の制約を受けていない位相を有するフィルタリングされた信号を生成するステップと、

前記フィルタリングされた信号を復調および復号化して、前記送信された光信号の推定値を生成するステップと

を含み、該方法の少なくともいくつかのステップは、前記受信機のプロセッサを用いて実行され、

前記光信号の送信は、トレーニングモードおよび復号化モードを含み、前記トレーニングモードの間、前記デジタル信号は、パイロットシンボルの連続シーケンスを含み、前記

方法は、

前記トレーニングモードの間に、前記連続シーケンスにおける前記受信パイロットシンボルの前記振幅と前記送信パイロットシンボルの前記振幅との間の前記誤差に基づいて前記フィルタリング係数を求めるステップと、

前記トレーニングモードの間に求められた前記フィルタリング係数を前記復号化モードで使用する前記フィルタリング係数として初期化するステップと

をさらに含み、

前記フィルタリング係数を求めるステップは、

前記連続シーケンスにおける前記受信パイロットシンボルの各振幅と、対応する送信パイロットシンボルの各振幅との間の誤差を求めて、誤差のシーケンスを生成するステップと、

前記誤差のシーケンス内の誤差ごとに前記フィルタリング係数を反復的に更新するステップと、

を有する、方法。

【請求項 2】

送信機から光チャネルを通じて受信機に送信された光信号を復号化する方法であって、前記送信された光信号を受信するステップと、

前記送信された光信号から、受信データシンボルおよび受信パイロットシンボルを含むデジタル信号を生成するステップと、

前記受信パイロットシンボルの位相と送信パイロットシンボルの位相との間の誤差を無視する一方で、前記受信パイロットシンボルの振幅と前記送信パイロットシンボルの振幅との間の誤差に基づいてフィルタリング係数を求めるステップであって、なお、前記送信パイロットシンボルの前記振幅および前記位相は、前記送信機および前記受信機において既知である、求めるステップと、

前記フィルタリング係数に従って前記デジタル信号をフィルタリングして、等化された振幅およびフィルタリングによる等価処理の制約を受けていない位相を有するフィルタリングされた信号を生成するステップと、

前記フィルタリングされた信号を復調および復号化して、前記送信された光信号の推定値を生成するステップと

を含み、該方法の少なくともいくつかのステップは、前記受信機のプロセッサを用いて実行され、

各パイロットシンボルの受信にตอบสนองして、最小平均二乗 (L M S) 更新または再帰的最小二乗 (R L S) 更新を用いて、前記フィルタリング係数を反復的に更新するステップをさらに含む、方法。

【請求項 3】

対応する受信パイロット信号および送信パイロット信号のサブセットをグループ化してグループを形成するステップ、をさらに含み、

前記フィルタリング係数を求めるステップは、

前記グループ内の前記受信パイロットシンボルの前記振幅と前記送信パイロットシンボルの前記振幅との間の平均誤差を求めるステップと、

前記平均誤差を用いて前記フィルタリング係数を求めるステップと

を有する、請求項 1 または 2 に記載の方法。

【請求項 4】

前記グループは、前記光チャネル上で異なる時点において受信されたパイロットシンボルによって形成される、請求項 3 に記載の方法。

【請求項 5】

前記グループは、異なる光チャネル上で受信されたパイロットシンボルによって形成される、請求項 3 に記載の方法。

【請求項 6】

送信機から光チャネルを通じて受信機に送信された光信号を復号化する方法であって、

10

20

30

40

50

前記送信された光信号を受信するステップと、

前記送信された光信号から、受信データシンボルおよび受信パイロットシンボルを含むデジタル信号を生成するステップと、

前記受信パイロットシンボルの位相と送信パイロットシンボルの位相との間の誤差を無視する一方で、前記受信パイロットシンボルの振幅と前記送信パイロットシンボルの振幅との間の誤差に基づいてフィルタリング係数を求めるステップであって、なお、前記送信パイロットシンボルの前記振幅および前記位相は、前記送信機および前記受信機において既知である、求めるステップと、

前記フィルタリング係数に従って前記デジタル信号をフィルタリングして、等化された振幅およびフィルタリングによる等価処理の制約を受けていない位相を有するフィルタリングされた信号を生成するステップと、

前記フィルタリングされた信号を復調および復号化して、前記送信された光信号の推定値を生成するステップと

を含み、該方法の少なくともいくつかのステップは、前記受信機のプロセッサを用いて実行され、

前記光チャネル上の位相雑音の統計的確率分布と、前記受信パイロットシンボルの位相と前記送信パイロットシンボルの位相との間の誤差とを用いて、パイロットシンボル上の位相雑音の確率分布を求めるステップと、

前記光チャネル上の位相雑音の前記統計的確率分布と、パイロットシンボル上の位相雑音の前記確率分布とを用いて、データシンボル上の位相雑音の確率分布を求めるステップと、

前記データシンボル上の前記位相雑音の前記確率分布を用いて、前記フィルタリングされた信号を復調するステップと

をさらに含む、方法。

【請求項 7】

前記復調するステップは、

前記データシンボル上の前記位相雑音の前記確率分布に対応する前記位相雑音を求めるステップと、

前記位相雑音の逆にしたものに等しい位相シフトを前記フィルタリングされた信号に適用するステップと

を含む、請求項 6 に記載の方法。

【請求項 8】

前記復調するステップは、

前記データシンボル上の位相雑音の前記確率分布を前記復調の対数尤度比計算に適用するステップ

を含む、請求項 6 に記載の方法。

【請求項 9】

前記データシンボルの確率分布および前記受信データシンボルに従って、前記データシンボル内の前記位相雑音の前記確率分布を精緻化するステップ

をさらに含む、請求項 6 に記載の方法。

【請求項 10】

前記データシンボル上の位相雑音の前記精緻化された確率分布をフィルタリングして、前記データシンボル上の位相雑音の前記確率分布の最終推定値を生成するステップ

をさらに含む、請求項 9 に記載の方法。

【請求項 11】

前記パイロットシンボル上の前記位相雑音の前記確率分布を前記求めるステップは、

受信パイロット信号の位相と送信パイロット信号の位相との間の前記誤差を用いて、前記パイロットシンボル上の前記位相雑音の前記確率分布の平均を求めるステップと、

前記光チャネルからの位相雑音および歪みの前記統計的確率分布の分散を用いて、前記パイロットシンボル上の前記位相雑音の前記確率分布の分散を求めるステップと

10

20

30

40

50

を含む、請求項 6 に記載の方法。

【請求項 1 2】

前記パイロットシンボル上の位相雑音の前記確率分布の前記平均および前記分散をフィルタリングして、前記平均および前記分散の歪みを低減するステップ

をさらに含む、請求項 1 1 に記載の方法。

【請求項 1 3】

対応する受信パイロット信号および送信パイロット信号のサブセットをグループ化してグループを形成するステップと、

前記グループ内の前記受信パイロットシンボルの前記位相と前記送信パイロットシンボルの前記位相との間の前記誤差を求めるステップと、

前記グループについて求められた前記誤差を用いて、前記パイロットシンボル上の位相雑音の前記確率分布を求めるステップと

をさらに含む、請求項 6 に記載の方法。

10

【請求項 1 4】

前記グループは、前記光チャネル上で異なる時点において受信されたパイロットシンボルによって形成される、請求項 1 3 に記載の方法。

【請求項 1 5】

前記グループは、異なる光チャネル上で受信されたパイロットシンボルによって形成される、請求項 1 3 に記載の方法。

【請求項 1 6】

送信機によって光チャネルを通じて送信された光信号を復号化する受信機であって、前記送信された光信号を受信して、データシンボルおよびパイロットシンボルを含むデジタル信号を生成するフロントエンドと、

受信パイロットシンボルの位相と送信パイロットシンボルの位相との間の誤差を無視する一方で、前記受信パイロットシンボルの振幅と前記送信パイロットシンボルの振幅との間の誤差に基づいてフィルタリング係数を求め、該フィルタリング係数に従って前記デジタル信号をフィルタリングして、等化された振幅およびフィルタリングによる等価処理の制約を受けていない位相を有するフィルタリングされた信号を生成する振幅等化器と、

前記光チャネル上の位相雑音の統計的確率分布と、前記パイロットシンボル上の位相雑音の確率分布とを用いて、前記データシンボル上の位相雑音の確率分布を求める位相等化器と、

前記データシンボル上の位相雑音の前記確率分布を用いて前記フィルタリングされた信号を復調および復号化して、前記送信された光信号の推定値を生成する復号器と

を備える、受信機。

【請求項 1 7】

前記振幅等化器および前記位相等化器は、対応する受信パイロット信号および送信パイロット信号のグループを用い、該グループは、前記光チャネル上で異なる時点において受信されたパイロットシンボルのグループ、または異なる光チャネル上で受信されたパイロットシンボルのグループによって形成され、前記受信パイロットシンボルは、協調量子化を用いて、帯域制限された相互接続を通じて異なるチャネル受信機間で共有される、請求項 1 6 に記載の受信機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、包括的には、コヒーレント光通信システムに関し、より詳細には、光チャネルを通じて送信されたデータを復号化することに関する。

【背景技術】

【0002】

搬送波位相推定および振幅等化における不正確さは、光通信システムの性能を低下させる歪み、すなわち雑音強調を引き起こす。光通信では、種々のアルゴリズムを用いてこの

20

30

40

50

歪みが低減される。それらのアルゴリズムは、受信信号の位相および振幅を求める硬判定に基づいている。例えば、判定指向型最小平均二乗 (L M S) 法は、更新の誤差を求めるのに硬判定を用いる。

【 0 0 0 3 】

しかしながら、硬判定は、不正確である可能性があり、準最適な位相等化および振幅等化をもたらす。硬判定のこの不正確さの問題は、低い信号対雑音比 (S N R) を有する用途において特に明らかである。しかしながら、固定された各 S N R について、データスループットおよび送信信号のスペクトル効率等の光通信の他の性能メトリックをさらに改善する必要がある。

【 0 0 0 4 】

より高い光インターフェースレートを提供するために、最近の研究は、帯域幅およびスペクトル効率の双方の拡張に焦点を当てている。いくつかの研究は、時間領域または周波数領域において受信信号をスライスすることに焦点を当てているが、これらの解決策は、いくつかの並列なコヒーレント受信機を必要とする。単一のコヒーレント受信機を用いた現在の結果は、640 G b / s の正味のビットレートを越えている。しかしながら、単一のコヒーレント受信機を用いた 1 T b / s を越える正味のビットレートの検出のシステムおよび方法を提供することが要求されている。

【 0 0 0 5 】

単一の受信機を用いた 1 T b / s を越えるビットレートの検出には、信号の正確な復調が必要となる。光通信システムにおいて信号を復調するには、光構成要素および電気構成要素によって引き起こされる受信信号の位相および振幅の双方に対する歪みを等化することが必要である。これは、64 Q A M および 256 Q A M 等の高次直交振幅変調 (Q A M) を用いて高密度変調された信号の場合に特に困難である。

【 0 0 0 6 】

特許文献 1 に記載されているシステム等のいくつかの従来のシステムは、L M S 法等の更新アルゴリズムを有する半径方向定モジュラスアルゴリズム (C M A) 等化器を用いて振幅等化を実行する。その方法は、高い S N R と、適度に低い密度の変調、例えば 8 Q A M、16 Q A M とを有する許容可能な結果を与える。しかしながら、1 T b / s を越えるビットレートをもたらすことができる高密度変調された信号は、受信信号の半径に基づくブラインド判定の不正確さに起因して、等化器出力に大きなタップ雑音を引き起こす可能性がある。

【 0 0 0 7 】

位相歪みの等化の場合、従来のシステムは、ブラインド位相探索手法を用いることができる。これについては、例えば、特許文献 2 を参照されたい。しかしながら、その手法は、高密度変調された信号について高い複雑度を有し、低 S N R レジームでは性能が良好でないという難点を有する。

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 0 8 】

【 特許文献 1 】 米国特許第 8 , 3 2 0 , 7 7 8 号

【 特許文献 2 】 米国特許出願公開第 2 0 1 1 / 0 2 1 7 0 4 3 号

【 発明の概要 】

【 0 0 0 9 】

本発明のいくつかの実施の形態は、光信号、特に二重偏光 (D P) 64 Q A M および D P - 256 Q A M 等の高密度変調された光信号の等化にパイロット支援等化を有利に用いることができるという認識に基づいている。これは、パイロットシンボルに起因したビットレートの減少を、光信号のより正確な等化に起因した光信号の変調次数の増加によって補償することができるからである。

【 0 0 1 0 】

本発明のいくつかの実施の形態は、光通信では、信号の振幅の歪みは位相の歪みよりも

10

20

30

40

50

緩慢であるという認識に基づいている。したがって、光チャネルを通じて送信された信号の振幅の等化と位相の等化とを分離することが可能である。そのために、いくつかの実施の形態は、パイロット信号の位相成分を無視する一方、パイロット支援振幅等化を実行する。加えてまたは代替的に、いくつかの実施の形態は、パイロット支援位相等化を振幅等化から分離して実行する。

【 0 0 1 1 】

本発明のいくつかの実施の形態によって用いられる分離した振幅等化および位相パイロット支援等化は、振幅および位相の双方の同時の補正を試みるパイロット支援等化と大きく異なる。同時等化は、無線システムにとっては十分なものであるが、位相雑音が高レベルであること、および光システムでは並列処理が必要とされることによって、振幅等化と搬送波位相の推定とを分離することが必要とされる。

10

【 0 0 1 2 】

加えて、分離した等化は、例えば、いくつかのパイロットにわたって誤差を平均化し、したがって、受信されたパイロット振幅上の雑音の影響を減少させることによって、複数のパイロットシンボルを用いることを可能にする。したがって、いくつかの実施の形態は、パイロットシンボルを用いて、位相等化から分離して光信号の振幅を等化し、例えば、送信パイロットシンボルの半径と受信パイロットシンボルの半径との差に基づいて振幅等化を実行する。

【 0 0 1 3 】

本発明のいくつかの実施の形態は、光信号の位相が高速に変化しており、位相雑音および加法性雑音を受け、そのため、パイロットシンボルの位相の比較だけでは、正確な結果が提供されないという別の認識に基づいている。光チャネルの物理的性質に起因して、受信パイロットシンボルの位相は、他のパイロットシンボルを含む他の受信シンボルの位相に依存する。したがって、受信パイロットシンボルの多数の位相を一括して検討することによって、その依存関係を用いて、データシンボルの位相を推定することができる。したがって、いくつかの実施の形態は、パイロットシンボルを用いて、信号全体の位相の確率分布を求める。その後、軟判定および期待値最大化 (EM) を用いて、その確率分布を精緻化することができる。

20

【 0 0 1 4 】

したがって、1つの実施の形態は、送信機から光チャネルを通じて受信機に送信された光信号を復号化する方法を開示する。本方法は、送信された光信号を受信して、データシンボルおよびパイロットシンボルを含むデジタル信号を生成することと、受信パイロットシンボルの位相と送信パイロットシンボルの位相との間の誤差を無視する一方で、受信パイロットシンボルの振幅と送信パイロットシンボルの振幅との間の誤差に基づいてフィルタリング係数を求めることと、なお、送信パイロットシンボルの振幅および位相は、送信機および受信機において既知であることと、フィルタリング係数に従ってデジタル信号をフィルタリングして、等化された振幅および制約を受けていない位相を有するフィルタリングされた信号を生成することと、フィルタリングされた信号を復調および復号化して、送信された光信号の推定値を生成することを含む。本方法の少なくともいくつかのステップは、受信機のプロセッサを用いて実行される。

30

40

【 0 0 1 5 】

別の実施の形態は、送信機によって光チャネルを通じて送信された光信号を復号化する受信機であって、送信された光信号を受信して、データシンボルおよびパイロットシンボルを含むデジタル信号を生成するフロントエンドと、受信パイロットシンボルの位相と送信パイロットシンボルの位相との間の誤差を無視する一方で、受信パイロットシンボルの振幅と送信パイロットシンボルの振幅との間の誤差に基づいてフィルタリング係数を求め、当該フィルタリング係数に従ってデジタル信号をフィルタリングして、等化された振幅および制約を受けていない位相を有するフィルタリングされた信号を生成する振幅等化器と、光チャネル上の位相雑音の統計的確率分布と、パイロットシンボル上の位相雑音の確率分布とを用いて、データシンボル上の位相雑音の確率分布を求める位相等化器と、デー

50

タシンボル上の位相雑音の確率分布を用いてフィルタリングされた信号を復調および復号化して、送信された光信号の推定値を生成する復号器とを備える、受信機を開示する。

【図面の簡単な説明】

【0016】

【図1A】本発明のいくつかの実施の形態によるパイロット支援光通信システムのブロック図である。

【図1B】本発明のいくつかの実施の形態による、データシンボルのセットおよび既知の振幅および位相を有するパイロットシンボルのセットを含む信号の例示的な構造を示す図である。

【図1C】本発明の1つの実施の形態によるパイロット支援光通信システムの送信機のブロック図である。

10

【図1D】本発明の1つの実施の形態によるパイロット支援光通信システムの受信機のブロック図である。

【図2】本発明のいくつかの実施の形態による光信号を復号化する方法のフロー図である。

【図3】本発明のいくつかの実施の形態による振幅等化器の概略図である。

【図4】本発明の1つの実施の形態によるパイロット支援光通信システムの受信機の概略図である。

【図5A】本発明のいくつかの実施の形態による送信光信号のパイロット支援位相等化の方法のフロー図である。

20

【図5B】本発明の1つの実施の形態によるパイロット支援位相等化の一例示的な実施態様のブロック図である。

【図5C】本発明の1つの実施の形態によるパイロットシンボル上の位相雑音の確率分布を求める方法のブロック図である。

【図5D】本発明の1つの実施の形態によるデータシンボル上の位相雑音の確率分布を精緻化する方法のブロック図である。

【図5E】本発明の1つの実施の形態によるデータシンボル上の位相雑音の精緻化された確率分布をフィルタリングする方法のフロー図である。

【図6】マルチチャネル位相推定を目的としたデータシンボル内のパイロットシンボルの構造の概略図である。

30

【図7A】本発明のいくつかの実施の形態によるマルチチャネルパイロット支援光通信システムの送信機のブロック図である。

【図7B】本発明のいくつかの実施の形態によるマルチチャネルパイロット支援光通信システムの受信機のブロック図である。

【図8】本発明のいくつかの実施の形態によるトレーニング支援型初期化を組み込んだマルチチャネルパイロット支援光通信システムの受信機の概略図である。

【発明を実施するための形態】

【0017】

図1Aは、本発明のいくつかの実施の形態によるパイロット支援光通信システムのブロック図を示している。ソース001からのデータは、送信機(Tx)010に送られる。例えば、データは、最適前方エラー訂正(FEC)符号器011に送られ、次に、データは、パイロット挿入ブロック012に送られる。このパイロット挿入ブロックにおいて、パイロットシーケンス013からのパイロットシンボルが、或る所定のレートで付加されて、データシンボルのセットおよび既知の振幅および位相を有するパイロットシンボルのセットを含む信号が生成される。パイロットシンボルの挿入後、この信号は、デジタル信号処理(DSP)014を受ける。いくつかの実施の形態では、このDSPは、マッピング、フィルタリングおよび予等化等の他の機能も実行する。信号は、次に、送信機フロントエンド015に送られ、この送信機フロントエンドにおいて、増幅、フィルタリング、変調およびアップコンバート等のアナログ操作が行われ、次に、信号は、光チャネル020を通じて受信機(Rx)030に送信される。

40

50

【 0 0 1 8 】

受信機において、信号は、受信信号のダウンコンバート、増幅、フィルタリングおよび量子化等のアナログ操作を実行してデジタル信号を生成する受信機フロントエンド031を通過する。このデジタル信号は、受信パイロットシンボルの抽出033前にデジタルアルゴリズム032によって処理される。抽出されたパイロットシンボルは、次に、パイロット支援DSPアルゴリズム036によって、パイロットシーケンス013に対応する既知の振幅および位相を有する送信パイロットシーケンス035と組み合わせて処理される。この処理の結果得られた情報は、次に、等化および搬送波位相回復の正確さを改善するために受信機DSP032において用いられる。パイロット抽出後の受信信号は、次に、宛先、例えばデータシンク040に送られる前に、任意選択でFEC復号化034に送られる。

10

【 0 0 1 9 】

図1Bは、符号化される対応するデジタル信号の一例示的な構造を示している。この信号は、本発明のいくつかの実施の形態による、データシンボルのセットと既知の振幅および位相を有するパイロットシンボルのセットとを含む。いくつかのパイロットシンボル410、412、414、および416は、データシンボルのいくつかのブロック411、413、および415を通じて分散されている。データシンボルの単一のブロック413に対するデジタル信号処理は、隣接するパイロットシンボル412、414および/または隣接していないパイロットシンボル410、416を用いて実行することができる。

【 0 0 2 0 】

図1Cは、本発明の1つの実施の形態によるパイロット支援光通信システムの送信機のブロック図を示している。ソース101からのデータ110は、送信機120に送られる。送信機において、データは、パイロットシンボル124が間欠的に挿入される前に、FEC符号器121によって符号化される。信号は、次に、DSPアルゴリズムと、アナログ/デジタル変換器等の他のフロントエンド電子機器122とを用いて処理を受ける。信号は、次に、光搬送波に対して変調を行う送信機光学機器123に送られる。光信号は、その後、波長合波器(WM)130に送られ、この波長合波器において、信号は、任意選択で、光チャネル135に送られる前に、異なる波長を有する他の光信号131と組み合わせることができる。

20

【 0 0 2 1 】

図1Dは、本発明の1つの実施形態によるパイロット支援光通信システムにおける受信機のブロック図を示している。光チャネル141からの信号は、波長分波器(WDM)150に送られる。他の波長151は、任意選択で、対象となる波長チャネルとは独立に処理するために他の受信機に送られる。信号は、次に、受信機160に送られる。この光信号は、光受信機フロントエンド161によって検出される。このブロックは、ダウンコンバート、増幅、および量子化等の光素子および電子素子の双方を備えることができる。デジタル信号は、次に、DSPアルゴリズム162によって処理される。DSP処理の後、受信パイロットシンボルが抽出され(165)、パイロットシンボルの既知の送信シーケンス166と組み合わせて処理される(164)。このパイロット処理からの情報は、次に、振幅等化および位相等化等の機能を実行する等化器を備えるRx DSP162において用いられる。処理された信号は、次に、その最終宛先、例えばデータシンク170に送られる前に、復調モジュール163に送られ、FEC復号化の軟判定情報が生成される。

30

40

【 0 0 2 2 】

振幅等化

本発明のいくつかの実施の形態は、光通信の場合、光信号の位相変化のレートが光信号の振幅の変化のレートと異なるという一般的な認識に基づいている。したがって、光信号の位相と振幅とを分離して等化することが有利である。

【 0 0 2 3 】

図2は、本発明のいくつかの実施の形態による、送信機から光チャネルを通じて受信機

50

に送信された光信号を復号化する方法のフロー図を示している。これらの実施の形態では、送信光信号の振幅は、送信光信号の位相から分離して等化される。本方法の少なくともいくつかのステップは、受信機のプロセッサおよび他の構成要素を用いて実行される。

【0024】

本方法は、フィルター係数230を用いて受信光信号210をフィルタリングし(220)、データシンボル280およびパイロットシンボル250を含むデジタル信号を生成する。このプロセスは、等化された振幅と制約を受けていない位相とを有するフィルタリングされた信号235を生成し、このフィルタリングされた信号を復調および復号化して(240)、送信光信号の推定値245を生成する。本方法は、次に、受信パイロットシンボル250の振幅と送信パイロットシンボル270の振幅との間の誤差に基づいて、フィルター係数230の新たなセットを求める(260)一方、受信パイロットシンボルの位相と送信パイロットシンボルの位相との間の誤差を無視する。

10

【0025】

図3は、本発明のいくつかの実施の形態による、偏光合波が用いられる光通信等の高位相雑音用途に適した二重偏光振幅等化器の概略図を示している。この等化器は、例えば、各パイロットシンボルを受信した際におよび/または信号のフィルタリングにおいて誤差を求めたことに応答して、フィルタリング係数を反復的に更新する。

【0026】

本発明の異なる実施の形態では、パイロットシンボルの振幅および/またはデータシンボルの振幅は、データ送信に用いられる2つの直交した双方の偏光上の振幅を含み、これらの振幅は、各偏光上の半径によって規定される。送信パイロットシンボルの振幅および位相の双方は、送信機および受信機において既知である。

20

【0027】

振幅等化器では、入力信号300は、振幅歪みを等化する有限インパルス応答(FIR)フィルター301に送られ、出力308、すなわち、等化された振幅と制約を受けていない位相とを有するフィルタリングされた信号が形成される。このフィルターの係数は、次のように更新される。受信パイロットシンボルが、例えば、等化された信号から抽出され(309)、それらの半径が計算される(302)。同時に、既知のパイロットシンボル306も半径計算手順307を通過する。いくつかの実施の形態では、この計算は、事前に実行してメモリに記憶しておくことができる。

30

【0028】

次に、等化器誤差が、例えばゴダール(Godard)アルゴリズムを用いて、受信パイロットシンボルの半径および送信パイロットシンボルの半径に基づいて計算される(303)。いくつかの実施の形態によれば、誤差項は、次に、任意選択で、その正確さを改善するためにフィルタリングを受ける。誤差項は、次に、新たなフィルター係数を計算する(305) LMSアルゴリズムまたは再帰的最小二乗(RLS)アルゴリズム等の更新アルゴリズムへの入力として用いられる。

【0029】

例えば、2x2 MIMOフィルター301の出力308は、以下の式によって与えられる。

40

【0030】

【数1】

$$v_x = h_{xx}u_x^H + h_{yx}u_y^H$$

$$v_y = h_{xy}u_x^H + h_{yy}u_y^H$$

【0031】

ここで、 u_x および u_y は、それぞれ x 偏光および y 偏光上の入力ベクトル300であり、 h_{xx} 、 h_{yx} 、 h_{xy} および h_{yy} は、4つの FIR フィルターの係数であり、 v_x および v_y は、それぞれ x 偏光および y 偏光上の瞬時出力308であり、上付き文字^H

50

演算子は、エルミート転置である。

【 0 0 3 2 】

いくつかの実施の形態は、例えば、CMAに従って、各偏光上の送信パイロット306の半径307および受信パイロット309の半径302に従って誤差項を計算する(303)。

【 0 0 3 3 】

【数2】

$$e_x = |p_x|^2 - |v_x|^2$$

$$e_y = |p_y|^2 - |v_y|^2$$

【 0 0 3 4 】

ここで、 e_x および e_y は、それぞれx偏光およびy偏光上の誤差項であり、 p_x および p_y は、それぞれx偏光およびy偏光上のパイロットシンボルである。

【 0 0 3 5 】

誤差は、スライディングウィンドウアキュムレーターフィルタの場合には以下のように与えられる誤差項のフィルタリングしたものをを用いることによって、さらに精緻化することができる。

【 0 0 3 6 】

【数3】

$$e_{x'} = \sum_{n=1}^M e_x(n)/M$$

$$e_{y'} = \sum_{n=1}^M e_y(n)/M$$

【 0 0 3 7 】

ここで、 $e_{x'}$ および $e_{y'}$ は、それぞれx偏光およびy偏光上の平均誤差項であり、Mは、平均される誤差項の数である。

【 0 0 3 8 】

フィルタ301の係数は、誤差項と、或る適応アルゴリズム、例えば、LMSアルゴリズムとを用いて求められ、これらの係数は、以下の一組の方程式によって求められる。

【 0 0 3 9 】

【数4】

$$h_{xx}' = h_{xx} + \mu e_x u_x v_x^*$$

$$h_{yx}' = h_{yx} + \mu e_x u_y v_x^*$$

$$h_{xy}' = h_{xy} + \mu e_y u_x v_y^*$$

$$h_{yy}' = h_{yy} + \mu e_y u_y v_y^*$$

【 0 0 4 0 】

ここで、ベクトル h_{xx}' 、 h_{yx}' 、 h_{xy}' および h_{yy}' は、更新されたフィルタ係数ベクトルであり、上付き文字*は、共役演算子であり、 μ は、等化器収束パラメータである。

【 0 0 4 1 】

フィルタ係数は反復的に更新される。異なる実施の形態では、振幅等化および位相等化が互いに素であることから、以下で説明するように、振幅を等化する反復のレートは、光信号における位相の変化のレートよりも遅く、また、信号の位相を等化する反復のレ

10

20

30

40

50

トよりも遅い。例えば、フィルター係数を更新する(305)1回の反復の間に、受信機は、位相を更新する反復を数回実行する。

【0042】

本発明のいくつかの実施の形態は、振幅の擾乱を規定するFIR係数が経時的に変化するという認識に基づいている。また、複数のパイロット信号を用いて、FIR係数を正確に求める必要がある。したがって、いくつかの実施の形態は、パイロット信号の連続シーケンスの送信を伴うトレーニングモードを用いて、このパイロット信号の連続シーケンスの半径に基づいてFIRフィルター301の正確さを高める。それらの実施の形態では、パイロット信号の連続シーケンスを用いたトレーニングの結果、FIR係数の初期化がより高速でより正確になり、これによって、それらのFIR係数のその後の経時的な追跡が可能になる。

10

【0043】

そのために、本発明のいくつかの実施の形態では、光信号の送信は、トレーニングモードおよび復号化モードを含む。トレーニングモードの間、デジタル信号は、パイロットシンボルの連続シーケンスを含み、これらの実施の形態は、トレーニングモードの間、この連続シーケンスにおける受信パイロットシンボルの振幅と送信パイロットシンボルの振幅との間の誤差に基づいてフィルタリング係数を求め、トレーニングモードの間に求められたフィルタリング係数を復号化モード中の使用に備えて初期化する。

【0044】

例えば、1つの実施の形態は、連続シーケンスにおける受信パイロットシンボルの振幅と送信パイロットシンボルの振幅との間の平均誤差を求め、この平均誤差を用いてフィルタリング係数を求める。異なる実施の形態では、平均誤差は、ブロック更新および/またはスライディングウィンドウ更新を用いて求められる。ブロック更新の間、パイロットシンボルのシーケンス全体の平均誤差またはシーケンス全体の各サブセットの平均誤差が求められる。スライディングウィンドウの間、シーケンスの開始から終了までスライドするウィンドウのパイロットシンボルの平均誤差が求められる。その結果得られた平均誤差は、フィルタリング係数を求めるのに用いられる。加えてまたは代替的に、1つの実施の形態は、連続シーケンスにおける各受信パイロットシンボルの振幅と、対応する送信パイロットシンボルの振幅との間の誤差を求めて誤差のシーケンスを生成し、この誤差のシーケンス内の誤差ごとにフィルタリング係数を反復的に更新する。

20

30

【0045】

異なる実施の形態では、平均誤差は、誤差信号内の雑音をフィルタリング除去するローパスフィルターを用いて求められる。この実施の形態は、送信パイロットシンボルと、フィルタリング係数を有するフィルターによってフィルタリングされたパイロットシンボルとの間の誤差が、異なるソースによって引き起こされるという認識に基づいている。それらのソースは、チャンネル雑音と、正しいフィルター係数とフィルタリング動作に現在用いられている係数との間の不一致とを有する。フィルタリング係数の初期化の目的は、雑音を補償することを考慮していないので、ローパスフィルターは、平均誤差を求める際に雑音効果をキャンセルするように設計されている。いくつかの実施の形態では、雑音効果は、ローパスフィルターを用いて低減される。

40

【0046】

図4は、本発明の1つの実施の形態によるトレーニングモードおよび復号化モードを用いるパイロット支援光通信システムの受信機の概略図を示している。入力信号400が、正規化、波長分散補償、およびイントラダイン周波数オフセット補償等の静的機能を実行することによって、処理に備えて準備される(401)。この信号は、任意選択で、トレーニングモード410に送られる。トレーニングモードは、等化アルゴリズム、搬送波位相推定(CPE)アルゴリズムおよび復調アルゴリズムの正確な初期化を実行することを目的としている。トレーニングモードにおいて、信号は、トレーニング済みDP-CMA適応等化器411に送られる。既知のシンボルのトレーニングシーケンス414を用いて、CMA誤差項が計算され、この誤差項から、DP-CMAアルゴリズムのタップ更新(

50

tap update) が、例えば、LMS法を用いて計算される(415)。

【0047】

等化器の出力は、ランダムに変化する位相を有し、この位相は、トレーニング済みCPEアルゴリズム412によって追跡され、このアルゴリズムは、既知のトレーニングシーケンス414も利用する。トレーニング済みCPEの出力を用いて、トレーニングシーケンス内の各コンステレーション点の重心が計算される(413)。等化器が十分良好に収束し、重心計算が正確であるとみなされると、受信機は、パイロット支援モード420に切り替えられる。この場合、準備された信号は、パイロット支援DP-CMA421を用いて処理される。このパイロット支援DP-CMAのタップは、任意選択で、トレーニング済みDP-CMA411によって計算されたタップによって初期化される。パイロット支援DP-CMA等化器は、パイロットシーケンス424に従って周期的に適応される(425)が、更新は、パイロットシンボルの半径しか検討しない。等化の後、信号は、パイロット支援CPE422を受け、位相の初期推定値が、任意選択でトレーニングモードによって提供される。CPEに続いて、信号は、復調および復号化423を受け、これらの動作は、任意選択で、トレーニングモードによって提供された重心計算結果413を考慮する。最後に、回復および復号化されたデータが、その宛先、例えばシンク426に送られる。

10

【0048】

これらの実施の形態のうちのいくつかは、振幅等化器421の正確なトレーニングが高密度変調された信号の雑音に対する感度に起因して必要とされるという認識に基づいている。さらに、シーケンス、すなわち、シンボルのシーケンスではなくトレーニングシーケンス414が受信機に完全に既知である場合、等化器の収束の速度を改善することができる。シンボルのシーケンスは、その部分的なサブセット、すなわちパイロットシーケンス424しか受信機に既知でない。本発明の他の実施の形態は、信号上の或る歪み(不完全な変調器バイアスに起因した歪み等)が静的かつ非線形であり、トレーニングシーケンス414から得られた信号結果の解析に基づいて搬送波位相推定422および復調423の双方の正確さを改善することが可能であるという認識に基づいている。例えば、非線形歪みは、トレーニングシーケンスを用いて、重心のデータ依存統計、共分散、歪み度、および相関を解析するようにLMSアルゴリズムまたはRLSアルゴリズムによってトレーニングされる。

20

30

【0049】

位相等化

本発明のいくつかの実施の形態は、光チャネルの物理的性質に起因して、受信パイロットシンボルの位相が、他のパイロットシンボルを含む他の受信シンボルの位相に依存するという認識に基づいている。したがって、受信パイロットシンボルの多数の位相を一括して検討することによって、この依存関係を用いてデータシンボルの位相を推定することができる。

【0050】

本発明の他の実施の形態は、光チャネルの性質に起因して、送信パイロットシンボルおよび受信パイロットシンボルを用いて、初期位相推定値だけでなく、時変位相の確率の分布も計算することができるという認識に基づいている。

40

【0051】

したがって、最も可能性の高い初期位相推定値だけでなく、位相の初期確率分布も活用することによって、位相等化の性能を改善することができる。加えて、FEC復号器が、等化後に起こり得るエラーを効率的に訂正することができるように、推定された確率情報は、復調器における軟判定情報のより信頼性の高い計算をもたらすことができる。

【0052】

図5Aは、本発明のいくつかの実施の形態による送信光信号のパイロット支援位相等化の方法のブロック図を示している。本方法は、光チャネル上の位相雑音の統計的確率分布507と、受信パイロット信号の位相と送信パイロット信号の位相との間の誤差506と

50

を用いて、パイロットシンボル上の位相雑音の確率分布を求める(501)。パイロットシンボル上の位相雑音の求められた確率分布に基づいて、本方法は、データシンボル上の位相雑音の確率分布を求め(502)、このデータシンボル上の位相雑音の確率分布を用いて、フィルタリングされた信号を復調する(503)。

【0053】

例えば、1つの実施の形態は、データシンボル上の位相雑音の確率分布に対応する位相雑音を求め、この位相雑音の逆にしたものに等しい位相シフトをフィルタリングされた信号に適用する(504)。加えてまたは代替的に、1つの実施の形態は、データシンボル上の位相雑音の確率分布を、復調のための対数尤度比(LLR)計算に適用する(505)。

10

【0054】

図5Bは、本発明の1つの実施の形態によるパイロット支援位相等化の一例示的な実施態様のブロック図を示している。この例では、4つのパイロットシンボル515、516、517、および518を用いて、データシンボルの1つのブロック510上の位相が推定される。隣接するパイロットシンボルおよび/または隣接していないパイロットシンボルを含むことができるパイロットを用いて、パイロット位相の近似的な事後確率分布514が計算される。次に、位相雑音および加法性雑音の統計的モデルを所与として、これらの位相を用いて、データシンボル位相の確率分布の初期推定が実行される(511)。これらのデータシンボル位相推定値は、次に、最終位相推定値519が出力される前に、精緻化され(512)、フィルタリングされる(513)。

20

【0055】

図5Cは、本発明の1つの実施の形態によるパイロットシンボル上の位相雑音の確率分布を求める方法のブロック図を示している。本方法は、受信パイロット信号の位相と送信パイロット信号の位相との間の誤差を用いて、パイロットシンボル上の位相雑音の確率分布の平均を求め(521)、光チャネルからの位相雑音および歪みの統計的確率分布の分散を用いて、パイロットシンボル上の位相雑音の確率分布の分散を求める(522)。

【0056】

いくつかの変形形態では、本方法は、パイロットシンボル上の位相雑音の確率分布の平均および分散もフィルタリングして(523)、これらの平均および分散の歪みも低減する。例えば、本方法は、位相雑音の確率分布の事後平均および事後分散をフィルタリングする順方向カルマンフィルターおよび/または逆方向カルマンフィルターを用いることができる。別の例では、本方法は、ウィナープロセス等の位相雑音モデルを所与として、ウィナーフィルターを用いて、平均二乗誤差を最小にすることができる。

30

【0057】

図5Dは、本発明の1つの実施の形態による、データシンボルおよび受信データシンボルの確率分布に従ってデータシンボル上の位相雑音の確率分布を精緻化する方法のブロック図を示している。データシンボル位相の初期推定値530が、本方法への入力である。初期化531の後、シンボル尤度が受信データシンボルごとに並列に計算される(532)。シンボル尤度を計算するために、平均および分散の初期位相推定値が補間され、各受信データシンボルのシンボル尤度が計算される。例えば、直線補間、2次多項式補間、3次スプライン補間、またはガウスプロセス補間が用いられる。次に、各位相推定値がシンボル尤度および受信信号に従って更新される(533)。次に、最大反復カウントに達した場合、本方法は終了し(534)、そうでない場合、新たな位相推定値を用いてシンボル尤度が再計算される。最終出力535は、期待値最大化(EM)の後の位相推定値である。

40

【0058】

図5Eは、本発明の1つの実施の形態による、データシンボル上の位相雑音の精緻化された確率分布をフィルタリングして、データシンボル上の位相雑音の確率分布の最終推定値を生成する方法のブロック図を示している。入力シンボル位相540は、矩形フィルター、平均化フィルター等の或るローパスフィルターを用いてフィルタリングされる(54

50

1)。フィルタリングされた位相推定値は、その後、出力される(542)。

【0059】

本発明のいくつかの実施の形態は、対応する受信パイロット信号および送信パイロット信号のサブセットをともにグループ化してグループを形成することができ、パイロットシンボルのグループを、振幅の平均誤差を求めること、フィルタリング係数を求めることおよび/またはグループ内の受信パイロットシンボルの位相と送信パイロットシンボルの位相との間の誤差を求めることに用いてパイロットシンボル上の位相雑音の確率分布を求めることができるという認識に基づいている。

【0060】

その上、いくつかの実施の形態は、図1Bに示すように、光チャネル上で異なる時点において受信されたパイロットシンボルによってそのようなグループを形成することができるという認識に基づいているが、そのようなグループは、異なる光チャネル上で受信されたパイロットシンボルによって形成することもできる。

10

【0061】

図6は、マルチチャネル位相推定を目的としたデータシンボル内のパイロットシンボルの構造を示している。いくつかのパイロットシンボル611、612、613、621、622、623、641、642、643、651、652、653が、いくつかの異なるチャネル上のデータシンボルのいくつかのブロック631、632、633を通じて分散されている。データシンボルのいくつかの同時のブロック631、632、633に対する位相推定は、隣接するパイロットシンボル621、622、623、641、642、643と、任意選択で、隣接していないパイロットシンボル611、612、613、651、652、653とを用いて同時に実行することができる。

20

【0062】

図7Aは、本発明のいくつかの実施の形態によるマルチチャネルパイロット支援光通信システムの送信機のブロック図を示している。ソース701からのデータ702は、データ分波器(DM)710に送られ、このDMにおいて、データは、いくつかのデータストリームに分割される。これらのデータストリームのそれぞれは、異なる波長上で送信されることになる。これらのデータストリームのそれぞれは、次に、それ自身の送信機720、730、740に送られる。この送信機において、データは、パイロットシンボル724、734、744が間欠的に挿入される前に、FEC符号器721、731、741によって符号化される。信号は、次に、DSPおよびアナログ/デジタル変換器等の他のフロントエンド電子機器722、732、742を用いた処理を受ける。信号は、次に、光搬送波上での変調のために送信機光学機器723、733、743に送られる。光信号は、次に、光チャネル755に送られる前に、波長合波器(WM)750に送られ、任意選択で、異なる波長751を有する他の独立した光信号と組み合わせられる。

30

【0063】

図7Bは、本発明のいくつかの実施の形態によるマルチチャネルパイロット支援光通信システムの受信機のブロック図を示している。光チャネル760からの信号は、波長分波器(WDM)761に送られる。他の波長762は、任意選択で、対象となる波長チャネルとは独立に処理するために他の受信機に送られる。対象となる信号は、次に、関連したサブチャネル受信機770、791に送られる。この受信機内では、光信号は、光受信機フロントエンド771によって検出される。このブロックは、ダウンコンバート、増幅、および量子化等の光素子および電子素子の双方を備える。デジタル信号は、次に、DSP772によって処理される。

40

【0064】

DSP処理の後、受信パイロットシンボルが抽出され(774)、既知の送信パイロットシーケンス776と組み合わせられて処理される(775)。抽出されたパイロットシンボル774は、全てのサブチャネル780からのパイロットシンボルを検討するプロセッサにも送られる。このプロセッサでは、全てのサブチャネルからの受信パイロットシーケンスおよび送信パイロットシーケンスの双方を検討してデジタル処理782が実行される前

50

に、種々のサブチャネルからの受信パイロットシンボルが集約される(781)。次に、単一チャネルパイロット処理775およびマルチチャネルパイロット処理782の双方からの情報が、振幅等化および位相等化等の機能を実行するRx DSP772において用いられる。処理された信号は、次に、再合波される(790)前に、復調およびFEC復号化773に送られ、データシンク795に送られる。

【0065】

図8は、本発明のいくつかの実施の形態によるトレーニング支援型初期化を組み込んだマルチチャネルパイロット支援光通信システムの受信機DSPの概略図を示している。入力信号830が、正規化、波長分散補償、およびイントラダイン周波数オフセット補償等の静的機能を実行することによって、処理に備えて準備される(831)。これらの信号は、任意選択で、トレーニングモード840に送られる。トレーニングモードは、等化アルゴリズム、搬送波位相推定(CPE)アルゴリズムおよび復調アルゴリズムの正確な初期化を実行することを目的としている。トレーニングモードにおいて、信号は、N並列トレーニング済みDP-CMA適応等化器841に送られる。パイロットシンボルのN並列トレーニングシーケンス844を用いて、CMA誤差項が計算され、このCMA誤差項から、DP-CMAアルゴリズムのタップ更新が、例えば、LMSアルゴリズムを用いて計算される(845)。等化器の出力は、ランダムに変化する位相を有し、この位相は、トレーニング済みCPEアルゴリズム842によって追跡され、このアルゴリズムは、既知のトレーニングシーケンス844も利用する。

【0066】

トレーニング済みCPEの出力を用いて、トレーニングシーケンス内の各コンステレーション点の重心が計算される(843)。等化器が十分良好に収束し、重心計算が正確であるとみなされると、受信機は、パイロット支援モード850に切り替えられる。この場合、準備された信号は、N並列パイロット支援DP-CMAアルゴリズム等化器851を用いて処理される。このN並列パイロット支援DP-CMAアルゴリズム等化器のタップは、任意選択で、トレーニング済みDP-CMA等化器841によって計算されたタップによって初期化される。パイロット支援DP-CMA等化器は、パイロットシーケンス854に従って周期的に適応される(855)が、更新は、パイロットシンボルの半径しか考慮しない。

【0067】

等化の後、信号は、パイロット支援同時CPE852を受ける。このパイロット支援同時CPEでは、全てのサブチャネル上の受信パイロットシンボルからの情報が、CPEアルゴリズムにおいて検討される。位相の初期推定値が、任意選択で、トレーニングモードによって提供される。CPEに続いて、信号は、復調853および復号化856を受け、これらの動作は、任意選択で、トレーニングモードによって提供された重心計算結果843を考慮する。最後に、回復および復号化されたデータが、その宛先であるシンク857に送られる。

【0068】

例示的な実施の形態
構成

N個の情報シンボルが、ブロック(図5Bにおける510)で送信される。n番目のシグナリング区間中に送信されたシンボルの位相を推定するために、検討対象シンボルに先行する K_1 個のパイロットおよび後続する K_2 個のパイロットが用いられる。一般性を失うことなく、 $K_1 = K_2 = K$ と仮定する。したがって、同じブロックに属する情報シンボルの位相は、パイロット p_k および p_{k+1} が検討対象情報ブロックの境界となるようなパイロットの同じ集合 $P = \{p_1, \dots, p_k, p_{k+1}, \dots, p_{2k}\}$ を用いて推定される。図5Bは、 $K = 2$ であり、データシンボルの位相推定がパイロット p_1 、 p_2 、 p_3 および p_4 (図5Bにおける515、516、517および518)を用いて支援される一例を示している。パイロット支援位相回復方式のいくつかの実施の形態では、 $K = 1$ を用いる。加えてまたは代替的に、単一のパイロットがパイロットの2つ以上の集

10

20

30

40

50

合に属する場合がある。また、異なる情報ブロックに対応する位相を、パイロットの異なる集合を用いて推定することもできる。

【 0 0 6 9 】

位相雑音および加法性雑音を除く全ての信号損傷が補償されていると仮定すると、離散時間 n における受信信号のサンプル y_n は、対応するシグナリング区間において送信されたシンボル x_n に、以下のように関係付けられる。

【 0 0 7 0 】

【数 5】

$$y_n = x_n e^{j\theta_n} + v_n \quad (1)$$

10

【 0 0 7 1 】

ここで、 x_n および v_n は、それぞれ実数値位相雑音および複素数値加法性白色ガウス雑音のサンプルである。すなわち、 $v_n \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ である一方、位相雑音 θ_n は、以下のウィナープロセスとして 5 0 7 (図 5 A および図 5 B) においてモデル化される。

【 0 0 7 2 】

【数 6】

$$\theta_n - \theta_{n-1} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_p^2), \quad \sigma_p^2 = 2\pi\Delta\nu T_s \quad (2)$$

20

【 0 0 7 3 】

ここで、 $\Delta\nu$ は、送信機のレーザーおよび受信機のレーザーの有効な全線幅であり、 T_s は、シグナリング区間 (ボーレートの逆数) である。

【 0 0 7 4 】

連続したパイロット p_{k+1} および p_k は、 $N+1$ 個のシグナリング区間 (すなわち、 N 個の情報シンボル) によって分離されているので、位相変化は、(2) を用いて以下のようにモデル化される。

【 0 0 7 5 】

【数 7】

$$\theta_{p_{k+1}} - \theta_{p_k} \sim \mathcal{N}(0, (N+1)\sigma_p^2), \quad \text{ここで } k = 1, \dots, 2K-1 \quad (3)$$

30

【 0 0 7 6 】

式 (1) から、受信信号 y_n の分布は、送信シンボル x_n および位相雑音 θ_n を条件として、以下の式によって与えられる。

【 0 0 7 7 】

【数 8】

$$p(y_n | x_n, \theta_n) \sim \mathcal{CN}(x_n e^{j\theta_n}, \sigma^2) \quad (4)$$

【 0 0 7 8 】

位相回復は、統計的推定問題として組み立てられ、その目標は、送信シンボルおよびパイロットロケーションにおける受信信号の本発明者らの知識を条件として未知の位相 θ_n の確率分布を計算 / 近似することである。本方法は、以下を近似する。

40

【 0 0 7 9 】

【数 9】

$$p(\theta_n | x_{p_k}, y_{p_k}, k = 1, \dots, 2K), n = 1, \dots, N$$

【 0 0 8 0 】

送信シンボルおよびパイロットロケーションにおける受信信号が与えられると、本方法は、5 0 1 (図 5 A) および 5 1 4 (図 5 B) においてパイロットシンボルの位相を推論する。推論されたパイロットシンボル位相と、データシンボルのロケーションにおける受信信号とを用いて、本方法は、5 0 2 (図 5 A および図 5 B) において情報シンボルの位

50

相を推定する。出力は、情報シンボル位相の推定値と、（任意選択で）送信シンボルの軟推定値および硬推定値とを含む。

【 0 0 8 1 】

パイロットシンボル上の位相雑音の確率分布の決定

この処理ステージの目標は、送信シンボルおよびパイロットロケーションにおける受信信号に基づいてパイロットシンボル位相を推論することである。形式的には、このステージは、事後分布

【数 1 0】

$$p(\theta_{p_k} | x_{p_1}, y_{p_1}, \dots, x_{p_{2K}}, y_{p_{2K}}), k = 1, \dots, 2K$$

10

の値を求める。処理ステップを要約したブロック図が図 5 C に示されている。

【 0 0 8 2 】

このステージにおける処理は、事後分布

【数 1 1】

$$p(\theta_{p_k} | x_{p_k}, y_{p_k})$$

を計算することから開始する。この事後分布の値は、ベイズの規則およびモデル (1) を用いて求めることができる。しかしながら、この分布は閉形式で与えられず、1つの実施の形態はこの分布を近似する。ラプラス法は、基礎となるパラメータの最大尤度推定値に等しい平均と、観測されたフィッシャー情報から値が求められた分散とのガウス分布を用いて確率分布を近似する。

20

【 0 0 8 3 】

ここでは省略された少数の導出ステップの後、いくつかの実施の形態によって用いられるように、パイロットシンボル位相は、5 1 4 (図 5 B) において以下のように近似される。

【 0 0 8 4 】

【数 1 2】

$$p(\theta_{p_k} | x_{p_k}, y_{p_k}) \sim \mathcal{N}(\mu_{p_k}, \sigma_{p_k}^2), k = 1, \dots, 2K \quad (5)$$

【 0 0 8 5 】

ここで、平均

【数 1 3】

$$\mu_{p_k} = \arg\{y_{p_k} x_{p_k}^*\} \quad (5)$$

および分散

【数 1 4】

$$\sigma_{p_k}^2 = \frac{\sigma^2}{2|x_{p_k} y_{p_k}|} \quad (6)$$

は、それぞれ 5 2 1 および 5 2 2 (図 5 C) において計算される。例えば、近似ガウス分布の平均および分散の値は、パイロットごとに個々にかつ並列に求めることができる。そのような値を求めることによって、平均および分散の閉形式の数式が得られる。加えて、この平均および分散を有するガウス分布は、真の事後分布を正確に近似している。

40

【 0 0 8 6 】

先行ステップにおいて値が求められた事後分布は、パイロットシンボルの位相間の相関を考慮するために更新される。これは、5 2 3 (図 5 C) においてカルマンフィルタリングフレームワークを用いることによって達成される。線形動的モデルは、位相雑音ダイナミクスのウィナーモデル (2) である。先行ステップからの結果を用いて、観測モデルは以下のように構築される。

【 0 0 8 7 】

50

【数 1 5】

$$\psi_{p_k} = \theta_{p_k} + n_{p_k}, \quad \text{ここで } \psi_{p_k} = \mu_{p_k} \quad \text{and} \quad n_{p_k} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{p_k}^2)$$

(7)

【0 0 8 8】

平均

【数 1 6】

$$\mu_{p_k}$$

は、未知の位相

【数 1 7】

$$\psi_{p_k}$$

の「観測値」であることに留意されたい。観測雑音

【数 1 8】

$$n_{p_k}$$

は、ゼロ平均および分散

【数 1 9】

$$\sigma_{p_k}^2$$

を有するガウス分布である。平均および分散の値は、先行ステップにおいて (6) を用いて求められる。

【0 0 8 9】

線形動的モデル (2) および観測モデル (7) を用いると、カルマンフィルタ (すなわち、モデルを通る全順方向パス) は、以下のものを与える。

【0 0 9 0】

【数 2 0】

$$p(\theta_{p_k} | x_{p_1}, y_{p_1}, \dots, x_{p_k}, y_{p_k}) \sim \mathcal{N}(\tilde{\mu}_{p_k}, \tilde{\sigma}_{p_k}^2), \quad k = 1, \dots, 2K \quad (8)$$

【0 0 9 1】

この後にカルマン smoother が続き、パイロット p_{2K} からパイロット p_{K+1} を含む当該パイロットまでの逆方向パスを実行し、ガウス事後分布の平均を与える。すなわち、

【数 2 1】

$$p(\theta_{p_k} | x_{p_1}, y_{p_1}, \dots, x_{p_{2K}}, y_{p_{2K}}) \sim \mathcal{N}(v_{p_k}, \cdot), \quad k = K + 1, \dots, 2K \quad (9)$$

である。

【0 0 9 2】

カルマンフィルタリングおよびカルマン平滑化を伴う 5 2 3 における処理ステップは、逐次処理を必要とする。この欠点を克服するために、パイロットの数 $2K$ を削減することができる。実際に、いくつかの実施の形態は、パイロットの数 $2K$ を或る小さな数を越えて増加させると、性能向上が得られないという理解に基づいている。この閾値は、ブロック内の情報シンボルの数 N および位相雑音ジャンプの分散

【数 2 2】

$$\sigma_p^2$$

に依存し、4 程度の低いものとなる可能性が非常に高い。

【0 0 9 3】

代替的に、各パイロットロケーションにおいてサイズ $2K$ の行列を反転することを可能にする計算リソースを有するいくつかの実施の形態では、このステップにおいて等価な処理をウィナーフィルタリングによって並列に実行することもできる。これは有利であり得る。なぜならば、逐次のカルマン平滑化が必要とされず、 $2K = 4$ の少数のパイロットが

10

20

30

40

50

、多くの実用的な用途において可能な性能改善の寸前まで解決策を既に導いているからである。1つの実施の形態では、行列反転は、ウィナープロセスのモデルに基づいて自己共分散行列の逆行列をオフラインで提供することによって回避される。

【 0 0 9 4 】

説明した処理ステージは、事後平均

【数 2 3】

$$\tilde{\mu}_{p_K}$$

および

【数 2 4】

$$v_{p_{K+1}}$$

並びに事後分散

【数 2 5】

$$\tilde{\sigma}_{p_K}^2$$

を出力する。これらの量は、以下の部分で説明される、5 0 2におけるデータシンボルの位相推定に必要とされる情報を含む。

【 0 0 9 5 】

説明した処理ステージに対応する擬似コードは、以下のとおりである。

【 0 0 9 6 】

【数 2 6】

Data: Transmitted and received pilots: $x_{p_1}, y_{p_1}, \dots, x_{p_{2K}}, y_{p_{2K}}$

Result: Posterior means and variance: $\tilde{\mu}_{p_K}, v_{p_{K+1}}$ and $\tilde{\sigma}_{p_K}^2$

Parallel for $k = 1: 2K$ do

$$\mu_{p_k} = \arg\{y_{p_k} x_{p_k}^*\} \text{ and } \sigma_{p_k}^2 = \frac{\sigma^2}{2|x_{p_k} y_{p_k}|};$$

end

$$\tilde{\mu}_{p_1} = \mu_{p_1} \text{ and } \tilde{\sigma}_{p_1}^2 = \sigma_{p_1}^2;$$

for $k = 1: 2K$ do

$$b = (N + 1)\sigma_p^2 + \tilde{\sigma}_{p_{k-1}}^2 \text{ and } a = \frac{b}{b + \sigma_{p_k}^2};$$

$$\tilde{\mu}_{p_k} = a\mu_{p_k} + (1 - a)\tilde{\mu}_{p_{k-1}} \text{ and } \tilde{\sigma}_{p_k}^2 = a\sigma_{p_k}^2;$$

end

$$v_{p_{2K}} = \tilde{\mu}_{p_{2K}};$$

for $k = 2K: (-1): (K + 1)$ do

$$a = \frac{\tilde{\sigma}_{p_k}^2}{\tilde{\sigma}_{p_k}^2 + (N + 1)\sigma_p^2};$$

$$v_{p_k} = av_{p_{k+1}} + (1 - a)\tilde{\mu}_{p_k};$$

end

【 0 0 9 7 】

10

20

30

40

50

データシンボル上の位相雑音の確率分布の決定

データシンボルの位相推定を行うこのステージは、いくつかの実施の形態によれば、図 5 B に示す 3 つの処理ステップ 5 1 1、5 1 2 および 5 1 3 を含むことができる。処理ステップ 5 1 1 は、5 0 1 (図 5 A) において値が求められたパイロットシンボル位相の事後分布を用いてデータシンボル位相の初期推定値を出力する。情報シンボルは、パイロット p_k と p_{k+1} との間に配置され、位相雑音のウィナープロセスモデル (2) を用いると、事後分布

【数 27】

$$p(\theta_n | x_{p_1}, y_{p_1}, \dots, x_{p_{2K}}, y_{p_{2K}})$$

10

が、パイロット p_k および p_{k+1} に対応するガウス事後分布の平均および分散に依存した平均および分散を有するガウス分布であることを示すことができる。より正確に言えば、この導出の詳細を省略すると、 n 番目の情報シンボルの事後分布は、以下の式によって与えられる。

【0098】

【数 28】

$$p(\theta_n | x_{p_1}, y_{p_1}, \dots, x_{p_{2K}}, y_{p_{2K}}) \sim \mathcal{N}(\mu_n, \sigma_n^2) \quad (10)$$

【0099】

ここで、平均 μ_n は、以下の直線補間によって与えられる。

20

【0100】

【数 29】

$$\mu_n = \frac{(N+1-n)\sigma_p^2 \tilde{\mu}_{p_K} + (n\sigma_p^2 + \tilde{\sigma}_{p_K}^2)v_{p_{K+1}}}{(N+1)\sigma_p^2 + \tilde{\sigma}_{p_K}^2} \quad (11)$$

【0101】

事後平均 μ_n の値は、(11) を用いて並列に個別に求められる。これらの事後平均は、情報シンボル位相の初期推定値とみなされ、次の処理ステップにおいて精緻化される。別の実施の形態では、平均および分散は、2 次多項式補間、3 次スプライン補間、およびガウスプロセスクリギング (Kriging) 補間によって並列形式で取得される。

30

【0102】

これらの初期位相推定値は、5 1 2 において、図 5 D に略述されているような EM 法を用いることによって精緻化される。基礎となる最適化問題の非凸性によって、EM 法は、初期点に最も近い局所停留点に収束する。したがって、EM 法は、より良好な位相推定値を与える既に真の位相に適度に近い位相推定値を用いて初期化される必要がある。そうでない場合、本方法は、他の或る望ましくない停留点に収束する。

【0103】

個々の EM 法が、各情報シンボルの初期位相推定値 μ_n を並列に精緻化する。以下では、関与する計算を提示し、導出の詳細を省くことにする。シンボル x_n に対応する EM ルーチンは、

40

【数 30】

$$\hat{\theta}_n^{(0)} = \mu_n$$

を用いて初期化される。 k 番目の反復は、受信信号 y_n と、反復 $k-1$ から取得された位相推定値

【数 31】

$$\theta_n^{(k-1)}$$

とを所与として、シンボル x_n の尤度の値を求めることから開始する。5 3 2 (図 5 D) において値が求められたこの尤度は、最大でも以下の式によって与えられる正規化定数

50

である。

【 0 1 0 4 】

【 数 3 2 】

$$p(x_n = a | y_n; \hat{\theta}_n^{(k-1)}) \propto p(y_n | x_n = a; \hat{\theta}_n^{(k-1)}) p(x_n = a; \hat{\theta}_n^{(k-1)}) \quad (12)$$

$$\propto \exp\left(-\frac{1}{\sigma^2} |y_n - ae^{j\hat{\theta}_n^{(k-1)}}|^2\right) \quad (13)$$

【 0 1 0 5 】

ここで、 x_n は、送信されたコンステレーションからの値、すなわち、 $a \in X$ の値を取る。送信シンボルは、

【 数 3 3 】

$$p(x_n = a; \hat{\theta}_n^{(k-1)}) \propto 1$$

となるように、コンステレーションからランダムに一樣に取り出される。シンボル尤度は、5 3 3 (図 5 D) において、

【 数 3 4 】

$$\hat{\theta}_n^{(k)} = \arg\left(y_n \sum_{a \in X} a^* p(x_n = a | y_n; \hat{\theta}_n^{(k-1)})\right) \quad (14)$$

となるように位相推定値を更新するのにさらに用いられる。

【 0 1 0 6 】

EM法は、終了条件 5 3 4 (図 5 D) が満たされるまで、例えば、既定の反復回数 I_{max} に達するまで実行され、5 3 5 (図 5 D) において、EM位相推定値を出力する。計算複雑度を低減するために、反復回数 I_{max} は小さく維持することができる。いくつかの実施の形態では、本方法は 2 回のみの反復後に収束し、3 回以上の反復が用いられる場合には、改善は行われぬ。

【 0 1 0 7 】

加えて、高次変調フォーマット (6 4 QAM または 2 5 6 QAM 等) におけるシンボル尤度を計算することから生じる複雑度の負担は、コンステレーション内のシンボルのサブセットのみを検討することによって軽減することができる。例えば、シンボル x_n の尤度の値は、ユークリッド距離において

【 数 3 5 】

$$y_n e^{-j\mu_n}$$

に最も近いコンステレーション内の或る特定の数のシンボルについてのみ求めることができる。これは、 μ_n が真の位相 θ_n に既に比較的近く、これによって、最初に、EM手順の適用が実行可能な手法になるからである。

【 0 1 0 8 】

EM法は、情報シンボルに対して個別に (したがって、並列に) 実行することができる。これは、ひいては、シンボルにわたる位相変化の相関構造が活用されないことを意味する。いくつかの実施の形態は、位相変化の統計を考慮した EM法を開発している。しかしながら、そのような方法における位相推定値は、或る目的関数を最小にする変数として更新され、閉形式で与えられない。また、そのような方法は、並列実施を認めず、したがって、実用的でない。

【 0 1 0 9 】

EM手順において位相変化の統計を考慮しないという欠点を克服するために、最終処理ステップ 5 1 3 は、図 5 E に略述されているように、EM位相推定値

【 数 3 6 】

$$\hat{\theta}_n^{I_{max}}$$

をフィルタリングする。例えば、1 つの実施の形態は、離散時間 n における最終位相推定

10

20

30

40

50

値が以下の式となるような移動平均フィルターを用いて、これらの推定値をフィルタリングする。

【 0 1 1 0 】

【 数 3 7 】

$$\hat{\theta}_n = \frac{1}{2T+1} \sum_{i=n-T}^{n+T} \hat{\theta}_i^{(I_{\max})} \quad (15)$$

【 0 1 1 1 】

本方法は、データブロックの位相推定値 5 1 9 を出力する。

【 0 1 1 2 】

任意選択で、最終位相推定値とともに、本方法は、送信シンボルの軟判定および硬判定 10 を出力する。すなわち、最終位相推定値

【 数 3 8 】

$\hat{\theta}_n$

および受信信号 y_n を所与として、軟判定は、全てのコンステレーション点 $a \times X$ について値が求められた尤度のベクトルとして与えられる。尤度は、最大でも以下の式によって与えられる正規化定数までであり、

【 数 3 9 】

$$p(x_n = a | y_n; \hat{\theta}_n) \propto \exp\left(-\frac{1}{\sigma^2} |y_n e^{-j\hat{\theta}_n} - a|^2\right) \quad (16) \quad 20$$

5 0 5 (図 5 A) において値が求められる。硬判定は、上記で値が求められたシンボル尤度を最大にするコンステレーション点 a である。別の実施の形態では、位相分散に基づく残留位相雑音推定誤差を用いて、より正確なシンボル尤度が計算される。

【 0 1 1 3 】

例えば、(1 6) における尤度は、第 1 種 0 次ベッセル関数を用いて残留位相雑音を考慮するティホノフ分布によって変更することができる。別の例では、尤度は、残留位相雑音分散を考慮するように 1 次変換および双 1 次変換によって変更される。この変更された尤度は、残留位相雑音分散がデータシンボルにわたって一定でないので、パイロットシンボル区間が大きく、低 SNR レジームであるときに有利である。

【 0 1 1 4 】

説明した処理ステージに対応する擬似コードは、以下のとおりである。

【 0 1 1 5 】

【数 4 0】

Data: Received signals: y_1, \dots, y_N

Input: $\tilde{\mu}_{p_K}, v_{p_{K+1}}$ and $\tilde{\sigma}_{p_K}^2$

Result: Final phase estimates: $\hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_N$

Parallel for $n = 1:N$ do

$$\alpha = (N + 1 - n)\sigma_p^2, \beta = n\sigma_p^2 + \tilde{\sigma}_{p_K}^2, \gamma = \alpha/(\alpha + \beta);$$

$$\mu_n = \gamma\tilde{\mu}_{p_K} + (1 - \gamma)v_{p_{K+1}};$$

$$\hat{\theta}_n^{(0)} = \mu_n;$$

for $k = 1:I_{\max}$ do

$$p(x_n = a|y_n; \hat{\theta}_n^{(k-1)}) \propto \exp\left(-\sigma^{-2}|y_n - ae^{j\hat{\theta}_n^{(k-1)}}|^2\right), a \in \mathcal{X};$$

$$\hat{\theta}_n^{(k)} = \arg\left(y_n \sum_{a \in \mathcal{X}} a^* p(x_n = a|y_n; \hat{\theta}_n^{(k-1)})\right);$$

end

end

Filter $\hat{\theta}_1^{I_{\max}}, \dots, \hat{\theta}_N^{(I_{\max})}$ to yield $\hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_N$

【0 1 1 6】

マルチチャネル位相推定

いくつかの実施の形態は、マルチチャネル通信システムにおいて位相推定を実行する。複数のチャネルは、マルチ搬送波伝送における異なる搬送波に関係することもあるし、単一搬送波伝送における異なる偏光に関係することもあるし、複数の搬送波の異なる偏光に関係することもある。マルチチャネルは、任意選択で、マルチモード合波システムに直接的な方法で拡張することができる。

【0 1 1 7】

チャネルの全体数は、チャネルを生成する基礎となるメカニズムに関係なく、 L で表記される。チャネル l において離散時間 n で受信された信号は、等化後、以下の式によって与えられる。

【0 1 1 8】

【数 4 1】

$$y_n^{(l)} = x_n^{(l)} e^{j\theta_n^{(l)}} + v_n^{(l)} \quad (17)$$

【0 1 1 9】

ここで、 $l = 1, \dots, L$ であり、

【数 4 2】

$$l = 1, \dots, L, x_n^{(l)}$$

は送信シンボルであり、

【数 4 3】

$$\theta_n^{(l)}$$

は位相雑音のサンプルであり、

10

20

30

40

50

【数 4 4】

$$v_n^{(l)}$$

は加法性雑音のサンプルであり、全てがチャンネル l および離散時間 n に対応する。加法性雑音は、チャンネルインデックスに依存した分散の複素数値ゼロ平均白色ガウスプロセスである。すなわち、

【数 4 5】

$$v_n^{(l)} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_l^2)$$

である。

10

【0 1 2 0】

単一チャンネルの場合と同様に、マルチチャンネル方式における各チャンネルは、図 6 に示すように、パイロットシンボルによって先行される N 個の情報シンボルのブロックを送信する。ブロック内の情報シンボルの位相推定は、このブロックに先行する K 個のパイロットおよび後続する K 個のパイロットを用いて支援される。一般に、各サイドおよび各チャンネルに用いられるパイロットの数は異なることができる。

【0 1 2 1】

いくつかの実施の形態は、個別に異なるチャンネルを解析し、上記の部分で説明した方法を各チャンネルに並列に適用する。しかしながら、チャンネルにわたる位相変化が関連している場合、推定性能は、同時位相推定から利益を得ることができる。以下では、対応する同時位相推定の 3 つの可能な実施の形態が説明される。

20

【0 1 2 2】

チャンネル間の定位相オフセット

第 1 の実施の形態では、任意の 2 つのチャンネルの位相が、最大で或る定位相オフセットまでは等しい。形式的には、チャンネル l の搬送波位相は、以下のように表される。

【0 1 2 3】

【数 4 6】

$$\theta_n^{(l)} = \theta_n + \Delta\theta^{(l)} \quad (18)$$

【0 1 2 4】

30

ここで、 θ_n は、基準チャンネルの位相であり、 $\Delta\theta^{(l)}$ は、基準チャンネルに対する位相オフセットである。位相オフセットは、チャンネルインデックス l に依存し、時間 n において一定である。位相オフセット $\Delta\theta^{(l)}$ が、或る方法で与えられるかまたは推定されると仮定すると、目標は、共通の位相 θ_n , $n = 1, \dots, N$ を推定することである。

【0 1 2 5】

全てのチャンネルを同じ位相に持って行くために、位相オフセットは、以下のように受信信号を回転させることによって補償される。

【0 1 2 6】

【数 4 7】

$$\tilde{y}_n^{(l)} = y_n^{(l)} e^{-j\Delta\theta^{(l)}}, l = 1, \dots, L \quad (19)$$

40

【0 1 2 7】

この処理は、並列に行うことができ、その結果得られるシンボルシーケンスは、チャンネルにわたって同じ位相を共有する。この位相は、単一チャンネルの場合に用いられるものと同様の手順を用いることによって推定される。唯一の相違は、この処理では、実質上同じ位相シフトを受ける L 個のパイロットのグループ（各チャンネルにつき 1 つ）が、対応する時刻における位相を推定するのに用いられるということである。

【0 1 2 8】

本方法は、パイロットシンボル位相

【数 4 8】

 θ_{p_k}

の事後分布を、ガウス分布を用いて近似することから開始する。このガウス分布の平均および分散の値は、同じインスタント p_k に対応する L 個のチャンネルにわたる全てのパイロットシンボルを利用することによって、それぞれ 5 2 1 および 5 2 2 (図 5 C) において求められ、以下の式によって与えられる。

【0 1 2 9】

【数 4 9】

$$\mu_{p_k} = \arg\left(\sum_{l=1}^L \tilde{y}_{p_k}^{(l)} (x_{p_k}^{(l)})^*\right) \quad \text{および} \quad \sigma_{p_k}^2 = \frac{0.5}{\sum_{l=1}^L \frac{|x_{p_k}^{(l)} \tilde{y}_{p_k}^{(l)}|}{\sigma_l^2}} \quad (20) \quad 10$$

【0 1 3 0】

これらのパイロット位相の事後分布は、5 2 3 (図 5 C) において、単一チャンネルの場合と同じ方法でカルマンフィルター (全順方向パスを有する) およびカルマンスムーザ (p_{2k} から p_{k+1} を含む当該 p_{k+1} までの逆方向パスを有する) のカスケードを通じて処理される。平滑化されたパイロット位相推定値は、単一チャンネルの場合と同じ数式を用いて情報シンボル位相の初期推定値を取得するのに用いられる。

【0 1 3 1】

情報シンボルの初期位相推定値は、図 5 D に略述されているように、5 1 2 (図 5 B) において EM 手順を用いて精緻化される。 k 番目の EM 反復は、5 3 2 (図 5 D) において、 L 個のチャンネルにわたるシンボルの尤度の値を求めることから開始する。これらの尤度の値は、以下の式を用いて、シンボルごとに並列に個別に求められる。

【0 1 3 2】

【数 5 0】

$$p(x_n^{(l)} = a | \tilde{y}_n^{(l)}; \theta_n^{(k-1)}) \propto \exp\left(-\frac{1}{\sigma_l^2} |\tilde{y}_n^{(l)} - a e^{j\hat{\theta}_n^{(k-1)}}|^2\right), a \in \mathcal{X} \quad (21) \quad 20$$

【0 1 3 3】

ここで、 $l = 1, \dots, L$ および $n = 1, \dots, N$ である。 l を有する上付き文字は、チャンネルインデックスを指す一方、 k を有する上付き文字は、反復インデックスを指す。

【0 1 3 4】

k 番目の EM 反復は、5 3 3 (図 5 D) において以下の式を用いて値が求められた、更新された位相推定値を出力する。

【0 1 3 5】

【数 5 1】

$$\hat{\theta}_n^{(k)} = \arg\left(\sum_{l=1}^L \tilde{y}_n^{(l)} \sum_{a \in \mathcal{X}} a^* p(x_n^{(l)} = a | y_n^{(l)}; \hat{\theta}_n^{(k-1)})\right) \quad (22) \quad 30$$

【0 1 3 6】

単一チャンネルの実施の形態に関する限り、EM 法は、位相プロセスの相関構造を活用しない。したがって、この欠点を克服するために、EM 位相推定値は、5 1 3 (図 5 B) において (例えば、移動平均フィルターを用いて) フィルタリングされる。このフィルターの出力は、最終位相推定値 5 1 9 (図 5 B) である。任意選択で、最終位相推定値および受信信号から送信シンボルの軟判定および硬判定の値を求めることができる。

【0 1 3 7】

チャンネルにわたる関連した位相

別の実施の形態は、チャンネルにわたる位相変化が関連しているときに同時位相推定の方法を用いる。このモデルを形式化するために、チャンネル $l = 1, \dots, L$ にわたる離散

時間 i における位相のベクトルが θ_i を用いて表記される。すなわち、

【数 5 2】

$$\theta_i = [\theta_i^{(1)} \quad \dots \quad \theta_i^{(L)}]^T \quad (23)$$

である。

【0 1 3 8】

位相ベクトル θ_i は、2つの連続した時刻 $i - 1$ と i との間の変化が以下のようにモデル化されるように変化する。

【0 1 3 9】

【数 5 3】

$$\theta_i - \theta_{i-1} \sim \mathcal{N}(0, C) \quad (24)$$

【0 1 4 0】

ここで、 C は、チャンネルにわたる位相ジャンプの共分散行列である。仮定によって、この行列は、事前に定義されるか、またはいくつかの方法を用いて推定される。式 (24) は、単一チャンネル l 内の位相が、 c_{ll} を用いて表記される C 内の対応する対角要素に等しい位相ジャンプの分散を有するウィナープロセスに従うことを暗に示している。

【0 1 4 1】

チャンネルにわたる位相の同時推定は、2つのステージ 5 0 1 および 5 0 2 において実行することができる。第1のステージは、ガウス分布を有するパイロットシンボル位相の事後分布を近似することから開始する。チャンネル l 内のパイロット p_k に対応する近似ガウスの平均 5 2 1 および分散 5 2 2 は、以下の式によって与えられる。

【0 1 4 2】

【数 5 4】

$$\mu_{p_k}^{(l)} = \arg(y_{p_k}^{(l)}(x_{p_k}^{(l)})^*) \quad \text{および} \quad (\sigma_{p_k}^2)^{(l)} = \frac{\sigma_l^2}{2|x_{p_k}^{(l)}y_{p_k}^{(l)}|} \quad (25)$$

【0 1 4 3】

ここで、

【数 5 5】

$$x_{p_k}^{(l)}$$

および

【数 5 6】

$$y_{p_k}^{(l)}$$

は、それぞれパイロット p_k に対応する送信シンボルおよびチャンネル l に対応する受信信号であり、

【数 5 7】

$$\sigma_l^2$$

は、チャンネル l における加法性雑音の分散である。チャンネルにわたる平均

【数 5 8】

$$\mu_{p_k}^{(l)}$$

は、列ベクトル

【数 5 9】

$$\mu_{p_k} = [\mu_{p_k}^{(1)} \quad \dots \quad \mu_{p_k}^{(L)}]^T$$

に収集される。同様に、チャンネルにわたる分散

10

20

30

40

50

【数 6 0】

$$\sigma_{p_k}^{(l)}$$

は、対角行列

【数 6 1】

$$\Sigma_{p_k} = \text{diag}((\sigma_{p_k}^2)^{(1)}, \dots, (\sigma_{p_k}^2)^{(L)})$$

を形成する。

【0 1 4 4】

パイロットシンボル位相の初期推定値は、5 2 3において、時間における位相変化の相関構造およびチャネルにわたる位相変化の相関構造を考慮することによって平滑化される。これは、カルマンフィルタリングフレームワークを用いることによって達成される。2つの連続したパイロットがN個の情報シンボルによって分離されていることから、(2 4)を用いると、線形動的モデルは以下の式によって与えられる。

10

【0 1 4 5】

【数 6 2】

$$\theta_{p_{k+1}} - \theta_{p_k} \sim \mathcal{N}(0, (N+1)C), k = 1, \dots, 2K-1 \quad (26)$$

【0 1 4 6】

観測モデルは、(2 5)において取得されたパイロットシンボル位相の初期推定値から以下のように構築される。

20

【0 1 4 7】

【数 6 3】

$$\psi_{p_k} = \theta_{p_k} + n_{p_k}, k = 1, \dots, 2K \quad (27)$$

【0 1 4 8】

ここで、観測されたベクトルは、

【数 6 4】

$$\psi_{p_k} = \mu_{p_k}$$

30

であり、観測雑音は、

【数 6 5】

$$n_{p_k} \sim \mathcal{N}(0, \Sigma_{p_k})$$

である。

【0 1 4 9】

線形動的および観測モデルを所与として、初期パイロット位相推定値は、カルマンフィルタリングの全順方向パスと、パイロット p_{k+1} において終了するカルマン平滑化の部分的逆方向パスとを介して処理される。この処理ステージの出力は、パイロット p_k に対応しかつ順方向パスから取得された平均ベクトル

40

【数 6 6】

$$\tilde{\mu}_{p_K}$$

および共分散行列

【数 6 7】

$$\tilde{\Sigma}_{p_K}$$

と、パイロット p_{k+1} に対応しかつ逆方向パスの結果から得られた平均ベクトル

【数 6 8】

$$v_{p_{K+1}}$$

とである。

50

【 0 1 5 0 】

カルマンフィルタリングステップにおける逐次処理の各ステップは、行列反転を行う。行列のサイズは、チャンネルの数 L に等しい。計算複雑度を軽減するために、位相推定を支援するパイロットの数 $2K$ を削減することができる。この数は、2つのパイロット間の情報シンボルの数 N と、位相が時間においてどれだけ高速に変化するかに依存する。いくつかの用途では、チャンネル当たり $2K = 4$ よりも多くのパイロットを用いると、実際の対象となる多くのシナリオにおいてもはや利益がもたらされない。

【 0 1 5 1 】

他方、行列反転を行うことから生じる複雑度の負担は、例えば、共分散行列 C を、三重対角行列を用いて近似することによって低減することができる（隣接するチャンネルにおける位相のみが関連していることを意味する）。この場合、逆行列を計算することが比較的容易である。

10

【 0 1 5 2 】

第 1 の処理ステージからの出力

【 数 6 9 】

$$\tilde{\mu}_{p_K}$$

、

【 数 7 0 】

$$v_{p_{K+1}}$$

および

20

【 数 7 1 】

$$\tilde{\Sigma}_{p_K}$$

を用いて、5 1 1 において情報シンボル位相の初期推定値が取得される。概念的には、2つのガウスベクトル（全てのチャンネルにわたるパイロット p_K および p_{K+1} の位相の事後分布）の間を補間することができる。しかしながら、これには、 N 個の行列反転（ブロック内の各情報シンボルにつき 1 つ）を計算することが必要である。この欠点を軽減するため、チャンネル l におけるシンボル n の初期位相推定値が以下の式によって与えられるように、各チャンネルにおけるパイロット位相 p_K と p_{K+1} との間の個別の直線補間が行われ

30

【 0 1 5 3 】

【 数 7 2 】

$$\mu_n^{(l)} = \frac{(N+1-n)c_{ll}\tilde{\mu}_{p_K}^{(l)} + (nc_{ll} + (\tilde{\sigma}_{p_K}^2)^{(l)})v_{p_{K+1}}^{(l)}}{(N+1)c_{ll} + (\tilde{\sigma}_{p_K}^2)^{(l)}} \tag{28}$$

ここで、 c_{11} は、チャンネル l における 2 つの連続した離散時刻間の位相雑音ジャンプの分散を表す C の 1 番目の対角要素である。別の実施の形態では、2 次多項式補間、3 次スプライン補間、またはガウスプロセスクリギング補間が用いられる。

40

【 0 1 5 4 】

情報シンボルの初期位相推定値は、EM 手順を用いて精緻化される（5 1 2）。EM 手順は、各チャンネルにおける各情報シンボルに個々に並列に適用される。その詳細は、単一チャンネルの場合と同じである。

【 0 1 5 5 】

個別の EM 手順を実行することによって、チャンネルにわたる位相相関が考慮されないことに留意されたい。概念的には、EM 手順は、これらの相関を考慮するように考案することができる。しかしながら、これによって、位相推定値を更新するのにより複雑なルーチンが必要とされる。より具体的に言えば、チャンネルにわたる位相推定値のベクトルは、或る目的関数を最小にする変数として更新され、閉形式で与えられない。

50

【 0 1 5 6 】

個別のEM法は、時間における位相相関を考慮しない。加えて、計算リソースによって位相更新の実行が可能になったとしても、そのような方式は十分に並列可能なものでない。最終位相推定値は、各チャンネルにおけるEM位相推定値を個別にフィルタリングする(513)ことによって取得することができる。移動平均フィルタが可能である。任意選択で、送信シンボルの軟判定および硬判定が、最終位相推定値および受信信号から取得される。

【0157】

チャンネルにわたる高相関の位相

チャンネルにわたる位相変化が高相関であるとき、異なるチャンネル間の位相オフセットは、時間において緩慢に変化する。この部分は、この観測結果を活用する同時位相推定方法を提示している。より形式的には、この仮定は、異なるチャンネル間の位相オフセットが1つの情報ブロックの間一定であるということである。

10

【0158】

同時位相推定方法は、上記の部分で説明したのと同じ方法でパイロット位相を推論する。すなわち、この方法は、パイロット位相の事後分布を近似することから開始し、カルマンフィルタリングおよびカルマン平滑化のカスケードを通じてそれらの事後分布を処理する。唯一の相違は、カルマン平滑化の全逆方向パスが実行されるということである。これによって、2K個のパイロット位相ベクトルのガウス事後分布の平均

【数73】

$$v_{p_1}, \dots, v_{p_{2K}}$$

が得られる(位相ベクトルは、L個の全てのチャンネルにわたって位相を収集したものであることを想起されたい)。

20

【0159】

逆方向パスから取得された事後平均は、異なるチャンネル間の位相オフセットを推定するのに用いられる。チャンネル1と或る基準チャンネル(一般性を失うことなく、チャンネル1を基準チャンネルに選ぶ)との間の位相オフセットは、以下の式のように、対応するパイロット位相推定値間の差の平均を取るによって推定される。

【0160】

【数74】

$$\Delta\theta^{(l)} = \frac{1}{2K} \sum_{k=1}^{2K} (v_{p_k}(l) - v_{p_k}(1)) \quad (29)$$

30

【0161】

ここで、

【数75】

$$v_{p_k}(l)$$

は、

【数76】

$$v_{p_k}$$

の1番目の要素である。上記推定式は、検討対象チャンネルの双方における2K個の全てのパイロットを用いていることに留意されたい。しかしながら、位相オフセットが短縮された時間スケールで変化する場合、パイロットのサブセットのみが用いられるべきである。最も極端な場合には、パイロット p_k および p_{k+1} のみが用いられる。

40

【0162】

位相オフセット (1) が求められた後、1つの実施の形態は、(19)を用いて全てのチャンネルにおける情報シンボルを回転させ、その結果得られるシンボルが同じ位相変化を呈するようにする。情報シンボルの初期位相推定値は、基準チャンネルにおけるパイロット p_k および p_{k+1} の事後平均から取得される。初期位相推定値は、式(21)および(22)を用いるEM法を用いて精緻化することができる。その結果得られる位相推定値は、例えば、移動平均フィルタを用いてフィルタリングされ、これによって、最終位

50

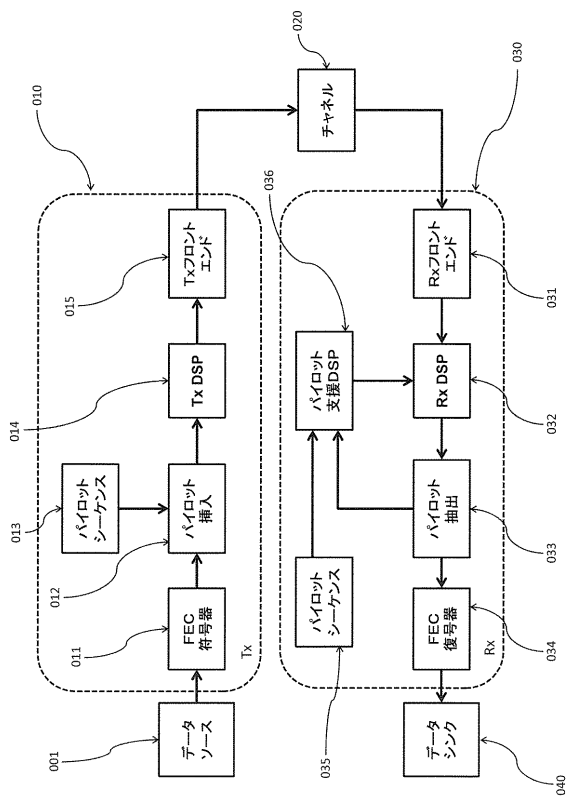
相推定値が得られる。任意選択で、送信シンボルの軟判定および硬判定が、最終位相推定値および受信信号に基づいて生成される。

【0163】

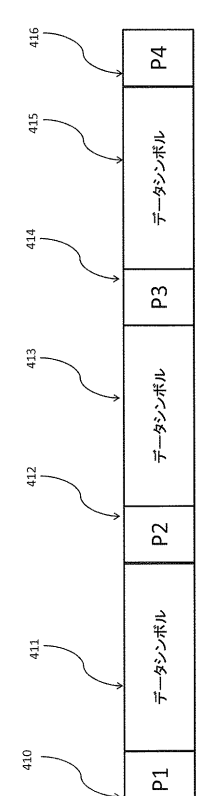
マルチチャネルパイロット支援位相推定方法の上記3つの実施の形態は、異なるチャネルにおいて取得された全ての受信信号を用いる。いくつかの実施の形態では、帯域制限された相互接続を用いて、量子化された受信信号を互いに分配することによって、これらの受信信号は、異なるチャネル受信機間で共有される。相互接続に必要とされるデータレートを低減するために、パイロットシンボル上の受信信号のみが共有されるか、または単一チャネルパイロット支援アルゴリズムによって取得されたパイロットシンボル事後分布の位相推定値が、マルチチャネルパイロット支援位相推定アルゴリズムにおいてチャネル相関を考慮することによって位相推定値をさらに精緻化するために分配される。いくつかの実施の形態では、相互接続に必要とされるデータレートを減少させるために、ワイナー-ジフ(Wyner-Ziv)符号化等の協調量子化方法が用いられる。ワイナー-ジフ符号化は、異なるチャネルにわたって信号相関を用いることによって、量子化歪みを低く維持しながら量子化データの量を削減することができる。

10

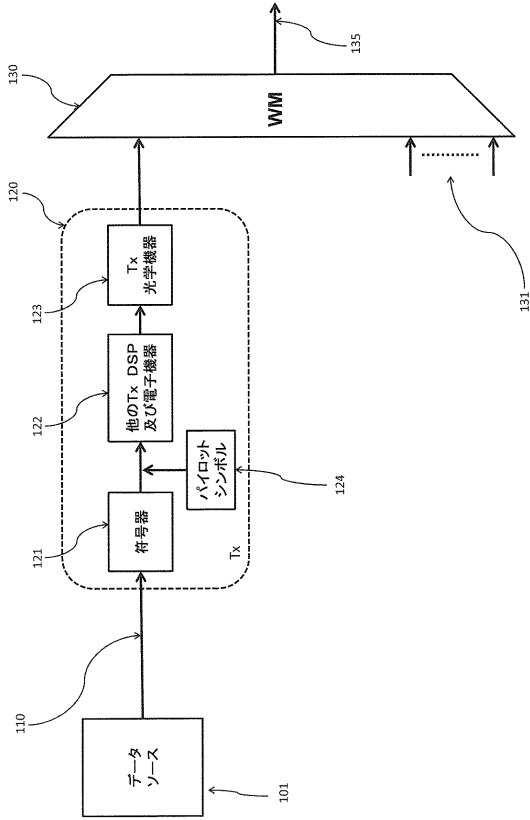
【図1A】



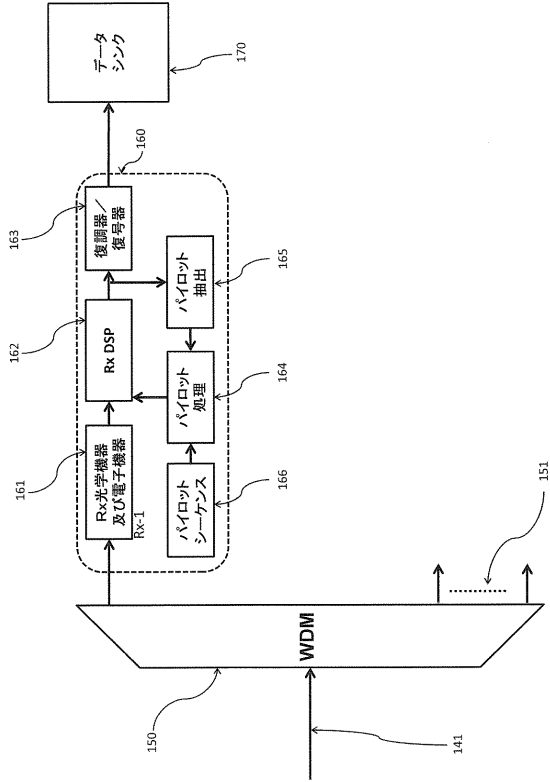
【図1B】



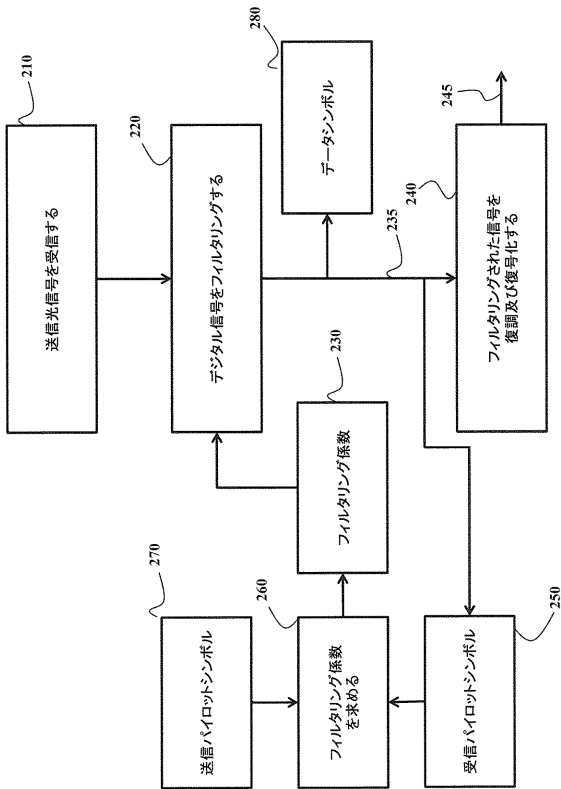
【図1C】



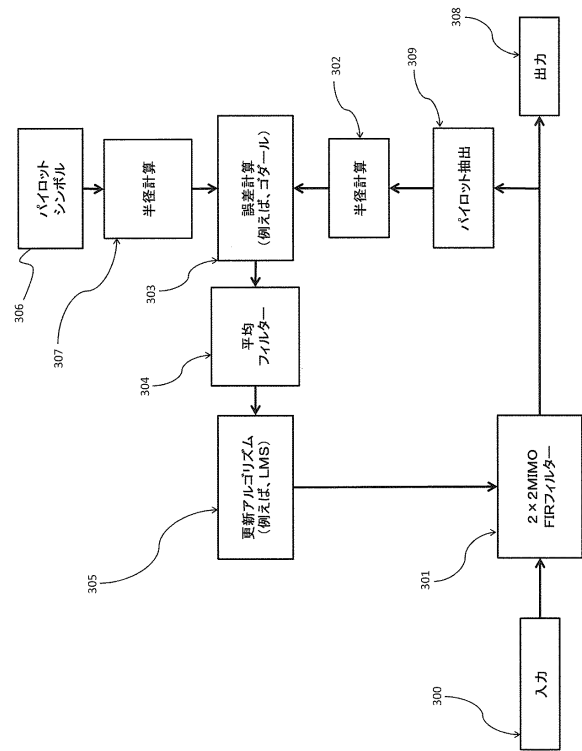
【図1D】



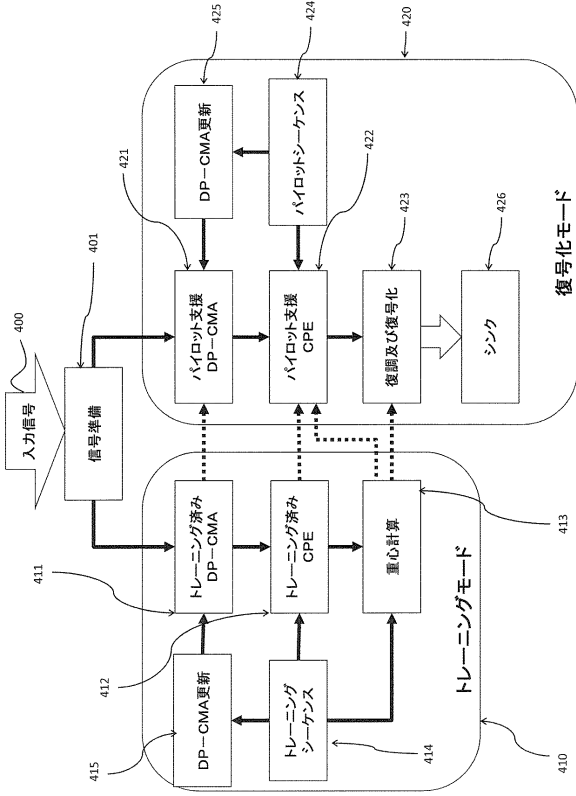
【図2】



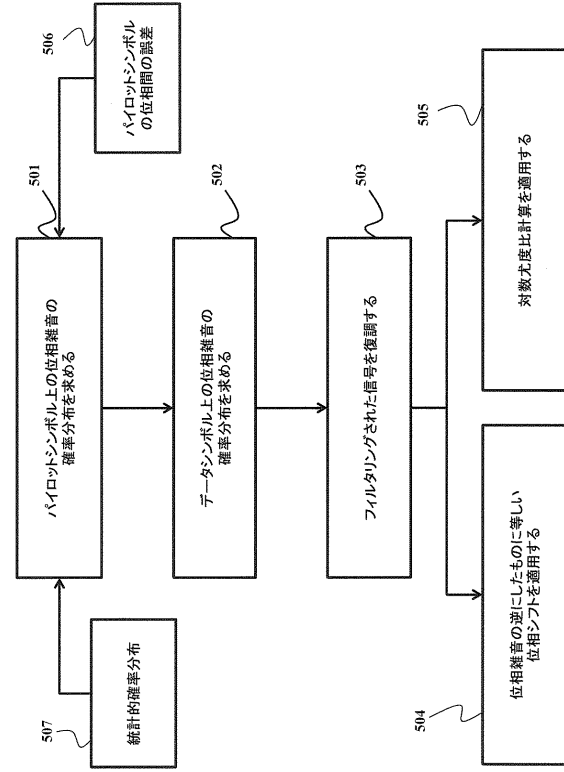
【図3】



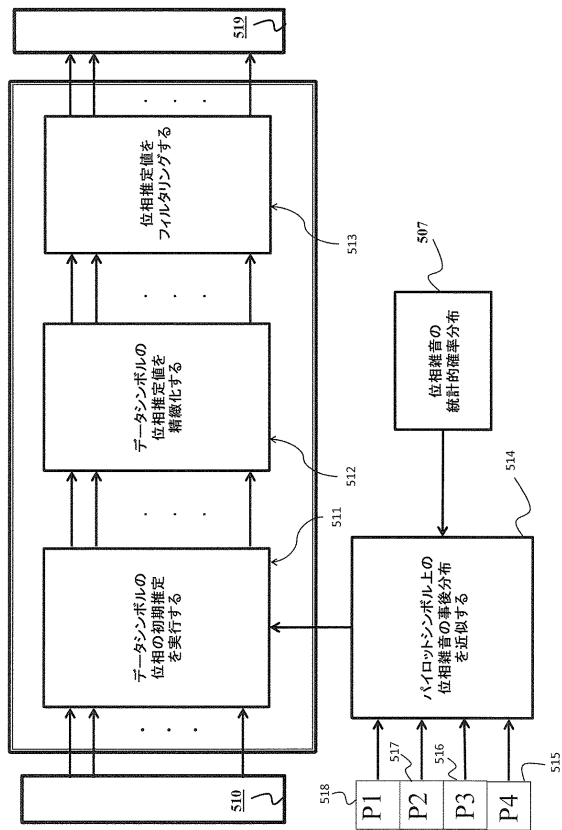
【図4】



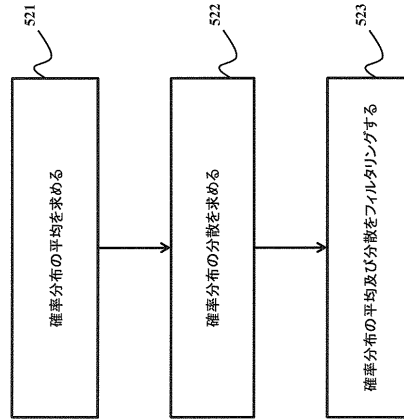
【図5A】



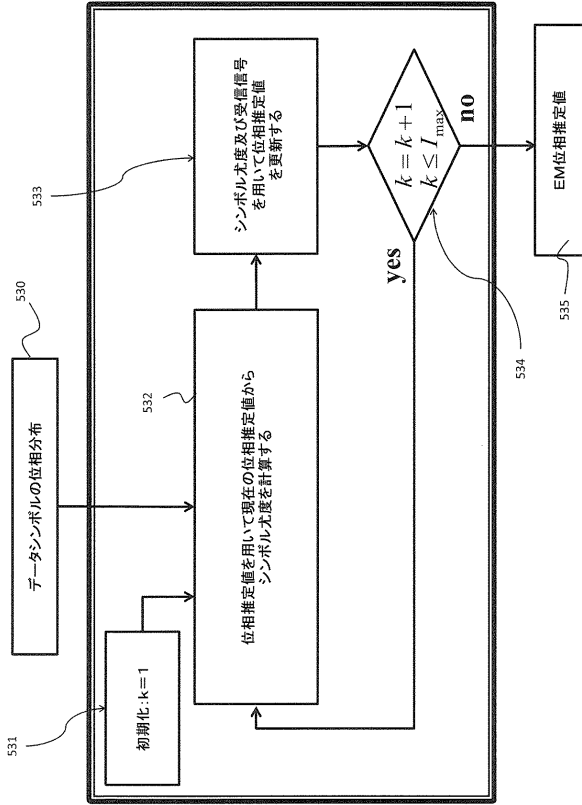
【図5B】



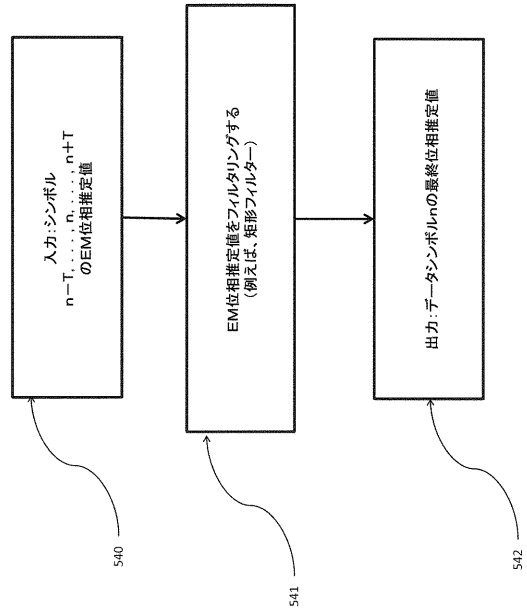
【図5C】



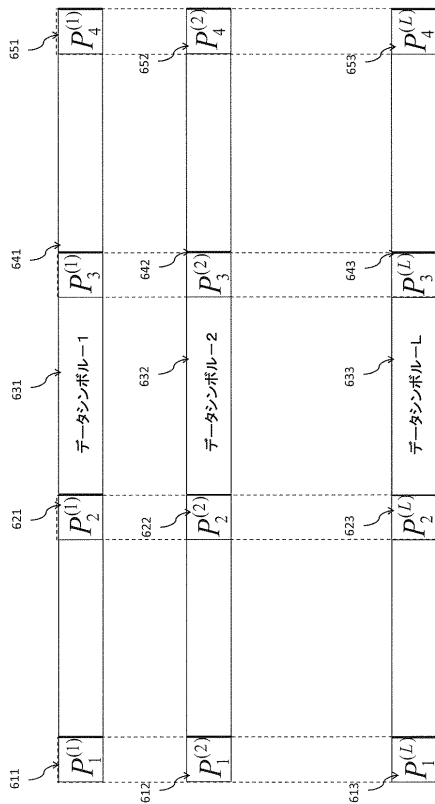
【図5D】



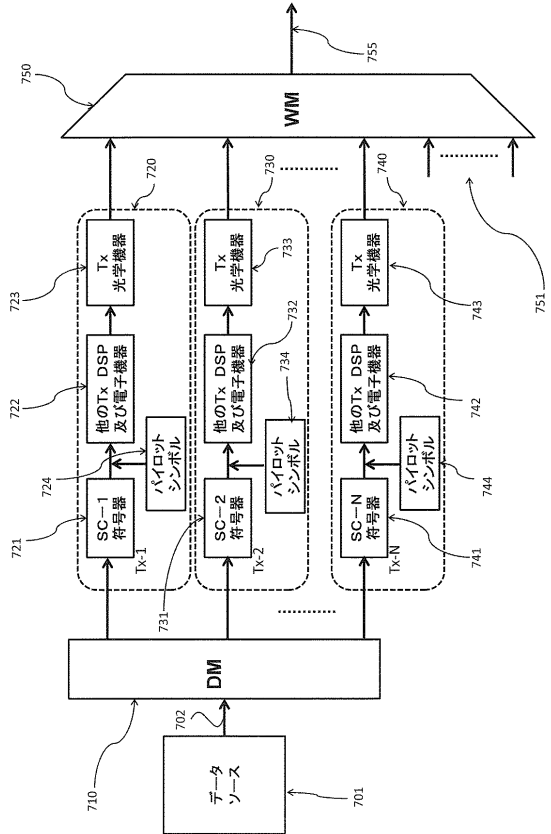
【図5E】



【図6】



【図7A】



フロントページの続き

- (72)発明者 ミラー、デイビッド・エス
アメリカ合衆国、マサチューセッツ州、ケンブリッジ、ブロードウェイ 201、ケアオブ・ミツ
ビシ・エレクトリック・リサーチ・ラボラトリーズ・インコーポレイテッド
- (72)発明者 秋濃 俊昭
アメリカ合衆国、マサチューセッツ州、ケンブリッジ、ブロードウェイ 201、ケアオブ・ミツ
ビシ・エレクトリック・リサーチ・ラボラトリーズ・インコーポレイテッド
- (72)発明者 パジョヴィック、ミルティン
アメリカ合衆国、マサチューセッツ州、ケンブリッジ、ブロードウェイ 201、ケアオブ・ミツ
ビシ・エレクトリック・リサーチ・ラボラトリーズ・インコーポレイテッド

審査官 北村 智彦

- (56)参考文献 特開2014-060708(JP,A)
特開2014-060712(JP,A)
町田 浩久,山中 一也,堀 充,水谷 弘幸,塩崎 くるみ,村上 修二,竹内 澄高,QA
MチャンネルデコーダLSIの復調アルゴリズム検討,電子情報通信学会技術研究報告,日本,社
団法人電子情報通信学会,1998年10月15日,Vol.98,No.322,pp.49-56
David S. Millar et al., Detection of a 1Tb/s Superchannel with a Single Coherent Recei
ver, Optical Communication(ECOC),2015 European Conference on, 2015年10月 1日

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04L 27/26
H04B 10/077
H04B 10/2507
H04B 10/61
IEEE Explore
3GPP TSG RAN WG1-4
SA WG1-2
CT WG1