

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6157511号  
(P6157511)

(45) 発行日 平成29年7月5日(2017.7.5)

(24) 登録日 平成29年6月16日(2017.6.16)

(51) Int.Cl.		F I	
HO4L 27/38	(2006.01)	HO4L 27/38	
HO4J 3/00	(2006.01)	HO4J 3/00	A
HO4L 27/26	(2006.01)	HO4L 27/26	420

請求項の数 6 (全 26 頁)

(21) 出願番号 特願2014-559172 (P2014-559172)  
 (86) (22) 出願日 平成25年2月25日 (2013.2.25)  
 (65) 公表番号 特表2015-513850 (P2015-513850A)  
 (43) 公表日 平成27年5月14日 (2015.5.14)  
 (86) 国際出願番号 PCT/EP2013/053732  
 (87) 国際公開番号 W02013/127746  
 (87) 国際公開日 平成25年9月6日 (2013.9.6)  
 審査請求日 平成28年1月22日 (2016.1.22)  
 (31) 優先権主張番号 12157555.9  
 (32) 優先日 平成24年2月29日 (2012.2.29)  
 (33) 優先権主張国 欧州特許庁 (EP)

(73) 特許権者 503163527  
 ミツビシ・エレクトリック・アールアンド  
 ディー・センター・ヨーロッパ・ビーヴィ  
 MITSUBISHI ELECTRIC  
 R&D CENTRE EUROPE  
 B. V.  
 オランダ国、1119 エヌエス・スヒブ  
 ホール・レーイク、カプロニラアン 46  
 Capronilaan 46, 111  
 9 NS Schiphol Rijk,  
 The Netherlands  
 (73) 特許権者 000006013  
 三菱電機株式会社  
 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 差動変調済シンボルを復号する方法および装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

差動変調済受信シンボルを復号する方法であって、  
 前記差動変調済受信シンボルは、均等に隔てられていない可能性のある資源上で転送され、

前記差動変調済受信シンボルは、取り得る符号語の集合のうちのある符号語の差動変調済バージョンの伝送に対応し、

各符号語は、所定数の要素からなるベクトルであり、

前記差動変調済受信シンボルは、送信機と受信機との間のチャンネルの資源上で転送される、方法において、

前記方法は、取り得る符号語それぞれについて、受信機によって実行されるステップとして、

差動変調済受信シンボルを差動復調することによって差動復調済シンボルのベクトルを取得するステップであって、各差動復調済シンボルは2つの連続する差動変調済受信シンボルを組み合わせることによって取得される、ベクトルを取得するステップと、

差動復調済シンボルを差動復調済シンボルグループにグルーピングするステップであって、各差動復調済シンボルグループは、所定の距離だけ隔てられる資源上で転送される2つの連続する差動変調済受信シンボルを組み合わせることによって取得されるシンボルを含む、差動復調済シンボルグループにグルーピングするステップと、

各差動復調済シンボルグループについて、各差動復調済シンボルの積を計算するステ

ップであって、前記差動復調済シンボルは、前記所定の距離だけ隔てられた資源上で転送される2つの連続する変調済受信シンボルを組み合わせることによって取得され、前記積は、差動復調済シンボルの前記ベクトルにおける前記差動復調済受信シンボルのランクと同じランクを符号語において持つ符号語の要素の共役によって計算される、積を計算するステップと、

各差動復調済シンボルグループについて、また取り得るシンボルのそれぞれについて、前記積の和の尺度を計算するステップと、

各差動復調済シンボルグループについて、また取り得るシンボルのそれぞれについて、すべての前記差動復調済シンボルグループについて計算された前記和の尺度を合計するステップと、

10

前記積の和の計算された各前記尺度のうちで前記積の前記和の前記尺度が最大となる符号語を選択することによって、差動復調済シンボルのベクトルを復号するステップとを備えることを特徴とする、方法。

#### 【請求項2】

前記受信シンボルは、直交周波数分割多重シンボルの周波数要素であることを特徴とし、

前記差動変調済シンボルはサブキャリア上で転送されることを特徴とする、請求項1に記載の方法。

#### 【請求項3】

前記受信シンボルは時分割多重シンボルであることを特徴とし、

20

前記差動変調済シンボルは時間スロット上で転送されることを特徴とする、請求項1に記載の方法。

#### 【請求項4】

前記方法は、さらに、

前記差動変調済受信シンボル上に生じる可能性のあるまたは生じる位相傾斜誤差に関する情報を取得するステップと、

前記位相傾斜誤差に関する情報が所定の値よりも大きいか否かをチェックするステップと、

前記位相傾斜誤差に関する情報が前記所定の値よりも大きくない場合に、前記積および前記和の尺度計算を中断するステップと

30

を備えることを特徴とする、請求項1～3のいずれか一項に記載の方法。

#### 【請求項5】

差動変調済受信シンボルを復号する装置であって、

前記差動変調済受信シンボルは、均等に隔てられていない可能性のある資源上で転送され、

前記差動変調済受信シンボルは、取り得る符号語の集合のうちのある符号語の差動変調済バージョンの伝送に対応し、

各符号語は、所定数の要素からなるベクトルであり、

前記差動変調済受信シンボルは、送信機と受信機との間のチャンネルの資源上で転送される、装置において、

40

前記復号する装置は前記受信機に含まれ、

前記装置は、取り得る符号語それぞれについて、

差動変調済受信シンボルを差動復調することによって差動復調済シンボルのベクトルを取得する手段であって、各差動復調済シンボルは2つの連続する差動変調済受信シンボルを組み合わせることによって取得される、ベクトルを取得する手段と、

差動復調済シンボルを差動復調済シンボルグループにグルーピングする手段であって、各差動復調済シンボルグループは、所定の距離だけ隔てられる資源上で転送される2つの連続する差動変調済受信シンボルを組み合わせることによって取得されるシンボルを含む、差動復調済シンボルグループにグルーピングする手段と、

各差動復調済シンボルグループについて、各差動復調済シンボルの積を計算する手段

50

であって、前記差動復調済シンボルは、前記所定の距離だけ隔てられた資源上で転送される2つの連続する変調済受信シンボルを組み合わせることによって取得され、前記積は、差動復調済シンボルの前記ベクトルにおける前記差動復調済受信シンボルのランクと同じランクを符号語において持つ符号語の要素の共役によって計算される、積を計算する手段と、

各差動復調済シンボルグループについて、また取り得るシンボルのそれぞれについて、前記積の和の尺度を計算する手段と、

各差動復調済シンボルグループについて、また取り得るシンボルのそれぞれについて、すべての前記差動復調済シンボルグループについて計算された前記和の尺度を合計する手段と、

10

前記積の和の計算された各前記尺度のうちで前記積の前記和の前記尺度が最大となる符号語を選択することによって、差動復調済シンボルのベクトルを復号する手段とを備えることを特徴とする、装置。

【請求項6】

プログラム可能な装置に直接ロード可能とすることができるコンピュータプログラムであって、

前記コンピュータプログラムは、前記コンピュータプログラムがプログラム可能な装置上で実行される時に請求項1～4のいずれか一項に記載の方法の各ステップを実施するための命令またはコード部を備える、コンピュータプログラム。

【発明の詳細な説明】

20

【技術分野】

【0001】

本発明は、概して、差動変調済シンボルを復号するための方法および装置に関する。

【背景技術】

【0002】

本発明は、差動変調技術を採用し、位相誤差が差動変調済シンボルに影響を与える通信システムに関する。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

30

本発明は、差動変調済シンボルの復号を可能にする方法および装置を提供することを目的とする。この差動変調済シンボルは、受信機がタイミングオフセット誤差の影響を受けるOFDMシステムの非均等に分布したサブキャリア上にマッピングされるものであってもよいし、データシンボルが必ずしも連続せず、受信機が位相傾斜オフセット(phase ramp offset)を生成する周波数同期誤差による影響を受ける逐次時分割多重伝送(sequential Time Division Multiplexing transmission)を介して伝送され得るものであってもよい。

【課題を解決するための手段】

【0004】

40

この目的のために、本発明は、差動変調済受信シンボルを復号する方法であって、前記差動変調済受信シンボルは、取り得る符号語の集合のうちのある符号語の差動変調済バージョンの伝送に対応し、

各符号語は、所定数の要素からなるベクトルであり、

前記受信シンボルは、送信機と受信機との間のチャンネルの資源上で転送され、

前記資源は均等に隔てられる

方法において、

前記方法は、取り得る符号語それぞれについて、受信機によって実行されるステップとして、

差動変調済受信シンボルを差動復調することによって差動復調済シンボルのベクトルを取得するステップであって、各差動復調済シンボルは2つの連続する差動変調済受信シ

50

ンボルを組み合わせることによって取得される、ベクトルを取得するステップと、

各差動復調済シンボルの積を計算するステップであって、前記差動復調済シンボルは、均等に隔てられた資源上で転送される2つの連続する変調済受信シンボルを組み合わせることによって取得され、前記積は、差動復調済シンボルの前記ベクトルにおける前記差動復調済受信シンボルのランクと同じランクを符号語において持つ符号語の要素の共役によって計算される、積を計算するステップと、

前記積の和の尺度(module)を計算するステップと、

前記積の和の計算された各前記尺度のうちで前記積の前記和の前記尺度が最大となる符号語を選択することによって、差動復調済シンボルのベクトルを復号するステップとを備えることを特徴とする、方法に関する。

10

【0005】

また、本発明は、差動変調済受信シンボルを復号する装置であって、

前記差動変調済受信シンボルは、取り得る符号語の集合のうちのある符号語の差動変調済バージョンの伝送に対応し、

各符号語は、所定数の要素からなるベクトルであり、

前記受信シンボルは、送信機と受信機との間のチャンネルの資源上で転送され、

前記資源は均等に隔てられる

装置において、

前記復号する装置は前記受信機に含まれ、

前記装置は、取り得る符号語それぞれについて、

20

差動変調済受信シンボルを差動復調することによって差動復調済シンボルのベクトルを取得する手段であって、各差動復調済シンボルは2つの連続する差動変調済受信シンボルを組み合わせることによって取得される、ベクトルを取得する手段と、

各差動復調済シンボルの積を計算する手段であって、前記差動復調済シンボルは、均等に隔てられた資源上で転送される2つの連続する変調済受信シンボルを組み合わせることによって取得され、前記積は、差動復調済シンボルの前記ベクトルにおける前記差動復調済受信シンボルのランクと同じランクを符号語において持つ符号語の要素の共役によって計算される、積を計算する手段と、

前記積の和の尺度を計算する手段と、

前記積の和の計算された各前記尺度のうちで前記積の前記和の前記尺度が最大となる符号語を選択することによって、差動復調済シンボルのベクトルを復号する手段とを備えることを特徴とする、装置にも関する。

30

【0006】

このように、位相傾斜(phase ramp)と同様の位相誤差の影響を受ける差動変調済シンボルの復号性能が改善される。

【0007】

特定の特徴によれば、均等に隔てられていない可能性のある資源上で受信シンボルが転送される場合には、

前記受信機は、

差動復調済シンボルを差動復調済シンボルグループにグルーピングし、各差動復調済シンボルグループは、所定数の資源だけ隔てられる資源上で転送される2つの連続する差動変調済受信シンボルを組み合わせることによって取得されるシンボルを含み、

40

取り得る符号語それぞれについて、前記積および前記和の尺度の前記計算は、取得された各差動復調済シンボルグループについて実行され、

取り得る符号語それぞれについて、前記受信機は、すべての前記差動復調済シンボルグループについて計算された前記和の尺度を合計し、

前記差動復調済シンボルの復号は、積の和の前記尺度の各前記合計のうちで積の前記和の前記尺度の前記合計が最大となる符号語を選択することによって実行される。

【0008】

このように、受信機がタイミングオフセット誤差の影響を受けるOFDMシステムの非

50

均等に分布したサブキャリア上にマッピングされる差動変調済シンボルの復号か、または、データシンボルが連続でなく受信機が周波数同期誤差の影響を受ける逐次時分割多重伝送を介して伝送され得る差動変調済シンボルの復号は、改善される。

【0009】

特定の特徴によれば、前記受信シンボルは直交周波数分割多重シンボルの周波数要素であり、前記差動変調済シンボルはサブキャリア上で転送される。

【0010】

特定の特徴によれば、前記受信シンボルは時分割多重シンボルであり、前記差動変調済シンボルは時間スロット上で転送される。

【0011】

特定の特徴によれば、前記受信機は、  
同期化中に、前記差動変調済受信シンボル上に生じる可能性のあるまたは生じる位相誤差傾斜に関する情報を取得し、  
前記位相誤差に関する情報が所定の値よりも大きいか否かをチェックし、  
前記位相誤差に関する情報が前記所定の値よりも大きくない場合に、前記積および前記和の尺度計算を中断する。

10

【0012】

このように、本アルゴリズムは、それが重要な性能改善をもたらす時にのみ実行され、受信機における計算の数は限定される。

【0013】

さらに別の態様によれば、本発明は、  
プログラム可能な装置に直接ロード可能とすることができるコンピュータプログラムであって、  
前記コンピュータプログラムは、前記コンピュータプログラムがプログラム可能な装置上で実行される時に本発明による方法の各ステップを実施するための命令またはコード部を備える、コンピュータプログラムに関する。

20

【0014】

コンピュータプログラムに関する特徴および利点は、本発明による方法および装置に関して上述したものと同じであるので、ここでは繰り返さない。

【0015】

本発明の特徴は、以下に示す例示的な実施形態の記載を読めばより明らかになるであろう。以下の記載は添付の図面を参照して作成されている。

30

【図面の簡単な説明】

【0016】

【図1】本発明が実施される通信ネットワークを表す図である。

【図2】発信元 (source) により転送されるシンボル P 1 が 384 個のアクティブサブキャリア上にマッピングされるアクティブサブキャリアのインデックスの集合の例を開示する図である。

【図3】図2の例によるアクティブサブキャリアを隔てる距離のすべてを表す表である。

【図4】384個のアクティブサブキャリアのうち、次のアクティブサブキャリアとの距離が1であるもののインデックスを表す表である。

40

【図5】384個のアクティブサブキャリアのうち、次のアクティブサブキャリアとの距離が2であるもののインデックスを表す表である。

【図6】384個のアクティブサブキャリアのうち、次のアクティブサブキャリアとの距離が3であるもののインデックスを表す表である。

【図7】384個のアクティブサブキャリアのうち、次のアクティブサブキャリアとの距離が4であるもののインデックスを表す表である。

【図8】384個のアクティブサブキャリアのうち、次のアクティブサブキャリアとの距離が5であるもののインデックスを表す表である。

【図9】シンボル P 1 およびそのガード区間の構成の例を表す図である。

50

【図10】本発明が実施される受信機のアーキテクチャを表す図である。

【図11】受信機の無線インタフェースの構成要素のブロック図である。

【図12】受信機の無線インタフェースの復号モジュールの構成要素のブロック図である。

【図13】発信元のアーキテクチャを表す図である。

【図14】発信元の無線インタフェースの構成要素のブロック図である。

【図15】本発明による受信機によって実行されるアルゴリズムの例を開示する図である。

【図16】本発明による受信機によって実行されるアルゴリズムの、特定の實現モードを開示する図である。

10

【発明を実施するための形態】

【0017】

図1は、本発明が実施される通信ネットワークを表す。

【0018】

通信ネットワークは、たとえば、少なくとも1つの発信元 *S r c t* が、少なくとも1つの受信機 *R e c* が配置されるエリア内で、信号を転送またはブロードキャストする通信ネットワークである。

【0019】

発信元 *S r c t* は、たとえば、DVB（デジタルビデオブロードキャスト）標準規格に従う信号をブロードキャストする地上局または衛星である。

20

【0020】

通信ネットワークは、たとえば、基地局が1つの移動端末に信号を転送するか、または2つ以上の移動端末に信号をブロードキャストするセルラー通信ネットワークである。発信元 *S r c t* は、基地局に信号を転送する移動端末であってもよい。

【0021】

受信機 *R e c* は、ビデオ信号のようなデータがブロードキャストされる宛先の移動端末であってもよく、リモート通信装置（携帯電話等）と通信中の移動端末であってもよく、サーバまたは基地局またはホーム基地局（移動端末から信号を受信するもの）と通信中の移動端末であってもよい。

【0022】

簡明のため、図1にはただ1つの発信元 *S r c t* のみを示すが、ネットワークはより多くの数の発信元 *S r c t* を含んでもよい。

30

【0023】

簡明のため、図1にはただ1つの受信機 *R e c* のみを示すが、より多くの数の受信機 *R e c* に信号が転送またはブロードキャストされてもよい。

【0024】

発信元 *S r c s* によって転送またはブロードキャストされる信号は、OFDMシンボル（たとえばDVB-NGHブロードキャスト標準（broadcasting norm）と互換性のあるもの）であってもよい。

【0025】

本発明は、信号がOFDM（直交周波数分割多重）シンボルである例において開示される。また、後に開示するように、本発明は、時分割多重方式を用いて信号が転送またはブロードキャストされる時にも適用可能である。

40

【0026】

たとえばDVBにおいて、標準規格ETSI EN 302755 v1.2.1 (2010-10)の「デジタルビデオブロードキャスト標準（DVB）；第2世代DVBシステム（DVB-T2）のためのフレーム構造チャネル符号化および変調（Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation DVB system (DVB-T2)」では、なんらかの特定の同期化（some particular synchronization）が存在する。

50

## 【 0 0 2 7 】

P 1 と表記される同期シンボルは、1 0 2 4 個のサブキャリアを含む OFDM シンボルに、プレフィクス / ポストフィクスを追加することによって形成される。この 1 0 2 4 個のサブキャリアのうち、帯域の中央部分にある 8 5 3 個のサブキャリアは有効サブキャリア (useful subcarrier) であり、残りはガードサブキャリアである。この 8 5 3 個の有効サブキャリアのうち、3 8 4 個のみが用いられ (これらはアクティブサブキャリアと名付けられる)、残りは、使用されないサブキャリア (unused subcarrier) と名付けられゼロにセットされる。

## 【 0 0 2 8 】

発信元 S r c t は、3 8 4 ビット系列を形成するために、誤り訂正符号化された  $p = 7$  ビットの情報を含むビット情報系列 S に基づき、P 1 同期シンボルを生成する。

10

## 【 0 0 2 9 】

ビット情報系列 S は、2 つのフィールド ( S 1 および S 2 であり、それぞれ 3 ビットおよび 4 ビットを含む ) から構成される。誤り訂正符号は、C S S 1 および C S S 2 の 2 パターンによって作成される相補系列集合 (complementary sequence set) ( C S S ) の形態の下で転送される。C S S 1 パターンは、長さ 8 の相補系列 8 個からなる 8 個の直交集合に基づいて S 1 を符号化する。この場合、C S S 1 パターンそれぞれの合計の長さは 6 4 となり、C S S 2 パターンは、長さ 1 6 の相補系列 1 6 個からなる 1 6 個の直交集合に基づいて S 2 を符号化する。

## 【 0 0 3 0 】

20

この場合、C S S 2 パターンそれぞれの合計の長さは、2 5 6 となる。S = [ S 1 S 2 ] に対応する系列ベクトル b (以下、本翻訳文において、ベクトル b を単に「b」と表記する場合がある) は、 $b = [ C S S 1 \quad C S S 2 \quad C S S 1 ]$  と構築され、したがって、3 8 4 の長さを持つ。この 2 値系列 b は、対応する + 1 / - 1 符号語ベクトル d (以下、本翻訳文において、ベクトル d を単に「d」と表記する場合がある) に置き換え可能である。

## 【 0 0 3 1 】

b は、たとえば差動 2 値位相シフトキーイング ( D B P S K ) ベクトル  $x = M S S \_ D I F F$  を用いて変調され (以下、本翻訳文において、ベクトル x を単に「x」と表記する場合がある)、その後、3 8 4 個のアクティブサブキャリアにマッピングされるべき 3 8 4 個のシンボルからなる  $x_{S C R} = M S S \_ S C R$  を得るためにスクランブルされる。D V B - T 2 に記載される特定のケースでは、すべての符号語 d が同一の値「1」で始まる。差動符号化された系列 x の先頭にダミーを挿入する必要はない。このように、x と d とは同じサイズを有する。一般的なケースでは、差動符号化された系列 x は、符号語 d の長さに対して 1 だけ大きい長さを持つ場合があり、したがって、M 個のアクティブサブキャリアへの差動変調の後に、長さ M - 1 の符号語がマッピングされる。以下では、d は有効な要素を M - 1 個だけ持ち、最初の値「1」を計算から除外することができると想定する。

30

## 【 0 0 3 2 】

このサブキャリアマッピングパターンは、図 2 に示すように、長さ M = 3 8 4 の、不規則なキャリア拡散系列 (irregular Carrier Distribution Sequence) ( C D S ) により与えられる。

40

## 【 0 0 3 3 】

本発明において、他の種類の差動変調を用いてもよい。

## 【 0 0 3 4 】

本発明によれば、受信機 R e c は：

差動変調済受信シンボルを差動復調することによって差動復調済シンボルのベクトルを取得し、各差動復調済シンボルは 2 つの連続する差動変調済受信シンボルを組み合わせることによって取得され、

各差動復調済シンボルの積を計算し、前記差動復調済シンボルは、均等に隔てられた

50

資源上で転送される 2 つの連続する変調済受信シンボルを組み合わせることによって取得され、前記積は、差動復調済シンボルの前記ベクトルにおける前記差動復調済受信シンボルのランクと同じランクを符号語において持つ符号語の要素の共役によって計算され、

前記積の和の尺度を計算し、

前記積の和の計算された各前記尺度のうちで前記積の前記和の前記尺度が最大となる符号語を選択することによって、差動復調済シンボルのベクトルを復号する。

【 0 0 3 5 】

受信シンボルが、均等に隔てられていない可能性のある資源上で転送される場合には、前記受信機は：

差動復調済シンボルを差動復調済シンボルグループにグルーピングし、各差動復調済シンボルグループは、所定数の資源だけ隔てられる資源上で転送される 2 つの連続する差動変調済受信シンボルを組み合わせることによって取得されるシンボルを含み、

取り得る符号語それぞれについて、前記積および前記和の前記尺度の前記計算は、取得された各差動復調済シンボルグループについて実行され、

すべての前記差動復調済シンボルグループについて計算された前記和の尺度を合計し、

前記差動復調済シンボルの復号は、積の和の前記尺度の各前記合計のうちで積の前記和の前記尺度の前記合計が最大となる符号語を選択することによって実行される。

【 0 0 3 6 】

図 2 は、発信元によって転送されるシンボル P 1 が 3 8 4 個のアクティブな考慮中のサブキャリアにマッピングされるアクティブサブキャリアのインデックスの集合の例を開示する。

【 0 0 3 7 】

図 2 に示す 3 8 4 個のインデックスの番号付けは、0 から開始し、8 5 3 個の有効サブキャリアの集合に対するものとして理解される。たとえば、図 2 の表において先頭のインデックスによって示される先頭のアクティブサブキャリアは、P 1 シンボルの 8 5 3 個の有効サブキャリアの集合のうちでインデックス 4 4 を持ち、したがって 4 5 番目の有効サブキャリアである（サブキャリアの番号付けはインデックス 0 から開始したので）。

【 0 0 3 8 】

行 2 0 は、先頭から 6 4 個のアクティブサブキャリアのインデックスを与える。

【 0 0 3 9 】

行 2 1 は、次の 2 5 6 個のアクティブサブキャリアのインデックスを与える。

【 0 0 4 0 】

行 2 2 は、末尾の 6 4 個のアクティブサブキャリアのインデックスを与える。

【 0 0 4 1 】

図 2 のインデックスの集合は、公称帯域幅の中央部分における 8 8 4 個の有効キャリアの集合のうち M = 3 8 4 個のアクティブキャリアを識別する。N = 1 0 2 4 点の逆離散フーリエ変換の前に、1 0 2 4 個のサブキャリアまでゼロパディングが実行される。図 1 4 に示すように、I D F T の出力にプレフィクスおよびサフィックスの双方が追加される。

【 0 0 4 2 】

8 5 3 個の有効サブキャリアのうち、インデックス  $k_{i-1}$  および  $k_i$  である、i 番目および  $i+1$  番目のアクティブサブキャリアの間の距離  $d_i$  は、図 2 の例に示すように、必ずしも一定ではない。

【 0 0 4 3 】

ベクトル  $\mathbf{d} = [d_1 \dots d_{M-1}]$  (以下、本翻訳文において、ベクトル  $\mathbf{d}$  を単に「 $\mathbf{d}$ 」と表記する場合がある) を、各アクティブサブキャリアと、その次のアクティブサブキャリアとの間の距離を含むベクトルとする。

【 0 0 4 4 】

この距離は、対応するインデックスの差として理解され、距離「1」は連続するサブキャリアに対応し、距離「2」は使用されないサブキャリア 1 つだけ隔てられた 2 つのアク

10

20

30

40

50

ティブサブキャリアに対応し、距離「3」は使用されないサブキャリア2つだけ隔てられた2つのアクティブサブキャリアに対応し、距離「4」は使用されないサブキャリア3つだけ隔てられた2つのアクティブサブキャリアに対応し、距離「5」は使用されないサブキャリア4つだけ隔てられた2つのアクティブサブキャリアに対応する。

【0045】

距離  $i$  は、 $A_1 \dots A_Q$  と表記される  $Q$  個の異なる値を取り得る。各値  $A_i$  は  $q_i$  回出現し(ただし

【0046】

【数1】

$$\sum_{i=1}^Q q_i = M - 1$$

10

【0047】

であり)、ベクトル  $\mathbf{I}_i$  内でのこれらの  $q$  値のインデックスの集合を  $I_i$  と表記する。ここで、各集合  $I_i$  を形成するインデックスは、1から  $M - 1$  まで数えられるものとして理解される。

【0048】

図2の例において、 $\mathbf{I}_1$  は長さ  $M - 1 = 383$  のベクトルであり、図3～図8に示すように、1から5までの  $Q = 5$  種類の値を取り得る要素  $i$  を持つ。

【0049】

20

図3は、図2の例によるアクティブサブキャリアを隔てる距離をすべて表す表である。

【0050】

より正確には、この表は、各アクティブサブキャリア間の距離を含むベクトル  $\mathbf{I}_i$  の各要素を表す。

【0051】

図4は、384個のアクティブサブキャリアのうち、次のアクティブサブキャリアとの距離が1であるアクティブサブキャリアのインデックスを表す表である。

【0052】

384個のアクティブサブキャリア内でのインデックスの番号付けは、1から開始する。

30

【0053】

より正確には、図4は集合  $I_1$  の各値を表す。

【0054】

たとえば、 $I_1$  内にインデックス「9」があるので、これは、9番目および10番目のアクティブサブキャリア(図2に与えられたインデックス「65」および「66」の有効サブキャリアに対するインデックスのもの)の間の距離が1であるということを意味する。

【0055】

図5は、384個のアクティブサブキャリアのうち、次のアクティブサブキャリアとの距離が2であるアクティブサブキャリアのインデックスを表す表である。

40

【0056】

384個のアクティブサブキャリア内でのインデックスの番号付けは、1から開始する。

【0057】

より正確には、図5は集合  $I_2$  の各値を表す。

【0058】

たとえば、 $I_2$  内にインデックス「7」があるので、これは、7番目および8番目のアクティブサブキャリア(図2に与えられたインデックス「62」および「64」の有効サブキャリアに対するインデックスのもの)の間の距離が2であるということを意味する。

【0059】

50

図 6 は、384 個のアクティブサブキャリアのうち、次のアクティブサブキャリアとの距離が 3 であるアクティブサブキャリアのインデックスを表す表である。

【 0 0 6 0 】

384 個のアクティブサブキャリア内でのインデックスの番号付けは、1 から開始する。

【 0 0 6 1 】

より正確には、図 6 は集合  $I_3$  の各値を表す。

【 0 0 6 2 】

たとえば、 $I_3$  内にインデックス「4」があるので、これは、4 番目および 5 番目のアクティブサブキャリア（図 2 に与えられたインデックス「51」および「54」の有効サブキャリアに対するインデックスのもの）の間の距離が 3 であるということの意味する。

【 0 0 6 3 】

図 7 は、384 個のアクティブサブキャリアのうち、次のアクティブサブキャリアとの距離が 4 であるアクティブサブキャリアのインデックスを表す表である。

【 0 0 6 4 】

384 個のアクティブサブキャリア内でのインデックスの番号付けは、1 から開始する。

【 0 0 6 5 】

より正確には、図 7 は集合  $I_4$  の各値を表す。

【 0 0 6 6 】

たとえば、 $I_4$  内にインデックス「3」があるので、これは、3 番目および 4 番目のアクティブサブキャリア（図 2 に与えられたインデックス「47」および「51」の有効サブキャリアに対するインデックスのもの）の間の距離が 4 であるということの意味する。

【 0 0 6 7 】

図 8 は、384 個のアクティブサブキャリアのうち、次のアクティブサブキャリアとの距離が 5 であるアクティブサブキャリアのインデックスを表す表である。

【 0 0 6 8 】

384 個のアクティブサブキャリア内でのインデックスの番号付けは、1 から開始する。

【 0 0 6 9 】

より正確には、図 8 は集合  $I_5$  の各値を表す。

【 0 0 7 0 】

たとえば、 $I_5$  内にインデックス「5」があるので、これは、5 番目および 6 番目のアクティブサブキャリア（図 2 に与えられたインデックス「47」および「51」の有効サブキャリアに対するインデックスのもの）の間の距離が 5 であるということの意味する。

【 0 0 7 1 】

図 9 は、シンボル P 1 およびそのガード区間の構成の例を表す。

【 0 0 7 2 】

プレフィクス 34 およびサフィックス 35 は、シンボル P 1 の有効部分の両側に定義されるガード区間である。古典的な OFDM（直交周波数分割多重）シンボルのような巡回的な継続（cyclic continuation）の代わりに、シンボルの周波数シフトされたバージョンが用いられる。このように、先頭のガード区間を 35 と表記し、シンボルの主要部分を 34 と表記し、末尾のガード区間を 36 と表記すると、末尾のガード区間 36 は、シンボル 34 の末尾 542 個のサンプルを周波数シフトしたバージョンを搬送し、先頭のガード区間 35 は、シンボル 34 の先頭 482 個のサンプルを周波数シフトしたバージョンを運ぶ。

【 0 0 7 3 】

ここで、本発明は、単一のガード区間が存在する時または単純な古典的巡回プレフィクスが存在する時のような、任意の種類ガード区間についても適用可能であるということに留意すべきである。

10

20

30

40

50

【 0 0 7 4 】

図 1 0 は、本発明が実施される受信機のアーキテクチャを表す図である。

【 0 0 7 5 】

受信機 R e c は、たとえば、バス 1 0 1 によって相互に接続される構成要素と、図 1 5 に開示されるプログラムによって制御されるプロセッサ 1 0 0 とに基づくアーキテクチャを有する。

【 0 0 7 6 】

ここで、受信機 R e c は、専用の集積回路に基づくアーキテクチャを有してもよいということに留意すべきである。

【 0 0 7 7 】

バス 1 0 1 は、プロセッサ 1 0 0 を、読み出し専用メモリ R O M 1 0 2、ランダムアクセスメモリ R A M 1 0 3 および無線インタフェース 1 0 5 にリンクする。

【 0 0 7 8 】

メモリ 1 0 3 は、変数を収容することを意図するレジスタと、図 1 5 に開示されるアルゴリズムに関するプログラムの命令とを含む。

【 0 0 7 9 】

プロセッサ 1 0 0 は、無線インタフェース 1 0 5 の動作を制御する。

【 0 0 8 0 】

読み出し専用メモリ 1 0 2 は、図 1 5 に開示されるアルゴリズムに関するプログラムの命令を含み、この命令は、受信機 R e c がアクティベートされた時に、ランダムアクセスメモリ 1 0 3 へと転送される。

【 0 0 8 1 】

無線インタフェース 1 0 5 は、発信元 S r c t によって転送されまたはブロードキャストされた無線信号を受信する手段を備える。

【 0 0 8 2 】

無線インタフェース 1 0 5 は、転送されまたはブロードキャストされた信号を受信するために用いられる少なくとも 1 つのアンテナ A n t に接続される。

【 0 0 8 3 】

図 1 1 は、受信機の無線インタフェースの構成要素のブロック図を開示する。

【 0 0 8 4 】

受信機 R e c の無線インタフェース 1 0 5 は、同期化を実行する時間周波数同期モジュール 1 1 0 を備える。

【 0 0 8 5 】

ここで、後に開示するように、同期化はタイミングオフセット誤差の影響を受ける可能性があるということに留意すべきである。

【 0 0 8 6 】

受信機 R e c の無線インタフェース 1 0 5 は、同期した受信シンボルについて、図 9 に開示されるプレフィクス 3 5 およびサフィックス 3 6 を除去する、プレフィクスおよび/またはポストフィクス除去モジュール 1 1 1 を備える。

【 0 0 8 7 】

本発明が O F D M 伝送方式とともに実装される時には、受信機 R e c の無線インタフェース 1 0 5 は、プレフィクス 3 5 およびサフィックス 3 6 が除去された受信シンボルに対して離散フーリエ変換を実行する D F T モジュール 1 1 2 を備える。

【 0 0 8 8 】

受信機 R e c の無線インタフェース 1 0 5 は、有効サブキャリアを取得するためにガードサブキャリアを除去することにより D F T モジュール 1 1 2 の出力をデマッピングする、サブキャリアデマッピングおよびアンスクランブルモジュール 1 1 3 を備える。

【 0 0 8 9 】

サブキャリアデマッピングおよびアンスクランブルモジュール 1 1 3 は、図 2 の例に示す所与のサブキャリアマッピングパターンに従って、M 個のアクティブサブキャリアを取

10

20

30

40

50

り出す。

【 0 0 9 0 】

サブキャリアデマッピングの後にはアンスクランブルが続く。

【 0 0 9 1 】

受信機 R e c の無線インタフェース 1 0 5 は、サブキャリアデマッピングおよびアンスクランブルモジュール 1 1 3 によって提供される信号を復調する差動復調器 1 1 4 を備える。

【 0 0 9 2 】

より正確には、差動復調器 1 1 4 は、差動変調済受信シンボルを差動復調することにより、差動復調済シンボルのベクトルを取得する。差動復調済シンボルは、それぞれ 2 つの連続する差動変調済受信シンボルを組み合わせることにより取得される。

10

【 0 0 9 3 】

受信機 R e c の無線インタフェース 1 0 5 は、差動復調器 1 1 4 の出力を復号する復号モジュール 1 1 5 を備える。

【 0 0 9 4 】

上述したように、時間周波数同期モジュール 1 1 0 は不完全であり、T O 個のサンプルのタイミングオフセットが生じる。

【 0 0 9 5 】

T O は正または負である。

【 0 0 9 6 】

D F T およびインデックス  $k_i$  (ただし図 2 に示すように、 $k_i$  は必ずしも連続ではなく、等距離に分布してもいない) の有効サブキャリアへのサブキャリアデマッピングの後、サブキャリアデマッピングおよびアンスクランブルモジュール 1 1 3 の出力における信号は、次のように表せる：

20

【 0 0 9 7 】

【数 2】

$$y_i = h_i x_i \exp(-j \underbrace{2\pi T O / N \cdot k_i}_{\varphi}) + \eta_i, i = 0 \dots M - 1$$

【 0 0 9 8 】

ただし、 $h_i$  はインデックス  $k_i$  の有効キャリアに対応するチャネル伝達関数であり、 $\eta_i$  はそのサブキャリアに加わる分散  $\sigma^2$  の雑音である。

30

【 0 0 9 9 】

この関係は、巡回プレフィクスおよび/またはサフィックスを伴う O F D M システムにおいては厳密に正確である。プレフィクスおよび/またはサフィックスが巡回的でない場合には、雑音部分もまたプレフィクスおよび/またはサフィックスが巡回的でないという事実に起因する干渉を含むということを考慮すれば、この方程式は正しいと考えられる。

【 0 1 0 0 】

差動復調モジュール 1 1 4 の出力におけるこの信号は、次のように表せる：

【 0 1 0 1 】

【数 3】

$$r_i = y_i y_{i-1}^* = h_i h_{i-1}^* x_i x_{i-1}^* \exp(-j \underbrace{\varphi (k_i - k_{i-1})}_{\alpha_i}) + n_i = h_i h_{i-1}^* d_i \exp(-j \alpha_i \varphi) + n_i, i = 1 \dots M - 1$$

40

【 0 1 0 2 】

ただし、 $n_i$  は、分散

【 0 1 0 3 】

【数 4】

$$\mu_i^2 = \sigma^4 + \sigma^2 (\rho_{i-1}^2 + \rho_i^2), \rho_i = |h_i|$$

50

【 0 1 0 4 】

の等価雑音

【 0 1 0 5 】

【数 5】

$$n_i = \eta_{i-1}^* \eta_i + h_i x_i \eta_{i-1}^* + h_{i-1}^* x_{i-1} \eta_i$$

【 0 1 0 6 】

である。上述の方程式では、各符号語  $d$  の先頭の要素  $d_0 = 1$  は無視される。一般的なケースとして、差動変調前の符号語  $d$  と、差動復調後の差動復調済ベクトル  $r$  とは、1 から  $M - 1$  まで番号付けされる  $M - 1$  個の有効な要素を持つものとする。要素  $d_0 = 1$  も考慮する必要がある（したがって符号語  $d$  が  $M$  個の要素を持つ）場合には、ダミー値  $r_0$  を挿入しなければならない。差動変調前の符号語  $d$  と、差動復調後の差動復調済ベクトル  $r$  とは、同数の要素を持たねばならず、各要素  $r_i$  は、各要素  $d_i$  の受信バージョンであり、各要素  $d_i$  は、差動復調済ベクトル  $r$  のベクトル内でその受信バージョン  $r_i$  が持つランクと同じランクを符号語  $d$  内で持つ。

10

【 0 1 0 7 】

タイミングオフセットは、復調済信号に、位相誤差傾斜 (phase error ramp) を生じさせるか、または位相傾斜によって近似可能な位相誤差を生じさせる。どの復調済シンボルが被る位相回転 (phase rotation) も、タイミングオフセット  $T_0$  と、差動復調済シンボルを搬送するサブキャリア間の距離  $\Delta_i$  とに依存し、これによって、その時点の差動復調済シンボルの推定が可能となる。

20

【 0 1 0 8 】

本発明によれば、復号モジュール 115 は、位相誤差が起こす性能劣化を軽減するように構成される。

【 0 1 0 9 】

修正された対数尤度比基準が適用される。これは、大域的成本関数

【 0 1 1 0 】

【数 6】

$$\Lambda = \max_{\varphi, \mathbf{d}} \left( \log \left( P(\mathbf{r} | \varphi, \mathbf{d}) \right) \right)$$

30

【 0 1 1 1 】

を最大化することを意味する。

【 0 1 1 2 】

ここで、コスト関数は、性能指数 (figure of merit)、確信度レベル、効用関数、または信頼性関数と呼ばれてもよいということに留意すべきである。

【 0 1 1 3 】

各符号語  $d^n$  について、復号モジュール 115 は、

【 0 1 1 4 】

【数 7】

$$\Lambda_n = \max_{\varphi} \left( \log \left( P(\mathbf{r} | \varphi, \mathbf{d}^n) \right) \right)$$

40

【 0 1 1 5 】

を達成する推定位相

【 0 1 1 6 】

【数 8】

$$\hat{\varphi}^n$$

50

【 0 1 1 7 】

を見つけ出す。

【 0 1 1 8 】

DVB標準規格およびP1シンボルという特定のケースでは、 $d^n$ は、 $p = 7$ ビットの情報 $S$ を符号化するのに用いられる128個の符号語の集合のうち $n$ 番目の符号語である。

【 0 1 1 9 】

復号は、

【 0 1 2 0 】

【数9】

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{d}^{n_{\max}}$$

【 0 1 2 1 】

を見つけ出すことによって実行される。ただし、 $n_{\max}$ は、

【 0 1 2 2 】

【数10】

$$\Lambda = \Lambda_{n_{\max}} = \max_n (\Lambda_n) = \max_n \left( \log \left( P(\mathbf{r} | \hat{\phi}^n, \mathbf{d}^n) \right) \right)$$

【 0 1 2 3 】

であることを保証するインデックスである。

【 0 1 2 4 】

符号語ごとのコスト関数  $\Lambda_n$  を最大化することは、

【 0 1 2 5 】

【数11】

$$\Lambda'_n = \sum_{i=1}^{M-1} \frac{\rho_i \rho_{i-1}}{\mu_i^2} \operatorname{Re} \left( r_i d_i^{n*} \exp(-j\alpha_i \varphi) \right)$$

【 0 1 2 6 】

を最大化することと等価である。

【 0 1 2 7 】

通信ネットワークは、チャンネル推定の実行されない差動変調を採用しているので、項

【 0 1 2 8 】

【数12】

$$\frac{\rho_i \rho_{i-1}}{\mu_i^2}$$

【 0 1 2 9 】

は最大化において無視される。この場合、

【 0 1 3 0 】

【数13】

$$\Lambda''_n = \sum_{i=1}^{M-1} \operatorname{Re} \left( r_i d_i^{n*} \exp(-j\alpha_i \varphi) \right)$$

【 0 1 3 1 】

である。

【 0 1 3 2 】

10

20

30

40

50

特定の実現モードによれば、図3の例のように の要素  $d_i$  が  $Q$  個の異なる値を取る時には、本発明は差動復調済シンボルグループを  $Q$  個形成し、各グループを個別に処理する。

【0133】

上記の方程式は、符号語ごとの部分的コスト関数（各部分的コスト関数が、所与のサブキャリア距離に関連付けられた変調シンボルに対応する）の総和として書き直すことができる：

【0134】

【数14】

$$\Lambda_n'' = \sum_{k=1}^Q \left( \sum_{i \in I_k} \operatorname{Re} \left( r_i d_i^{n*} \exp(-jA_k \varphi) \right) \right) \quad 10$$

$$\Lambda_n'' = \sum_{k=1}^Q \left( \operatorname{Re} \left( \exp(-jA_k \varphi) \sum_{i \in I_k} r_i d_i^{n*} \right) \right) = \sum_{k=1}^Q \left( \Lambda_{n,k}''(\varphi) \right)$$

【0135】

たとえば、部分的コスト関数

20

【0136】

【数15】

$$\Lambda_{n,k=3}''(\varphi) = \operatorname{Re} \left( \exp(-jA_{k=3} \varphi) \sum_{i \in I_3} r_i d_i^{n*} \right)$$

【0137】

は、 $n$  番目の符号語  $d^n$  を構成する各変調シンボル

【0138】

30

【数16】

$$d_i^n, i \in I_3$$

【0139】

に対応し、また、受信された差動復調済シンボル  $r_i$  に対応する。受信された差動復調済シンボル  $r_i$  は、853個の有効サブキャリアの集合内の384個のアクティブサブキャリアのうち、 $i$  番目および  $i+1$  番目のアクティブサブキャリア（インデックス  $k_{i-1}$  および  $k_i$  のもの。  $A_3 = k_i - k_{i-1} = 3$  の距離だけ隔てられる）にマッピングされる受信された差動変調済シンボル  $y_{i-1}, y_i$  から取り出せる。

【0140】

40

各部分的コスト関数について、個別に最大化が実行される。上述の方程式は単純化可能であり、したがって、次のように単純化された符号語ごとのコスト関数を計算可能である：

【0141】

【数17】

$$\Lambda_n'' = \sum_{k=1}^Q \left( \Lambda_{n,k}''(\varphi_k) \right)$$

【0142】

50

したがって、  
【 0 1 4 3 】  
【 数 1 8 】

$$\varphi_k = \arg \max_{\varphi} \Lambda_{n,k}'' = \arg \max_{\varphi} \left( \operatorname{Re} \left( \exp(-jA_k \varphi) \sum_{i \in I_k} r_i d_i^{n*} \right) \right)$$

$$\varphi_k = \frac{1}{A_k} \arctan \frac{\operatorname{Im} \left( \sum_{i \in I_k} r_i d_i^{n*} \right)}{\operatorname{Re} \left( \sum_{i \in I_k} r_i d_i^{n*} \right)}$$

10

【 0 1 4 4 】

を見つけ出す必要がある。

【 0 1 4 5 】

この値を用いると、部分的コスト関数

【 0 1 4 6 】

【 数 1 9 】

$$\Lambda_{n,k}''$$

20

【 0 1 4 7 】

の計算は、

【 0 1 4 8 】

【 数 2 0 】

$$\Lambda_{n,k}'' = \left| \sum_{i \in I_k} r_i d_i^{n*} \right|$$

30

【 0 1 4 9 】

に削減される。

【 0 1 5 0 】

図 1 2 は、受信機の無線インタフェースの復号モジュールの構成要素のブロック図を開示する。

【 0 1 5 1 】

復号器 1 1 5 は、伝送されたシンボル  $d$  を組み合わせて (jointly) 復号し、位相誤差を訂正する。

【 0 1 5 2 】

40

復号器 1 1 5 は、表 1 2 1 を用いて差動復調済シンボルグループを  $Q$  個形成する抽出モジュール 1 2 0 を備える。表 1 2 1 は、所与の距離だけ隔てられたアクティブサブキャリア上で転送された受信シンボルから取得された差動復調済シンボルを、抽出モジュール 1 2 0 が識別できるようにするものである。

【 0 1 5 3 】

抽出モジュール 1 2 0 は、差動復調済シンボル  $r_i$  の  $Q$  個のグループを識別する。  $k$  番目のグループはそれぞれ  $q_k$  個の差動復調済シンボルを有し、各差動復調済シンボル  $r_i$  は、有効サブキャリアの空間において、インデックス  $k_i$  ,  $k_{i-1}$  によって識別され固定距離  $A_k = k_i - k_{i-1}$  だけ隔てられるサブキャリア上で転送された受信シンボル  $y_i$  ,  $y_{i-1}$  を組み合わせることによって取得される。

50

【 0 1 5 4 】

k 番目のグループにおける、識別された差動復調済シンボル  $r_i$  のインデックス  $i$  の集合を、 $I_k$  と表記する。

【 0 1 5 5 】

復号器 1 1 5 は、 $2^P$  個の前置和計算モジュールを備える。簡明のため、図 1 2 には 2 つの前置和計算モジュール 1 2 3 および 1 2 7 のみを示す。

【 0 1 5 6 】

前置和計算モジュール 1 2 3 は、符号語表 1 2 2 によって提供される符号語  $d^1$  を用いて、和

【 0 1 5 7 】

【 数 2 1 】

$$\sum_{i \in I_1} r_i d_i^{1*}, \sum_{i \in I_2} r_i d_i^{1*}, \sum_{i \in I_3} r_i d_i^{1*}, \sum_{i \in I_4} r_i d_i^{1*} \text{ および } \sum_{i \in I_5} r_i d_i^{1*}$$

【 0 1 5 8 】

を計算する。

【 0 1 5 9 】

前置和計算モジュール 1 2 7 は、符号語表 1 2 2 によって提供される符号語

【 0 1 6 0 】

【 数 2 2 】

$$d^{2P}$$

【 0 1 6 1 】

を用いて、和

【 0 1 6 2 】

【 数 2 3 】

$$\sum_{i \in I_1} r_i d_i^{2P*}, \sum_{i \in I_2} r_i d_i^{2P*}, \sum_{i \in I_3} r_i d_i^{2P*}, \sum_{i \in I_4} r_i d_i^{2P*} \text{ および } \sum_{i \in I_5} r_i d_i^{2P*}$$

【 0 1 6 3 】

を計算する。

【 0 1 6 4 】

前置和計算モジュール 1 2 3 および 1 2 7 はそれぞれ、 $Q$  個の部分的コスト関数計算モジュールに  $Q$  個の和を提供する。

【 0 1 6 5 】

簡明のため、図 1 2 には、4 つの部分的コスト関数計算モジュールのみを示す。

【 0 1 6 6 】

部分的コスト関数

【 0 1 6 7 】

【 数 2 4 】

$$\Lambda_{1,1}'' = \left| \sum_{i \in I_1} r_i d_i^{1*} \right|$$

【 0 1 6 8 】

を計算する部分的コスト関数計算モジュール 1 2 4 に対し、前置和計算モジュール 1 2 3

10

20

30

40

50

は、1番目の和

【0169】

【数25】

$$\sum_{i \in I_1} r_i d_i^{1*}$$

【0170】

を提供する。

【0171】

部分的コスト関数

【0172】

【数26】

$$\Lambda''_{1,Q} = \left| \sum_{i \in I_Q} r_i d_i^{1*} \right|$$

【0173】

を計算する部分的コスト関数計算モジュール125に対し、前置和計算モジュール123

は、Q番目の和

【0174】

【数27】

$$\sum_{i \in I_Q} r_i d_i^{1*}$$

【0175】

を提供する。

【0176】

部分的コスト関数

【0177】

【数28】

$$\Lambda''_{2^p,1} = \left| \sum_{i \in I_1} r_i d_i^{2^p*} \right|$$

【0178】

を計算する部分的コスト関数計算モジュール128に対し、前置和計算モジュール127

は、1番目の和

【0179】

【数29】

$$\sum_{i \in I_1} r_i d_i^{2^p*}$$

【0180】

を提供する。

【0181】

部分的コスト関数

10

20

30

40

50

【 0 1 8 2 】

【 数 3 0 】

$$\Lambda_{2^p, Q}'' = \left| \sum_{i \in I_Q} r_i d_i^{2^p} \right|$$

【 0 1 8 3 】

を計算する部分的コスト関数計算モジュール 1 2 9 に対し、前置和計算モジュール 1 2 7 は、Q 番目の和

【 0 1 8 4 】

【 数 3 1 】

$$\sum_{i \in I_Q} r_i d_i^{2^p}$$

【 0 1 8 5 】

を提供する。

【 0 1 8 6 】

次に、各符号語につき、すでに識別された差動復調済シンボルグループ Q 個のうち k 番目のグループそれぞれについて、部分的コスト関数が計算される。この部分的コスト関数は、そのグループについて推定共通位相シフト  $A_{k, k}$  が局所的に補償されるので、準最適な位相誤差補償を暗に含む。

【 0 1 8 7 】

部分的コスト関数計算モジュール 1 2 4 および 1 2 5 は、計算された部分的コスト関数を符号語毎単純化コスト関数計算モジュール 1 2 6 に提供し、符号語毎単純化コスト関数計算モジュール 1 2 6 は、

【 0 1 8 8 】

【 数 3 2 】

$$\Lambda_1'' = \sum_{k=1}^Q (\Lambda_{1,k}'')$$

【 0 1 8 9 】

を計算する。

【 0 1 9 0 】

部分的コスト関数計算モジュール 1 2 8 および 1 2 9 は、計算された部分的コスト関数を符号語毎単純化コスト関数計算モジュール 1 3 0 に提供し、符号語毎単純化コスト関数計算モジュール 1 3 0 は、

【 0 1 9 1 】

【 数 3 3 】

$$\Lambda_{2^p}'' = \sum_{k=1}^Q (\Lambda_{2^p,k}'')$$

【 0 1 9 2 】

を計算する。

【 0 1 9 3 】

各符号語毎単純化コスト関数は最大化モジュール 1 3 1 に供給され、最大化モジュール 1 3 1 は、

【 0 1 9 4 】

10

20

30

40

【数 3 4】

$$n_{\max} = \arg \max_n (\Lambda_n'')$$

【0195】

を選択することにより、符号語  $d^{n \ m \ a \ x}$  が伝送されたということを決定する。

【0196】

図13は、発信元のアーキテクチャを表す図である。

【0197】

発信元 *Src t* は、たとえば、バス1301によって相互に接続される構成要素と、プログラムによって制御されるプロセッサ1300とに基づくアーキテクチャを有する。 10

【0198】

ここで、発信元 *Src t* は、専用の集積回路に基づくアーキテクチャを有してもよいということに留意すべきである。

【0199】

バス1301は、プロセッサ1300を、読み出し専用メモリROM1302、ランダムアクセスメモリRAM1303および無線インタフェース1305にリンクする。

【0200】

メモリ1303は、変数を収容することを意図するレジスタと、プログラムの命令とを含む。 20

【0201】

プロセッサ1300は、無線インタフェース1305の動作を制御する。

【0202】

読み出し専用メモリ1302はプログラムの命令を含み、この命令は、発信元 *Src t* がアクティベートされた時に、ランダムアクセスメモリ1303へと転送される。

【0203】

無線インタフェース1305は、本発明によってシンボルを転送する手段を備える。

【0204】

無線インタフェース1305は、本発明によって信号をブロードキャストするために用いられるアンテナ *Ant s* に接続される。 30

【0205】

無線インタフェース1305は、図14に開示されるような構成要素を備える。

【0206】

図14は、発信元の無線インタフェースの構成要素のブロック図を開示する。

【0207】

発信元 *Src t* の無線インタフェースは、誤り訂正符号を用いて2値系列 *S* を符号化する誤り訂正符号化モジュール140を備える。

【0208】

誤り訂正モジュール140の出力 *b* は、2値の +1 / -1 系列 *d* に置き換えられ、差動変調モジュール141に提供され、差動変調モジュール141がこれを変調する。変調は、DBPSK、DQPSK、DAPSK、DPSKまたは任意の他の差動変調とすることができる。結果として得られる長さ *M* の系列 *x* は、任意選択で、スクランブルモジュール142によってスクランブルされてもよい。このスクランブルされた系列  $x_{SCR}$  は、マッピングパターンモジュール144によって提供される所与のサブキャリアマッピングパターン（たとえば図2に開示されるようなもの）に従い、ゼロ挿入およびマッピングモジュール143によって *M* 個のアクティブサブキャリア上にマッピングされる。 40

【0209】

IDFTモジュール145によって *N* 点の逆離散フーリエ変換が実行された後、送信の前に、プレフィクス/サフィックス挿入モジュールによりプレフィクスおよび/またはサフィックスを挿入することが可能である。TDM逐次伝送の場合には、IDFTモジュール 50

ルは存在せず、マッピングは時間領域において実現される（サブキャリアの代わりに時間的位置）ものとして理解される。

【0210】

図15は、本発明による受信機によって実行されるアルゴリズムの例を開示する。

【0211】

ステップS1500において、受信機Recは、表121を用いて差動復調済シンボルグループをQ個形成する。表121は、所与の距離だけ隔てられたサブキャリア上で転送された受信シンボルから取得された差動復調済シンボルを、抽出モジュール120が識別できるようにするものである。

【0212】

ここで、均等に隔てられた資源上で変調済受信シンボルが転送される時には、ステップS1500は実行されないか、または単一の差動復調済シンボルグループが形成されるということに留意すべきである。

【0213】

表121は、図4～図8に示す各表を含む。

【0214】

抽出モジュール120は、差動復調済シンボル $r_i$ のQ個のグループを識別する。k番目のグループはそれぞれ $q_k$ 個の差動復調済シンボルを有し、各差動復調済シンボル $r_i$ は、有効サブキャリアの空間において固定距離 $A_k = k_i - k_{i-1}$ だけ隔てられた位置 $k_i, k_{i-1}$ に転送される受信シンボル $y_i, y_{i-1}$ を組み合わせることによって取得される。k番目のグループにおける、識別された差動復調済シンボル $r_i$ のインデックスiの集合を、 $I_k$ と表記する。

【0215】

次のステップS1501において、受信機は、すでに識別された差動復調済シンボルにおける、Q個のグループのうちk番目のグループそれぞれについて、またn番目の符号語 $d^n$ それぞれについて、部分的コスト関数

【0216】

【数35】

$$\Lambda''_{n,k} = \left| \sum_{i \in I_k} r_i d_i^{n*} \right|$$

【0217】

を計算する。

【0218】

これらの部分的コスト関数は、各部分的コスト関数の計算に参与するシンボルグループについて推定共通位相シフト $A_k$ が局所的に補償されるので、準最適な位相誤差補償を暗に含む。

【0219】

次のステップS1502において、受信機Recは符号語毎単純化コスト関数

【0220】

【数36】

$$\Lambda''_n = \sum_{k=1}^Q (\Lambda''_{n,k})$$

【0221】

を計算する。

10

20

30

40

50

【 0 2 2 2 】

次のステップ S 1 5 0 3 において、受信機 R e c は、

【 0 2 2 3 】

【数 3 7】

$$n_{\max} = \arg \max_n (\Lambda_n'')$$

【 0 2 2 4 】

を選択することにより、符号語

【 0 2 2 5 】

【数 3 8】

$d_{\max}^n$

【 0 2 2 6 】

が伝送されたということを決定する。

【 0 2 2 7 】

図 1 6 は、本発明による受信機によって実行されるアルゴリズムの、特定の實現モードを開示する。

【 0 2 2 8 】

図 1 6 は、時間同期の場合のタイミングオフセットが、受信された差動変調済シンボルに、位相傾斜誤差を生じさせるか、または位相傾斜によって近似可能な位相誤差を生じさせる、特定の OFDM システムのケースを開示する。TDM 伝送の場合には、「時間同期中のタイミングオフセット」は、「周波数同期誤差」に置き換えられる。

【 0 2 2 9 】

本アルゴリズムの特定の實現モードによれば、推定されるタイミングオフセットがある閾値よりも小さい場合には（たとえばタイミングオフセットが存在しないか、または十分に小さい場合には）、タイミングオフセットに起因する位相誤差を無視して古典的復号を実行するという付加条件が実行される。

【 0 2 3 0 】

タイミングオフセットの存在 / 重要性に関するアプリアリな情報が存在する場合には、図 1 5 のアルゴリズムは、タイミングオフセットが十分に重要であるとわかっている時にも適用されてもよい。事前の情報が存在しない時には、タイミングオフセットは、検出の早期フェーズにおいて（たとえば取り得る符号語の一部または全部について与えられ得る位相推定の一部または全部に頼って）、または、検出の後期の段階 (the late stages) において（たとえば検出された符号語

【 0 2 3 1 】

【数 3 9】

$d_{\max}^n$

【 0 2 3 2 】

のみに対応する推定)、推定可能である。

【 0 2 3 3 】

ステップ S 1 6 0 0 において、受信機 R e c は、先に開示したように、差動変調済受信シンボルの同期中に発生する可能性のある（または発生する）タイミングオフセットに関する情報を取得する。

【 0 2 3 4 】

次のステップ S 1 6 0 1 において、受信機 R e c は、タイミングオフセットに関する情報が所定の値または閾値よりも大きいかなかをチェックする。

【 0 2 3 5 】

タイミングオフセットに関する情報が所定の値よりも大きい場合には、受信機はステッ

10

20

30

40

50

プ S 1 6 0 3 に移動し、図 1 5 に開示されるアルゴリズムの実行は実行され続ける。

【 0 2 3 6 】

タイミングオフセットに関する情報が所定の値よりも大きくない場合には、受信機はステップ S 1 6 0 2 に移動し、図 1 5 に開示されるアルゴリズムの実行は中断される。

【 0 2 3 7 】

たとえば古典的復号が実行される。

【 0 2 3 8 】

上述のように、本発明は、TDM 伝送方式にも適用可能である。

【 0 2 3 9 】

その場合には、時間領域の各位置で伝送される差動符号化済系列は、必ずしも連続するものでなくともよい。上記の例に開示されたアクティブサブキャリアは、時間領域の専有位置によって置き換えられる。

10

【 0 2 4 0 】

OFDM 伝送方式について述べたものと同様にして、受信系列は、時間領域における位相傾斜誤差（たとえばドップラーシフトまたは周波数同期誤差に起因するもの）の影響を受ける。

【 0 2 4 1 】

OFDM 伝送方式の場合に周波数領域位相傾斜を生じさせるタイミングオフセット誤差は、TDM 伝送方式では、時間領域位相傾斜を生じさせる周波数誤差によって置き換えられる。

20

【 0 2 4 2 】

さらに、TDM 伝送方式の場合には、送信機 / 受信機構造において、IDFT / DFT は存在しない。

【 0 2 4 3 】

当然ながら、本発明の範囲から逸脱することなく、上述の発明の実施形態に多数の変更を加えることができる。

【図1】



【図2】

P1におけるアクティブキャリア  
 $k_0 \sim k_{383}$

20	44 45 47 51 54 59 62 64 65 66 70 75 78 80 81 82 84 85 87 88 89 90 94 96 97 98 102 107 110 112 113 114 116 117 119 120 121 122 124 125 127 131 132 133 135 136 137 138 142 144 145 146 148 149 151 152 153 154 158 160 161 162 166 171
21	172 173 175 179 182 187 190 192 193 194 198 203 206 208 209 210 212 213 215 216 217 218 222 224 225 226 230 235 238 240 241 242 244 245 247 248 249 250 252 253 255 259 260 261 263 264 265 266 270 272 273 274 276 277 279 280 281 282 286 288 289 290 294 299 300 301 303 307 310 315 318 320 321 322 326 331 334 336 337 338 340 341 343 344 345 346 350 352 353 354 358 363 364 365 367 371 374 379 382 384 385 386 390 395 396 397 399 403 406 411 412 413 415 419 420 421 423 424 425 426 428 429 431 435 438 443 446 448 449 450 454 459 462 464 465 466 468 469 471 472 473 474 478 480 481 482 486 491 494 496 497 498 500 501 503 504 505 506 508 509 511 515 516 517 519 520 521 522 526 528 529 530 532 533 535 536 537 538 542 544 545 546 550 555 558 560 561 562 564 565 567 568 569 570 572 573 575 579 580 581 583 584 585 586 588 589 591 595 598 603 604 605 607 611 612 613 615 616 617 618 622 624 625 626 628 629 631 632 633 634 636 637 639 643 644 645 647 648 649 650 654 656 657 658 660 661 663 664 665 666 670 672 673 674 678 683
22	684 689 692 696 698 699 701 702 703 704 706 707 708 712 714 715 717 718 719 720 722 723 725 726 727 729 733 734 735 736 738 739 740 744 746 747 748 753 756 760 762 763 765 766 767 768 770 771 772 776 778 779 780 785

【図3】

1	2	4	3	5	3	2	1	1	4	5	3	2	1	1	2	1	1	1	4	2	1		
1	4	5	3	2	1	1	2	1	2	1	1	1	2	1	2	4	1	1	2	1	1	4	
2	1	1	2	1	2	1	1	1	4	2	1	1	4	5	1	1	2	4	3	5	3	2	1
1	4	5	3	2	1	1	2	1	2	1	1	1	4	2	1	1	4	5	3	2	1	1	2
1	2	1	1	1	2	1	2	4	1	1	2	1	1	1	4	2	1	1	2	1	2	1	1
1	4	2	1	1	4	5	1	1	2	4	3	5	3	2	1	1	4	5	3	2	1	1	2
1	2	1	1	1	4	2	1	1	4	5	1	1	2	4	3	5	3	2	1	1	4	5	1
1	2	4	3	5	1	1	2	4	1	1	2	1	1	1	2	1	2	4	3	5	3	2	1
1	4	5	3	2	1	1	2	1	2	1	1	4	2	1	1	4	5	3	2	1	1	2	1
1	2	1	1	1	2	1	2	4	1	1	2	1	1	1	2	1	1	2	1	2	1	1	1
1	4	2	1	1	4	5	3	2	1	1	2	1	1	1	2	1	2	1	2	4	1	1	2
1	1	1	2	1	2	4	3	5	1	1	2	4	1	1	2	1	1	1	4	2	1	1	2
1	2	1	1	1	2	1	2	4	1	1	2	1	1	1	4	2	1	1	2	1	2	1	1
1	4	2	1	1	4	5	1	5	3	4	2	1	2	1	1	1	2	1	1	4	2	1	2
1	1	1	2	1	2	1	1	2	4	1	1												

【図4】

1	8	9	14	15	17	19	20	21	24	25	30	31	33	35	36	37	39
42	43	45	46	47	50	51	53	55	56	57	60	61	64	65	72	73	78
79	81	83	84	85	88	89	94	95	97	99	100	101	103	106	107	109	110
111	114	115	117	119	120	121	124	125	128	129	136	137	142	143	145	147	148
149	152	153	156	157	164	165	168	169	174	175	178	179	181	182	183	185	192
193	198	199	201	203	204	205	208	209	214	215	217	219	220	221	223	226	227
229	230	231	234	235	237	239	240	241	244	245	250	251	253	255	256	257	259
262	263	265	266	267	269	274	275	278	279	281	282	283	286	287	289	291	292
293	295	298	299	301	302	303	306	307	309	311	312	313	316	317	320	325	327
328	329	331	332	335	337	338	339	341	343	344	347	348	349	351	352	355	356
361	363	364	365	367	368	371	372	377	378	381	382						

【図5】

2	7	13	16	18	23	29	32	34	38	40	44	49	52	54	59	66	71
77	80	82	87	93	96	98	102	104	108	113	116	118	123	130	135	141	144
146	151	158	163	170	176	180	184	186	191	197	200	202	207	213	216	218	222
224	228	233	236	238	243	249	252	254	258	260	264	268	270	276	280	285	288
290	294	296	300	305	308	310	315	324	326	330	334	336	340	342	345	350	354
360	362	366	370	376	383												

【図6】

4	6	12	28	68	70	76	92	132	134	140	160
162	172	188	190	196	212	248	272	322	358	374	

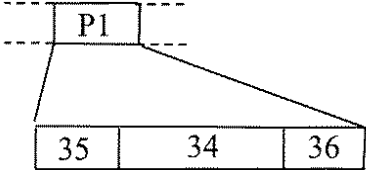
【図7】

3	10	22	26	41	48	58	62	67	74	86	90	105	112
122	126	131	138	150	154	159	166	171	177	187	194	206	210
225	232	242	246	261	271	277	284	297	304	314	318	323	333
346	353	359	369	375	380								

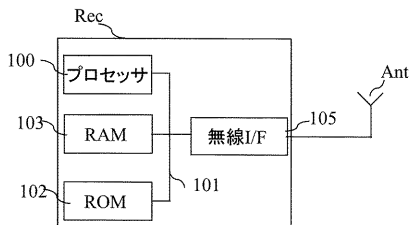
【図8】

5	11	27	63	69	75	91	127	133	139	155	161
167	173	189	195	211	247	273	319	321	357	373	379

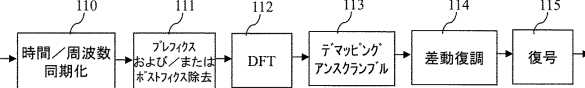
【図9】



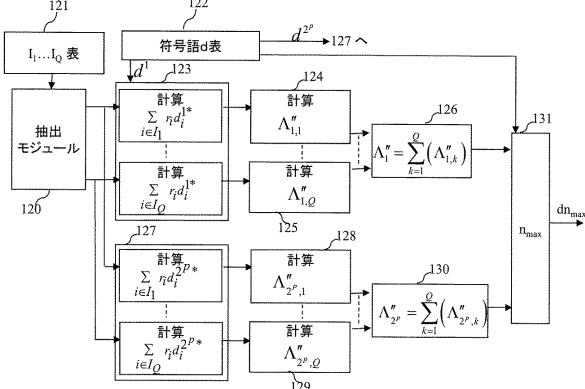
【図10】



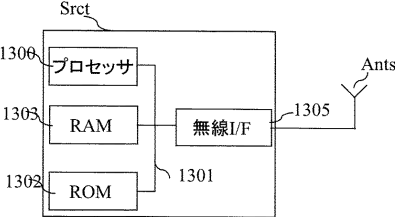
【図11】



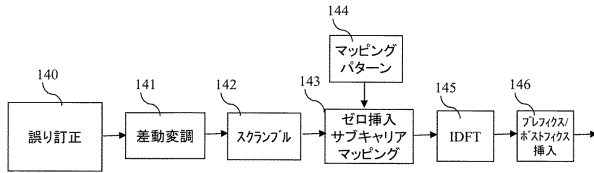
【図12】



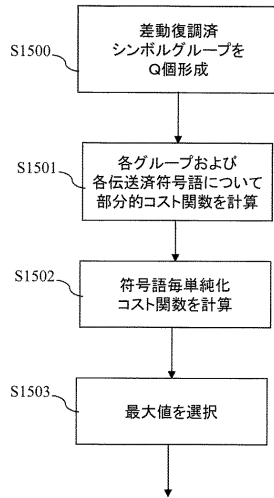
【図13】



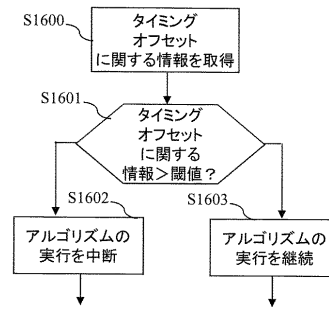
【図14】



【図15】



【図16】



## フロントページの続き

- (74)代理人 100110423  
弁理士 曾我 道治
- (74)代理人 100111648  
弁理士 梶並 順
- (74)代理人 100147500  
弁理士 田口 雅啓
- (74)代理人 100166235  
弁理士 大井 一郎
- (74)代理人 100179914  
弁理士 光永 和宏
- (74)代理人 100179936  
弁理士 金山 明日香
- (72)発明者 キャステライン、ダミアン  
フランス国、35708 レヌ・セデックス 7、セーエス 10806、アレ・ドゥ・ポーリ  
ュー 1、ケアオヴ・ミツビシ・エレクトリック・アールアンドディー・センター・ヨーロッパ
- (72)発明者 チオキナ、クリスティーナ  
フランス国、35708 レヌ・セデックス 7、セーエス 10806、アレ・ドゥ・ポーリ  
ュー 1、ケアオヴ・ミツビシ・エレクトリック・アールアンドディー・センター・ヨーロッパ

審査官 北村 智彦

- (56)参考文献 米国特許出願公開第2011/0317682 (US, A1)  
米国特許出願公開第2007/0217552 (US, A1)  
米国特許出願公開第2006/0078040 (US, A1)  
特開2010-068194 (JP, A)  
特開平10-308713 (JP, A)  
米国特許第05920598 (US, A)  
Digital Video Broadcasting(DVB);Frame structure channel coding and modulation for a se  
cond generation digital terrestrial television broadcasting system(DVB-T2), Final draf  
t ETSI EN 302 755, 2010年10月, V1.2.1, pp.118-125

## (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04L 27/00 - 27/38  
H04J 3/00  
H04J 11/00  
IEEE Explore  
Cinii