

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5337804号
(P5337804)

(45) 発行日 平成25年11月6日 (2013. 11. 6)

(24) 登録日 平成25年8月9日 (2013. 8. 9)

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

請求項の数 6 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2010-526386 (P2010-526386)	(73) 特許権者	501263810
(86) (22) 出願日	平成20年9月19日 (2008. 9. 19)		トムソン ライセンシング
(65) 公表番号	特表2010-541362 (P2010-541362A)		Thomson Licensing
(43) 公表日	平成22年12月24日 (2010. 12. 24)		フランス国, 92130 イッシー レ
(86) 国際出願番号	PCT/IB2008/002448		ムーリノー, ル ジャンヌ ダルク,
(87) 国際公開番号	W02009/040623		1-5
(87) 国際公開日	平成21年4月2日 (2009. 4. 2)		1-5, rue Jeanne d' A
審査請求日	平成23年9月20日 (2011. 9. 20)		rc, 92130 ISSY LES
(31) 優先権主張番号	07301390.6		MOULINEAUX, France
(32) 優先日	平成19年9月25日 (2007. 9. 25)	(74) 代理人	100077481
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)		弁理士 谷 義一
		(74) 代理人	100088915
			弁理士 阿部 和夫

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 多重搬送波受信機に使用する自己適応型周波数補間器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

OFDM受信機において使用される方法であって、
 受信信号の多経路遅延を決定するステップと、
 周波数補間器のバンド幅を前記決定された多経路遅延の関数として調整するステップと
 を含み、
 前記周波数補間器は前記受信信号の副搬送波に関するチャンネル状態情報を補間し、
 前記調整するステップはさらに、
 前記周波数補間器のフィルタ係数値を前記決定された多経路遅延の関数として設定す
 るステップを含み、
 前記設定するステップはさらに、
 前記フィルタ係数値の少なくともいくつかのワード長を前記決定された多経路遅延の
 関数として変更するステップ、
 を含む、前記方法。

【請求項 2】

デマッパの分割因子を前記決定された多経路遅延の関数として設定するステップをさら
 に含み、
 前記デマッパは、前記受信信号から復元された受信シンボルストリームを提供する、請
 求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

ダウンコンバートされた信号を提供するために、受信された無線周波数信号をダウンコンバートするステップと、

前記受信信号を提供するために、前記ダウンコンバートされた信号に対して高速フーリエ変換（FFT）を実行するステップと、

をさらに含む、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 4】

OFDM 受信機であって、

受信信号の副搬送波に関するチャンネル状態情報を提供する周波数補間器と、

前記受信信号の多経路遅延を決定し、前記周波数補間器のバンド幅を前記決定された多経路遅延の関数として調整するプロセッサと、

を含み、前記プロセッサは、前記周波数補間器のフィルタ係数値を前記決定された多経路遅延の関数として設定し、

前記プロセッサは、前記フィルタ係数値の少なくともいくつかのワード長を前記決定された多経路遅延の関数として変更する、前記 OFDM 受信機。

【請求項 5】

前記受信信号から復元された受信シンボルストリームを提供するデマッパをさらに含む、

前記プロセッサは、前記デマッパの分割因子を前記決定された多経路遅延の関数として設定する、請求項 4 に記載の OFDM 受信機。

【請求項 6】

ダウンコンバートされた信号を提供するために、受信された無線周波数信号をダウンコンバートするダウンコンバータと、

前記ダウンコンバートされた信号を処理して前記受信信号を提供するための高速フーリエ変換（FFT）要素と、

をさらに含む、請求項 4 に記載の OFDM 受信機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は通信システムに関し、特に、例えば、地上放送、セルラー、ワイヤレス - フィデリティ（Wi-Fi）、衛星放送等のワイヤレスシステムに関する。

【0002】

地上デジタル放送（DVB-T）（例えば、ETSI EN 300 744 V 1.4.1（2001-01）、デジタル放送（DVB）、地上波デジタル・テレビジョンのフレーム構造、チャンネル符号化、及び変調）は、世界の 4 種類のデジタルテレビ（DTV）放送規格のうちの 1 つであり、DVB-H は DVB-T に基づく携帯用アプリケーションの規格である（本明細書においては DVB-T/H とも称する）。DVB-T は直交周波数分割多重（OFDM）技術を利用している、すなわち、DVB-T は、直交した低シンボルレートの副搬送波を多く含むマルチ搬送波伝送の形態を使用する。

【0003】

OFDM 技術によって、高データレートのワイヤレス通信が提供される。OFDM ベースの通信システムにおいて、受信機がすべての副搬送波のチャンネル状態情報を決定することは、重要である。チャンネル状態情報は、データを信頼性良く送信する副搬送波の各々の信用の度合いを表す。

【0004】

従来のチャンネル推定装置が図 1 及び図 2 に示されている。DVB-T において、2 つの動作モードが存在する。すなわち、2048 副搬送波に対応する 2K モード及び 8192 副搬送波の使用に対応する 8K モードである。この例において、受話器は 8K モードで動作していることが想定されている。2K モードにおける動作は同様であるので、本明細書には説明していない。図 1 のチャンネル推定装置は高速フーリエ変換（FFT）要素 105、搬送波位相誤差（CPE）除去要素 110、及びチャンネル推定・均等化（CHE）

10

20

30

40

50

要素 115 を含む。FFT 要素 105 は受信されたベースバンド信号 104 を処理する。後者は、選択された RF チャネルに調節された例えばチューナ（図示せず）によって出力される。FFT 要素 105 は受信されたベースバンド信号 104 を時間領域から周波数領域に変換し、FFT 出力信号 106 を出力する。尚、FFT 出力信号 106 は同相且つ直交成分を有する複素信号に相当する。通常、FFT 要素 105 は、当技術分野で知られているようにバタフライ演算を実行し、並び換えられた出力データ（8k 作動モードにおける 8192 複素サンプル）を出力する。そういうものとして、FFT 要素 105 は、スペクトルのシフトをさらに実行して、FFT 出力データを再編成し又はシフトせしめて、上述の DVB-T 規格に基づく副搬送波のロケーションを満たす。CPE 除去要素 110 は FFT 出力信号 106 を処理して、搬送波の位相誤差の全てをもち取り除き、CPE 補正信号 111 を CHE 要素 115 に出力する。CHE 要素 115 は CPE 補正信号 111 を処理する。これは、(a) CSI 信号 117 を出力するためにチャンネル状態情報 (CSI) を決定し、及び (b) 受信されたベースバンドの信号を均等化して、均等化された信号 116 を出力するために、あらゆる伝送チャネルのひずみを補完するためである。当技術分野で知られているように、CSI 信号 117 は、復号化の際に使用するためのビットメトリックスを取得するのに使用され得る（図 1 に示されていない）。均等化された信号 116 は受信機によってさらに処理されて、例えば、そこに伝送されたコンテンツ（音声、映像等）（図 1 には示されていない）を復元する。

【0005】

ここで、図 2 を参照すると、CHE 要素 115 の動作がさらに詳細に示されている。CHE 要素 115 は、前処理要素 150、時間補間器 155、周波数補間器 160、データバッファ 165、及びイコライザ 170 を含む。データバッファ 165 は、イコライザ 170 による処理前に、CPE 補正信号 111 を単に遅延せしめる。一方、CSI 情報は低処理パスにおける要素（前処理要素 150、時間補間器 155、及び周波数補間器 160）によって決定される。上述したように、イコライザ 170 は受信されたベースバンド信号（例えば、CPE 補正信号 111 の遅延されたもの）を均等化し、均等化された信号 116 を出力するために、あらゆる伝送チャネルのひずみを補完する。

【0006】

低処理パスに関して、チャンネル推定処理は、DVB-T に含まれるパイロット信号を利用する。特に、DVB-T において、2つの態様のパイロットが存在する。すなわち、分散型パイロット (SP) 及び連続型パイロット (CP) が存在し、チャンネル推定処理は補間を使用して、SPs から副搬送波のチャンネル状態情報 (CSI) を推定する。まず第 1 に、前処理要素 150 は、CPE 補正信号 111 を処理して、受信された SPs の CSI を決定する。パイロットは既知の値と共に伝送されるので、前処理要素 150 はそれら知られた値に対して受信された SPs を処理して、それらチャンネル状態情報を決定する。それらチャンネル状態情報は前処理出力信号 151 を介して出力される。そして、SPs (151) の CSI は時間補間器 155 によって処理される。特に、時間補間器 155 は、3つの副搬送波毎の CSI を（時間領域で）補間し、（SPs の CSI と、3つの副搬送波毎の時間で補間された新たな CSI を含む）出力信号 156 を出力する。最終的に、周波数補間器 160 は出力信号 156 を処理する。特に、周波数補間器 160 は、全ての副搬送波の CSI を（周波数領域で）補間し（実際には、例えば SPs の先に決定された CSI をスムージングする）、（すべての副搬送波に対する CSI を出力する）CSI 信号 117 を出力する。イコライザ 170 は CSI 信号 117 を利用して、受信されたベースバンド信号に関する上述の均等化処理を実行し、また、上述したように、CSI 信号 117 は、復号化に使用するビットメトリックスを取得するのに使用され得る。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

我々は、マルチ搬送波伝送システムにおいてチャンネル状態情報を決定することに関して動作と効率をさらに向上せしめることが可能であることを認識している。特に、及び発

10

20

30

40

50

明の原理によれば、受信器は、受信信号の多経路遅延を決定し、周波数補間器のバンド幅を決定された多経路遅延の関数として調整し、周波数補間器は受信信号の全ての副搬送波のチャンネル状態情報を補間する。

【課題を解決するための手段】

【0008】

本発明の例示的实施形態において、受信器はOFDMベースの受信器、例えば、DVB-T/H受信機である。DVB-T/H受信機はコントローラと、受信信号のCSI情報を周波数補間によって推定するのに使用する周波数補間器とを含む。コントローラは受信信号に対して最大多経路遅延(T_{max})を決定し、周波数補間器のバンド幅を決定された多経路遅延の関数として調整する。例えば、多経路遅延が小さいとき、周波数補間器のバンド幅は、多経路遅延が大きいときの周波数補間器のバンド幅よりも小さくなるように調整される。さらに、コントローラは周波数補間器の係数をも変化せしめて、異なるワード長が、決定された多経路遅延の関数として係数に使用される。ワード長のこの調整によって、受信機におけるソースの利用が改善される。

【0009】

先に示したように、及び、詳細な説明を読むことから明らかなように、他の実施形態及び特徴も可能であり且つ本発明の原理の範囲内にある。

【図面の簡単な説明】

【0010】

【図1】従来技術にあるようなチャンネル状態情報の推定法を示す図である。

【図2】従来技術にあるようなチャンネル状態情報の推定法を示す図である。

【図3】本発明の原理に係る装置の例示的实施形態を示す図である。

【図4】本発明の原理に係る受信機の一部の例示的实施形態を示す図である。

【図5】本発明の原理に係るチャンネル推定及び均等化要素215の例示的实施形態を示す図である。

【図6】発明の原理に係る受信機に用いる例示的フローチャート図である。

【図7】発明の原理に係る受信機に用いる例示的フローチャート図である。

【発明を実施するための形態】

【0011】

本発明の概念を除き、図面に示された要素は、よく知られており、詳細に説明しないであろう。例えば、本発明の概念を除き、(直交周波数分割多重(直交FDM)又はコード化直交周波数分割多重(COFDM)とも称される)離散マルチトーン(DMT)送信について熟知されていることが想定されており、本明細書においては説明されていない。また、テレビ放送、受信機、及び映像符号化について熟知されていることは想定されており、本明細書において詳細に説明されていない。例えば、本発明の概念を除き、例えば、NTSC(National Television Systems Committee)、PAL(Phase Alternation Lines)、SECAM(Sequential Couleur Avec Memoire)、ATSC(Advanced Television Systems Committee)(ATSC)、デジタル放送(DVB)、及び中国デジタルテレビジョンシステム(GB)20600-2006(地上波/携帯デジタルマルチメディア放送(DMB-T/H))等のテレビの標準規格に対する現在の及び提案された勧告について熟知されていることが想定されている。DVB-T/Hに関するさらなる情報は、例えば、ETSI EN 300 744 V1.4.1(2001-01)、デジタル放送(DVB)、地上波デジタル・テレビジョンのフレーム構造、チャンネル符号化、及び変調、及びETSI EN 302 304 V1.1.1(2004-11)、デジタル放送(DVB)、ハンドヘルドターミナル(DVB-H)のための伝送方式において見出され得る。同様に、本発明の概念を除き、8レベル残留側波帯(8-VSB: eight-level vestigial sideband)、直角位相振幅変調(QAM: Quadrature Amplitude Modulation)等の他の伝送概念、及び、無線周波数(RF: radio-

frequency) フロントエンド等の受信機要素、又は低ノイズブロック、チューナ、ダウンコンバータ等の受信機部が、高速フーリエ変換 (FFT) 要素、スペクトルシフタ、チャンネル状態情報 (CSI) 推定器、時間補間器、周波数補間器、イコライザ、復調器、相関器、リーク積分器、及びスクエアと共に、想定されている。さらに、本発明の概念を除き、チャンネル状態情報を形成する等の信号処理が熟知されていることは想定されており、本明細書においては説明されていない。同様に、本発明の概念を除き、(MPEG (Moving Picture Expert Group) - 2 システム標準規格 (ISO/IEC 13818-1) 等の) 転送ビットストリームを形成するフォーマット方法及び暗号化方法は、よく知られており、本明細書において説明しない。尚、本発明の概念は、本明細書には説明していない (matlab によって表されるように) 従来のプログラミング技術を使用して実装され得る。この点に関して、本明細書で説明する実施形態はアナログ領域又はデジタル領域で実装され得る。さらに、当業者であれば、必要に応じて処理のいくつかは複素信号のパスを含み得ることを認識するであろう。最後に、図面において類似の番号は類似の要素に相当する。

【0012】

図3を参照すると、本発明の原理に係るデバイス10の例示的实施形態が示されている。デバイス10は、あらゆるプロセッサベースのプラットフォームをも代表するものであり、例えば、PC、サーバ、セットトップボックス、携帯情報端末 (PDA)、携帯電話、モバイルデジタルテレビジョン (DTV)、DTV 等である。この点に関して、デバイス10は、(図示されていない) 関連メモリを有する1つ以上のプロセッサを含み、受信機15をも含む。後者は、(図示されていない) アンテナを介してブロードキャスト信号1を受信し、アプリケーションに対する出力信号16を出力装置20に出力する。出力装置20は、破線の形態で表されるようなデバイス10の一部であってもよいし又はその一部でなくてもよい。この例の内容において、出力装置20は、ユーザが選択されたテレビ番組を見ることが可能なディスプレイである。この例について説明するために、ブロードキャスト信号1は、DVB-T/Hサービス、すなわち、DTVトランスポートストリームを代表するものであり、DTVトランスポートストリームは少なくとも1つのテレビチャンネルに対してビデオ、オーディオ、及び/又は、システム情報を含むことが想定されており、ブロードキャスト信号1は直交周波数分割多重 (OFDM) 方式等のマルチ搬送波変調方式を使用してこの情報を伝達することが想定されている。しかしながら、本発明の概念は、周波数の補完を実行する受信機に限定されないし、いかなる受信機にも適用することができる。発明の原理によれば、受信機15は受信信号の多経路遅延 (T_{max}) を決定し、周波数補間器のバンド幅を決定された多経路遅延の関数として調整し、周波数補間器は受信信号の副搬送波のチャンネル状態情報を補間する。

【0013】

ここで、図4を参照すると、受信機15の例示的部分が示されている。本発明の概念に関連する受信機15のその部分のみが示されている。本発明の概念を除き、図4に示した要素は知られており、本明細書において説明しない。この例においては、受信機は2Kモードで動作していると仮定されている。尚、8Kモードにおける動作は同様であるので、本明細書には説明していない。受信機15は、ダウンコンバータ200、高速フーリエ変換 (FFT) 要素205、搬送波位相誤差 (CPE) 除去要素210、適応型チャンネル推定・イコライザ (CHE) 220、デマッパ220、及びコントローラ230を含む。さらに、受信機15はプロセッサベースのシステムであり、図4の破線のボックスの形態で示されたプロセッサ290とメモリ295によって表されているように1つ以上のプロセッサと、関連メモリとを含む。例えば、コントローラ230はマイクロプロセッサとして実装され得る。これに関連して、コンピュータプログラム又はソフトウェアは、プロセッサ290が実行できるようメモリ295に記憶される。後者は、1つ以上の内蔵プログラム制御プロセッサを代表するものであり、これらは受信機の機能に専用されるべきではない。例えば、プロセッサ290は受信機15の他の機能をも制御し得る。例えば、受信器15が、より大規模なデバイスの一部である場合、プロセッサ290はこのデバイスの他

10

20

30

40

50

の機能を制御し得る。メモリ 295 は、いかなる記憶装置をも代表するものであり、例えば、ランダムアクセスメモリ (RAM)、リードオンリーメモリ (ROM) 等は、受信機 15 の内部及び / 又は外部にあってもよく、必要に応じて、揮発性及び / 又は不揮発性である。

【0014】

F F T 要素 205 は受信されたベースバンド信号 204 を処理する。後者はダウンコンバータ 200 によって出力される。そのダウンコンバータ 200 は、選択された R F チャンネルに波長を合わされた受信機 15 のチューナ (図示せず) の一部である。その選択された R F チャンネルは図 3 のブロードキャスト信号 1 に関連付けられている。F F T 要素 205 は受信されたベースバンド信号 204 を時間領域から周波数領域に変換し、F F T 出力信号 206 を出力する。尚、F F T 出力信号 206 は同相且つ直交成分を有する複素信号に相当する。通常、F F T 要素 105 は、当技術分野で知られているようにバタフライ演算を実行し、並び換えられた出力データ (2k 作動モードにおける 2048 複素サンプル) を出力する。そういうものとして、F F T 要素 205 は、スペクトルのシフトを実行して、F F T 出力データを再編成し又はシフトせしめて、上述の D V B - T 規格に従って副搬送波のロケーションを満たす。C P E 除去要素 210 は F F T 出力信号 206 を処理して、搬送波の位相誤差の全てをも取り除き、C P E 補正信号 211 を C H E 要素 215 に出力する。(さらに、以下に説明する) 発明の原理によれば、C H E 要素 215 は C P E 補正信号 211 を処理する。これは、(a) C S I 信号 217 を出力するためにチャンネル状態情報 (C S I) を決定し、且つ (b) 受信されたベースバンドの信号を均等化して、均等化された信号 216 を出力するために、あらゆる伝送チャンネルのひずみを補完するためである。当技術分野で知られているように、C S I 信号 217 は、復号化の際に使用するのためのビットメトリックスを取得するのに使用され得る (図 4 に示されていない)。均等化された信号 216 はデマッパ 220 に利用される。後者のプロセスは、ことによると送信されたシンボルに関して困難な決断を (すなわち、困難な復号化) するために信号 216 を均等化して、シンボルストリーム 221 を出力する。そのシンボルストリーム 221 は、受信機 (例えば、図示しないソフトの複合化) によってさらに処理されて、例えば、そこに伝送されたコンテンツ (音声、映像等) を復元する。最終的に、コントローラ 230 は F F T 出力信号 206 を処理して、関連付けられた多経路遅延 T_{max} を決定する。この例において、コントローラ 230 は、多経路遅延 T_{max} を決定するために F F T 出力信号 206 を時間領域に変換し直す。本発明の概念を除き、時間領域での多経路遅延の計算は、知られており、本明細書において説明しない。例えば、コントローラ 230 は、多経路遅延 T_{max} を代表するものとして、受信信号におけるエコーの長さを決定する。一度、多経路遅延 T_{max} が決定されると、及び、発明の原理によれば、コントローラ 230 は信号 231 を介して適応型 C H E 215 の周波数補間器のバンド幅を変更する。以下でさらに説明する本発明の特徴によれば、コントローラ 230 は、また、デマッパ 220 で使用する分割因子を信号 232 を介して変化せしめ得る。

【0015】

次に、図 5 に目に向けると、本発明の原理に係る適応型 C H E 215 の例示的实施形態が示されている。本発明の概念を除き、図 5 に示す要素は、知られており、本明細書において説明しない。C H E 要素 215 は、前処理要素 150、時間補間器 155、周波数補間器 260、データバッファ 165、およびイコライザ 270 を含む。データバッファ 165 は、イコライザ 270 による処理前に、C P E 補正信号 211 を単に遅延せしめる。一方、C S I 情報は低処理パスにおける要素 (前処理要素 150、時間補間器 155、及び周波数補間器 260) によって決定される。上述したように、イコライザ 270 は受信されたベースバンド信号 (例えば、C P E 補正信号 211 の遅延されたもの) を均等化して、伝送チャンネルのひずみを補完し、均等化された信号 216 を出力する。

【0016】

低処理パスに関して、及び、本発明の概念を除き、チャンネル推定処理は、先に説明したように D V B - T に含まれるパイロット信号を利用している。特に、前処理要素 150 は

、CPE補正信号211を処理して、受信されたSPSのCSIを決定する。パイロットは既知の値と共に伝送されるので、前処理要素150はそれら知られた値に対して受信されたSPSを処理して、それらチャンネル状態情報を決定する。それらチャンネル状態情報は、前処理出力信号151を介して出力される。そして、SPS(151)のCSIは時間補間器155によって処理される。特に、時間補間器155は、3つの副搬送波毎のCSIを(時間領域で)補間し、(SPSのCSIと、3つの副搬送波毎の時間で補間された新たなCSIを含む)出力信号156を出力する。最終的に、周波数補間器260は出力信号156を処理する。特に、周波数補間器260は、全ての副搬送波のCSIを(周波数領域で)補間し(実際には、例えばSPSの先に決定されたCSIをスムージングする)、(すべての副搬送波に対するCSIのすべてを与える)CSI信号217を出力する。イコライザ270はCSI信号217を利用して、受信されたベースバンド信号に関する上述の均等化処理を実行し、上述したように、CSI信号217は、復号化に使用するビットメトリックスを取得するのに使用され得る。

10

【0017】

発明の原理によれば、CHE215は異なる多経路遅延に適合される。实例として、周波数補間器260のバンド幅は多経路遅延の関数として変化する。例えば、周波数補間器260は、入力信号をフィルタにかけるための多数のフィルタ係数(図示せず)を含む。これらフィルタ係数の値又は範囲は、周波数補間器260の所定のバンド幅の関数として(信号231を介して)コントローラ230によって設定される。特に、 T_{max} の値が小さいとき、バンド幅は、有効な雑音フィルタリングを確実にするために小さいはずである。したがって、(周波数補間器260の)フィルタに関するインパルス応答の主ローブは低く、フィルタ係数の範囲は小さい。しかしながら、 T_{max} の値が大きいとき、バンド幅は、大きい値に設定されるべきである。したがって、(周波数補間器260の)フィルタに関するインパルス応答の主ローブは高く、フィルタ係数の範囲は広い。实例として、コントローラ230は、(例えば、コントローラ230のメモリに記憶された)多数の記憶された係数群から一群のフィルタ係数値を選択し、各係数群は周波数補間器260の特定のバンド幅設定に関連づけられている。この例においては、コントローラ230は、単に2つの係数群を有する。すなわち、周波数補間器260のバンド幅を増大せしめる係数群と周波数補間器260のバンド幅を低減せしめる係数群である。

20

【0018】

本発明の特徴によれば、尚、係数群の範囲は異なるので、受信機のリソースはより効率的に管理され得る。例えば、係数群の範囲がより大きい場合、より長いワード長が、例えば、固定長処理のフィルタ係数に使用されなければならない。しかしながら、係数群の範囲がより小さい場合、より短いワード長が、例えば、同一の精度を得るための固定長処理のフィルタ係数に使用され得る。より短いワード長を使用することができることにより、受信機において必要とされるリソースがより少なくなる。实例として、コントローラ230は、関連づけられたパラメータを管理することによって固定長レコード処理に使用されるワード長を調整し得る。関連づけられたパラメータは、ワード長を固定長プロセッサ(例えば、受信機15のデジタル信号プロセッサ)において設定する。

30

【0019】

しかしながら、固定長処理は、本発明の他の特徴に係るコントローラ215によって動的に調整され得るものの、異なるアプローチがワード長を設定するのに使用され得る。特に、コントローラ230は、固定長処理の全てに用いるために、ワード長をより低い値又は最低値に調整し得る。その結果、受信機のリソースは、周波数補間器260のそれらバンド幅の設定に対する低減された精度において、より大なるワード長を必要とするものの、より効率的に管理される。

40

【0020】

ここで、図6及び図7を参照すると、本発明の原理に係るチャンネル状態情報を決定する受信機に用いる例示的フロー図が示されている。ステップ405において、受信機は、受信されたブロードキャスト信号(例えば、図3の受信機15)をダウンコンバートする

50

。ステップ 4 1 0 において、受信機は、受信された信号（例えば、図 4 のコントローラ 2 3 0）に関連付けられた多経路遅延 T_{max} を決定する。最終的に及び発明の原理によれば、受信機は、ステップ 4 1 5 において、周波数補間器のバンド幅を決定された多経路遅延の関数として調整する。

【 0 0 2 1 】

図 6 のステップ 4 1 5 の一例が図 7 のフローチャートに示されている。様々な値の又は範囲の T_{max} に相当する多数のフィルタ係数群が、図 4 のコントローラ 2 3 0 に記憶されることが想定されている。例えば、コントローラ 2 3 0 が 2 つの係数群、C 1 及び C 2 を記憶することを想定すると、C 1 群は、低減されたバンド幅と、より短いワード長とに関連づけられ、一方、C 2 群は、増大されたバンド幅と、より長いワード長とに関連づけられる。実例として、周波数補間器 2 6 0 は 1 2 のタップを含む、すなわち、係数群の各々は、例えば、1 2 のフィルタ係数に対して値を含むことが想定されている。その 1 2 のフィルタ係数は、

【 0 0 2 2 】

【数 1】

$$C1 = \{c_1^1, \dots, c_{12}^1\}$$

【 0 0 2 3 】

及び

【 0 0 2 4 】

【数 2】

$$C2 = \{c_1^2, \dots, c_{12}^{21}\}$$

【 0 0 2 5 】

である。ここで、上付きは、個別のフィルタ係数の各々に対する特定の係数群を示しており、下付は係数群のフィルタ係数の特定値を示している。したがって、異なる固定点処理が、フィルタ係数の異なるサイズのワード長に対して使用され得る。例えば、より短いワード長に対しては、周波数領域におけるデータは、1 2 ビット（バイナリー・ディジット）によって表される。この例において、C 1 群の係数の各々は 1 2 ビットのワード長を有する。しかしながら、より大なるワード長に対して、周波数領域のデータは、例えば、1 4 ビットによって表される。この例において、係数群 C 2 の係数の各々は 1 4 ビットのワード長を有する。その結果、多経路遅延が低いとき、より小さいサイズのフィルタ係数を処理することは、より大なるサイズのフィルタ係数を処理することと同程度効果的である。しかしながら、より小さいサイズのフィルタ係数を処理することによって、受信機はより効率的に動作する。

【 0 0 2 6 】

図 7 のフロー図を継続すると、ステップ 4 5 0 において、受信機は、決定された多経路遅延 T_{max} を、所定値 T_{MP} （例えば、1 0 0 μ 秒（マイクロ秒）の値）と比較する。 T_{MP} の値は実験的に決定され得る。 T_{max} の値が T_{MP} の値よりも大である場合、受信機は、係数群 C 2 を選択することによって、ステップ 4 7 5 において C H E 2 1 5 の周波数補間器 2 6 0 のバンド幅を増大させる。ステップ 4 8 0 において、受信機は、ワードサイズを大きく設定して、係数群 C 2 を周波数補間器 2 6 0 にロードする。そして、ステップ 4 8 5 において、受信機は、デマッパ 2 2 0 に使用するために除算因子を 1 に設定する（図 4 の信号 2 3 2）。他方、 T_{max} の値が T_{MP} の値よりも大でない場合、受信機は、係数群 C 1 を選択することによって、ステップ 4 5 5 において、C H E 2 1 5 の周波数補間器 2 6 0 のバンド幅を低減させ、ワードサイズを短く設定し、ステップ 4 6 5 においてデマッパ 2 2 0 に使用するためにステップ 4 6 0 において係数群 C 1 を周波数補間器 2 6 0 にロードし、除算因子を $1/4$ に設定する（図 4 に関する信号 2 3 2）。尚、除算因子はワード長の差異 y に関連する。除算因子は $1/2^y$ である。例えば、本明細書において、ワード長の差は 2 ビットであり、低設定に対する除算因子は $1/2^2 = 1/4$ である。

【 0 0 2 7 】

上述したように、発明の原理によれば、受信機は、チャンネル状態情報を決定するために、周波数補間器のバンド幅を多経路遅延の関数として変更する。有利にも、この手法は従来のチャンネル推定技術よりも少ないリソースをも必要とし得る。例えば、関連タップ係数のワードサイズを多経路遅延の関数として変化させることができる。尚、本発明の概念は2つの係数群との関連で記載されていたが、本発明の概念はそのように限定されず、2つより多い係数群が、異なる範囲の T_{max} の値に使用され得るように、使用され得る。さらに、係数群は同一の又は異なるワード長を有し得る。さらに、尚、本発明の概念はD TV - Tブロードキャスト信号に照らして図示されたが、本発明の概念は、ソフトウェア定義の無線受信機、DMB - T / H受信機等のチャンネル状態情報を決定し得る他の態様の受信機に限定されず、且つこれらに適用することができる。

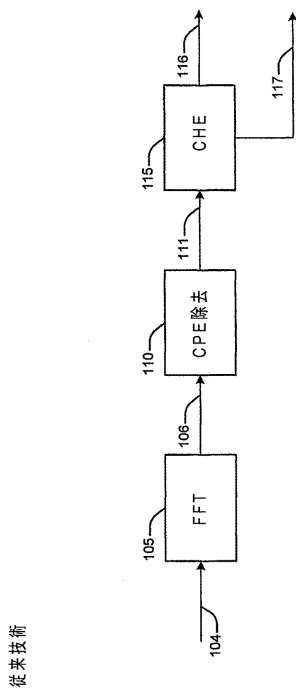
10

【 0 0 2 8 】

先に示したように、上記は本発明の原理について例示しているにすぎず、当業者であれば、本明細書に明示的に説明しないものの本発明の原理を具現化し且つその趣旨と範囲内にある多数の代替装置を考え出すことができるであろうことも十分理解されるだろう。例えば、個別の機能的要素に照らして例示されているものの、これら機能的要素は、1つ以上の集積回路(I C)において具現化され得る。同様に、別々の要素として示されているものの、いずれかの要素又はすべての要素は、例えば、図6 - 7等々に示された1つ以上のステップに対応する関連ソフトウェアを例えば実行する記憶されたプログラム制御のプロセッサ、例えば、デジタル信号プロセッサにおいて実装され得る。さらに、本発明の原理は、例えば、衛星放送、ワイヤレス - フィデリティ (W i - F i)、セルラー等の他の態様の通信システムに利用することができる。実際に、本発明の概念は、固定型受信機又は携帯型受信機にも利用することができる。したがって、多数の変更が例示の実施形態になされ得ること及び添付した特許請求の範囲に記載された本発明の趣旨及び範囲から逸脱せずに、他の装置が考えられ得ることが理解されるべきである。

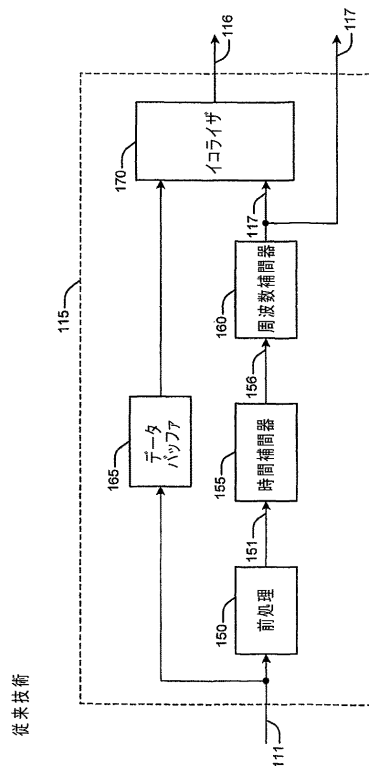
20

【 図 1 】



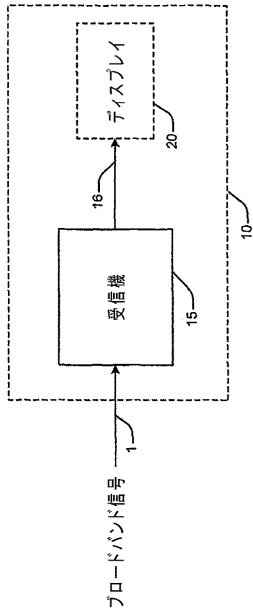
従来技術

【 図 2 】

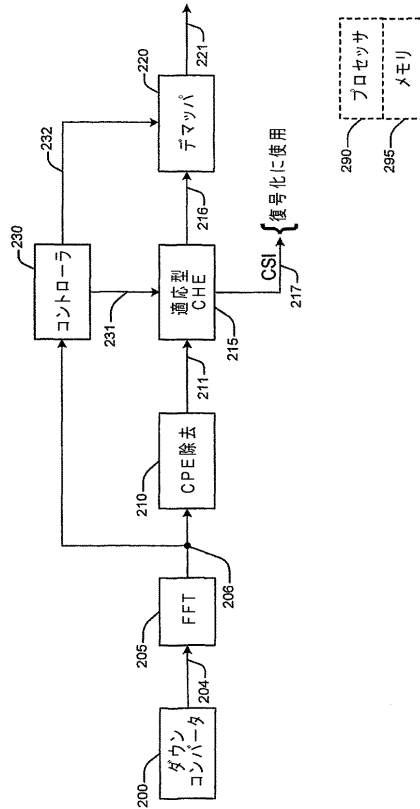


従来技術

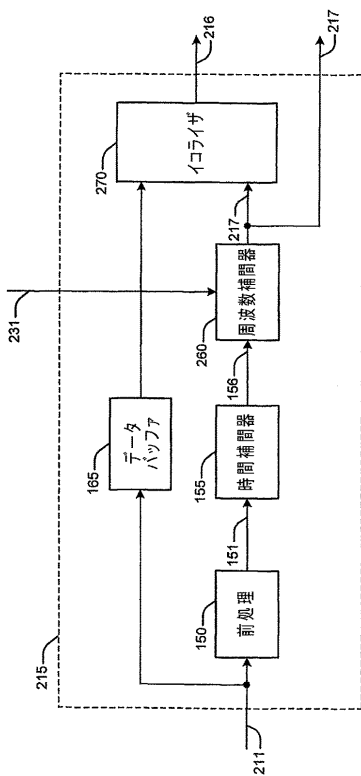
【図 3】



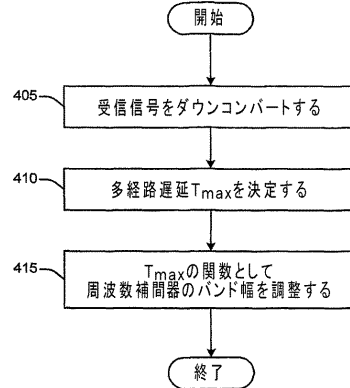
【図 4】



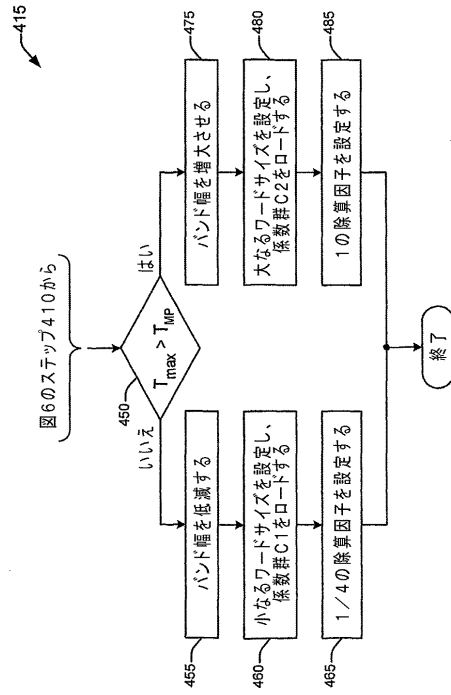
【図 5】



【図 6】



【図7】



フロントページの続き

(72)発明者 リュウ ペン

中華人民共和国 100085 ベイジン ハイディアン ディストリクト チン リバー (番地なし)

(72)発明者 ツォウ リー

中華人民共和国 100088 ベイジン ハイディアン ディストリクト シー ツー チェン
ロード 25 ビルディング 1 ルーム 302

審査官 佐々木 洋

(56)参考文献 特開2005-260331(JP, A)

特開2002-064464(JP, A)

特開平10-075226(JP, A)

特開2002-290209(JP, A)

特開2006-313981(JP, A)

特開平10-257013(JP, A)

国際公開第2007/023530(WO, A1)

特開2002-217861(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00