

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5149347号
(P5149347)

(45) 発行日 平成25年2月20日 (2013. 2. 20)

(24) 登録日 平成24年12月7日 (2012.12.7)

(51) Int. Cl.		F I		
HO4J 11/00	(2006.01)	HO4J 11/00		Z
HO4J 1/00	(2006.01)	HO4J 1/00		
HO4B 1/713	(2011.01)	HO4J 13/00	500	

請求項の数 40 外国語出願 (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2010-181395 (P2010-181395)	(73) 特許権者	595020643
(22) 出願日	平成22年8月13日 (2010. 8. 13)		クアルコム・インコーポレイテッド
(62) 分割の表示	特願2006-551545 (P2006-551545) の分割		QUALCOMM INCORPORATED
原出願日	平成17年1月26日 (2005. 1. 26)		アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
(65) 公開番号	特開2011-19259 (P2011-19259A)		121-1714、サン・ディエゴ、モア
(43) 公開日	平成23年1月27日 (2011. 1. 27)		ハウス・ドライブ 5775
審査請求日	平成22年9月13日 (2010. 9. 13)	(74) 代理人	100108855
審査番号	不服2012-283 (P2012-283/J1)		弁理士 蔵田 昌俊
審査請求日	平成24年1月6日 (2012. 1. 6)	(74) 代理人	100159651
(31) 優先権主張番号	60/540, 088		弁理士 高倉 成男
(32) 優先日	平成16年1月28日 (2004. 1. 28)	(74) 代理人	100091351
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 河野 哲
		(74) 代理人	100088683
			弁理士 中村 誠

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 スペクトル推定を使用する通信システムのためのチャネル推定

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

通信チャネル推定を行う方法であって、

複数の異なる組の通信チャネルサブバンドのための複数の周波数領域利得推定値を得ることであって、各周波数領域利得推定値が通信システムの総バンド幅の一部分において異なる時間に受信されるシンボルに基づいて生成されることと、

前記複数の周波数領域利得推定値について固有値分解による推定を行って、少なくとも1つのチャネルインパルス応答推定値を判断することと、

前記判断された少なくとも1つのチャネルインパルス応答推定値に基づいて前記通信システムにおける通信チャネルのための完全なチャネル周波数応答推定値を得ることを含む方法。

【請求項 2】

前記少なくとも1つのチャネルインパルス応答推定値の各々が前記通信チャネルのためのインパルス応答推定値におけるチャネルタップのための遅延を示す請求項 1 記載の方法。

【請求項 3】

N が 1 よりも大きい整数であるとき、通信チャネルサブバンドの各組が N 個の総サブバンドのサブセットを含む請求項 1 記載の方法。

【請求項 4】

M が 1 よりも大きい整数であるとき、通信チャネルサブバンドの各組が M 個の連続サブ

バンドを含む請求項 1 記載の方法。

【請求項 5】

M および N が 1 よりも大きい整数であり、M が N よりも小さいとき、通信チャネルサブバンドの各組が、N 個の総サブバンド全体で均等に分散されている M 個のサブバンドを含む請求項 1 記載の方法。

【請求項 6】

前記異なる組の通信チャネルサブバンドが、周波数ホッピングに使用される擬似ランダムな数列によって判断される請求項 1 記載の方法。

【請求項 7】

前記通信チャネルを介して受信されるデータ送信の時間同期化のために遅延値を使用することをさらに含む請求項 1 記載の方法。

10

【請求項 8】

前記固有値分解による推定を多重信号分類(multiple signal classification, MUSIC)技術に基づいて行うことをさらに含む請求項 1 記載の方法。

【請求項 9】

前記固有値分解による推定をピサレンコ高調波分解技術(Pisarenko harmonic decomposition technique)に基づいて行うことをさらに含む請求項 1 記載の方法。

【請求項 10】

前記通信チャネルが直交周波数分割多重化(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)、または直交周波数分割多元接続(orthogonal frequency division multiple access, OFDMA)システムの一部を使用する請求項 1 記載の方法。

20

【請求項 11】

通信チャネル推定を行うための装置であって、

複数の異なる組の通信チャネルサブバンドのための複数の周波数領域利得推定値を得る手段であって、各周波数領域利得推定値が通信システムの総バンド幅の一部分において異なる時間に受信されるシンボルに基づいて生成される手段と、

前記複数の周波数領域利得推定値について固有値分解による推定を行って、少なくとも 1 つのチャネルインパルス応答推定値を判断する手段と、

前記判断された少なくとも 1 つのチャネルインパルス応答推定値に基づいて前記通信システムにおける通信チャネルのための完全なチャネル周波数応答推定値を得る手段とを含む装置。

30

【請求項 12】

前記少なくとも 1 つのチャネルインパルス応答推定値の各々が前記通信チャネルのためのインパルス応答推定値におけるチャネルタップのための遅延を示す請求項 11 記載の装置。

【請求項 13】

N が 1 よりも大きい整数であるとき、通信チャネルサブバンドの各組が N 個の総サブバンドのサブセットを含む請求項 11 記載の装置。

【請求項 14】

M が 1 よりも大きい整数であるとき、通信チャネルサブバンドの各組が M 個の連続サブバンドを含む請求項 11 記載の装置。

40

【請求項 15】

M および N が 1 よりも大きい整数であり、M が N よりも小さいとき、通信チャネルサブバンドの各組が、N 個の総サブバンド全体で均等に分散されている M 個のサブバンドを含む請求項 11 記載の装置。

【請求項 16】

前記異なる組の通信チャネルサブバンドが、周波数ホッピングに使用される擬似ランダムな数列によって判断される請求項 11 記載の装置。

【請求項 17】

前記通信チャネルを介して受信されるデータ送信の時間同期化のために遅延値を使用す

50

る手段をさらに含む請求項 1 1 記載の装置。

【請求項 1 8】

前記固有値分解による推定を多重信号分類(multiple signal classification, MUSIC)技術に基づいて行う手段をさらに含む請求項 1 1 記載の装置。

【請求項 1 9】

前記固有値分解による推定をピサレンコ高調波分解技術(Pisarenko harmonic decomposition technique)に基づいて行う手段をさらに含む請求項 1 1 記載の装置。

【請求項 2 0】

前記通信チャンネルが直交周波数分割多重化(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)、または直交周波数分割多元接続(orthogonal frequency division multiple access, OFDMA)システムの一部を使用する請求項 1 1 記載の装置。

10

【請求項 2 1】

プロセッサおよびメモリを備え通信チャンネル推定を行う装置であって、前記メモリは以下の：

複数の異なる組の通信チャンネルサブバンドのための複数の周波数領域利得推定値を得ることであって、各周波数領域利得推定値が通信システムの総バンド幅の一部分において異なる時間に受信されるシンボルに基づいて生成されることと、

前記複数の周波数領域利得推定値について固有値分解による推定を行って、少なくとも 1 つのチャンネルインパルス応答推定値を判断することと、

前記判断された少なくとも 1 つのチャンネルインパルス応答推定値に基づいて前記通信システムにおける通信チャンネルのための完全なチャンネル周波数応答推定値を得ることを行うための、前記プロセッサによって実行可能なプログラムコードを含む装置。

20

【請求項 2 2】

前記少なくとも 1 つのチャンネルインパルス応答推定値の各々が前記通信チャンネルのためのインパルス応答推定値におけるチャンネルタップのための遅延を示す請求項 2 1 記載の装置。

【請求項 2 3】

N が 1 よりも大きい整数であるとき、通信チャンネルサブバンドの各組が N 個の総サブバンドのサブセットを含む請求項 2 1 記載の装置。

【請求項 2 4】

M が 1 よりも大きい整数であるとき、通信チャンネルサブバンドの各組が M 個の連続サブバンドを含む請求項 2 1 記載の装置。

30

【請求項 2 5】

M および N が 1 よりも大きい整数であり、 M が N よりも小さいとき、通信チャンネルサブバンドの各組が、 N 個の総サブバンド全体で均等に分散されている M 個のサブバンドを含む請求項 2 1 記載の装置。

【請求項 2 6】

前記異なる組の通信チャンネルサブバンドが、周波数ホッピングに使用される擬似ランダムな数列によって判断される請求項 2 1 記載の装置。

【請求項 2 7】

前記メモリは、前記通信チャンネルを介して受信されるデータ送信の時間同期化のために遅延値を使用するためのプログラムコードをさらに含む請求項 2 1 記載の装置。

40

【請求項 2 8】

前記メモリは、前記固有値分解による推定を多重信号分類(multiple signal classification, MUSIC)技術に基づいて行うためのプログラムコードをさらに含む請求項 2 1 記載の装置。

【請求項 2 9】

前記メモリは、前記固有値分解による推定をピサレンコ高調波分解技術(Pisarenko harmonic decomposition technique)に基づいて行うためのプログラムコードをさらに含む請求項 2 1 記載の装置。

50

【請求項 3 0】

前記通信チャネルが直交周波数分割多重化(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)、または直交周波数分割多元接続(orthogonal frequency division multiple access, OFDMA)システムの一部を使用する請求項 2 1 記載の装置。

【請求項 3 1】

コンピュータプログラムを記憶するコンピュータ読出し可能記憶媒体であって、前記コンピュータプログラムの実行は：

複数の異なる組の通信チャネルサブバンドのための複数の周波数領域利得推定値を得ることであって、各周波数領域利得推定値が通信システムの総バンド幅の一部において異なる時間に受信されるシンボルに基づいて生成されることと、

前記複数の周波数領域利得推定値について固有値分解による推定を行って、少なくとも 1 つのチャネルインパルス応答推定値を判断することと、

前記判断された少なくとも 1 つのチャネルインパルス応答推定値に基づいて前記通信システムにおける通信チャネルのための完全なチャネル周波数応答推定値を得ることのためであるコンピュータ読出し可能記憶媒体。

【請求項 3 2】

前記少なくとも 1 つのチャネルインパルス応答推定値の各々が前記通信チャネルのためのインパルス応答推定値におけるチャネルタップのための遅延を示す請求項 3 1 記載のコンピュータ読出し可能記憶媒体。

【請求項 3 3】

N が 1 よりも大きい整数であるとき、通信チャネルサブバンドの各組が N 個の総サブバンドのサブセットを含む請求項 3 1 記載のコンピュータ読出し可能記憶媒体。

【請求項 3 4】

M が 1 よりも大きい整数であるとき、通信チャネルサブバンドの各組が M 個の連続サブバンドを含む請求項 3 1 記載のコンピュータ読出し可能記憶媒体。

【請求項 3 5】

M および N が 1 よりも大きい整数であり、M が N よりも小さいとき、通信チャネルサブバンドの各組が、N 個の総サブバンド全体で均等に分散されている M 個のサブバンドを含む請求項 3 1 記載のコンピュータ読出し可能記憶媒体。

【請求項 3 6】

前記異なる組の通信チャネルサブバンドが、周波数ホッピングに使用される擬似ランダムな数列によって判断される請求項 3 1 記載のコンピュータ読出し可能記憶媒体。

【請求項 3 7】

前記コンピュータプログラムの実行は、前記通信チャネルを介して受信されるデータ送信の時間同期化のために遅延値を使用するためでもある請求項 3 1 記載のコンピュータ読出し可能記憶媒体。

【請求項 3 8】

前記コンピュータプログラムの実行は、前記固有値分解による推定を多重信号分類(multiple signal classification, MUSIC)技術に基づいて行うためでもある請求項 3 1 記載のコンピュータ読出し可能記憶媒体。

【請求項 3 9】

前記コンピュータプログラムの実行は、前記固有値分解による推定をピサレンコ高調波分解技術(Pisarenko harmonic decomposition technique)に基づいて行うためでもある請求項 3 1 記載のコンピュータ読出し可能記憶媒体。

【請求項 4 0】

前記通信チャネルが直交周波数分割多重化(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)、または直交周波数分割多元接続(orthogonal frequency division multiple access, OFDMA)システムの一部を使用する請求項 3 1 記載のコンピュータ読出し可能記憶媒体。

【発明の詳細な説明】

10

20

30

40

50

【技術分野】

【0001】

米国特許法第119条のもとでの優先権の主張

本特許出願は、2004年1月28日に出願され、本発明の譲受人に譲渡され、それによって本明細書において参照によって明示的に取り入れられている仮出願第60/540,088号(“TIME-SYNCHRONIZATION AND CHANNEL SOUNDING USING SPECTRAL ESTIMATION”)に対して優先権を主張している。

【0002】

本発明は、概ね、通信、より具体的には、通信システムのためのチャンネル推定に関する。

10

【背景技術】

【0003】

無線通信システムにおいて、無線周波数(radio frequency, RF)被変調信号は、送信機から受信機へ多数の信号経路を経由して移動し得る。信号経路が異なる遅延をもつとき、受信機における受信信号は、異なる利得および遅延の送信信号の多数のインスタンスを含むであろう。無線チャンネルにおけるこの時間分散は、周波数選択フェージングを引き起こし、これは、システムのバンド幅全体における、大きさおよび位相が異なる周波数応答によって特徴付けられる。

【0004】

送信機と受信機との間の無線チャンネルの正確な推定は、通常、送信機によって送られたデータ送信を効果的に受信するために必要とされる。チャンネル推定は、一般に、送信機からパイロットを送り、受信機においてパイロットを測定することによって行われる。パイロットは、受信機によって事前に知られている変調シンボルから構成されているので、チャンネル応答は、受信パイロットシンボル対送信パイロットシンボルの比として推定され得る。

20

【0005】

パイロット送信は、システムにおけるオーバーヘッドを表す。したがって、パイロット送信を可能な程度まで最小化することが望ましい。これは、システムのバンド幅の小さい部分において“狭帯域”のパイロットを送り、このパイロットを使用して、無線チャンネルのためのチャンネル推定値(例えば、周波数応答推定値またはインパルス応答推定値)を得ることによって達成され得る。チャンネル推定値が、時間領域であるか、または周波数領域であるかにかかわらず、チャンネル推定値の分解能は、通常、チャンネル推定値に使用されたパイロットのバンド幅によって制限される。したがって、粗い分解能のみをもつチャンネル推定値は、狭帯域のパイロットの1つの送信/インスタンスから得られ得る。この粗いチャンネル推定値が、データ送信を復元するために受信機によって使用されるとき、不良の性能を与え得る。

30

【0006】

したがって、当技術において、狭帯域のパイロットに基づいて、良好な分解能をもつチャンネル推定値を求める技術が必要とされている。

【発明の概要】

40

【0007】

狭帯域のパイロットまたは広帯域のパイロットに基づいて、高分解能をもつ向上したチャンネル推定値を得る技術が、本明細書に記載されている。これらの技術は、無線またはワイヤーラインのマルチキャリア通信システム(例えば、OFDMベースのシステム)に使用され、さらに加えて、順方向リンク(またはダウンリンク)および逆方向リンク(またはアップリンク)にも使用され得る。

【0008】

チャンネル推定を行う実施形態では、最初に、通信チャンネル(例えば、無線チャンネル)のための第1のチャンネル推定値を得る。この第1のチャンネル推定値は、(1)異なるシンボル期間において、異なる組のサブバンド上で送られる狭帯域のパイロットか、または(2)

50

システムにおける全てまたは多数のサブバンド上で送られる広帯域のパイロットの何れかから得られる周波数応答推定値であり得る。次に、第1のチャンネル推定値に対してスペクトル推定を行って、このチャンネル推定値の少なくとも1つの周波数成分を判断する。第1のチャンネル推定値が周波数応答推定値であるとき、異なるサブバンドのチャンネル利得に対してスペクトル推定を行い得る。周波数応答推定値の各周波数成分は、無線チャンネルのインパルス応答推定値におけるチャンネルタップの遅延を示す。スペクトル推定は、別途記載されるように、種々の技術を使用して行われ得る。次に、無線チャンネルのための第2のチャンネル推定値を、スペクトル推定によって判断された周波数成分に基づいて得る。

【0009】

第2のチャンネル推定値は、(1) L個のチャンネルタップ(なお、 $L \geq 1$)をもつ無線チャンネルのインパルス応答推定値、(2) N個までの総サブバンドのためのチャンネル利得をもつ無線チャンネルの向上した周波数応答推定値、(3) 無線チャンネルのためのインパルス応答推定値におけるチャンネルタップの長期間の時間平均されたエネルギーを示すチャンネルプロフィール、(4) 無線チャンネルを介して送信された信号の到着時間を示す遅延値、または(5) 無線チャンネルに関する何か他の関連情報を含み得る。第2のチャンネル推定値は、種々のやり方で使用され得る。例えば、向上した周波数応答推定値のためのチャンネル利得は、無線チャンネルを介して受信されたデータ送信の整合フィルタリングまたは等化に使用され得る。到着時間の遅延値は、データ送信の時間同期化に使用され得る。

【0010】

本発明の種々の態様および実施形態が、さらに詳しく別途記載される。

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図1A】例示的な送信方式を示す図。

【図1B】例示的な送信方式を示す図。

【図2】無線チャンネルのインパルス応答を示す図。

【図3】チャンネル推定を行う特定のプロセスを示す図。

【図4】スペクトル推定を使用して、チャンネル推定を行うプロセスを示す図。

【図5】端末および基地局のブロック図。

【図6】OFDM復調器およびチャンネル推定器を示す図。

【発明を実施するための形態】

【0012】

本発明の特徴および性質は、別途記載される詳細な説明から、同じ参照符号が全体的に対応して同定している図面と共に採用されるとき、より明らかになるであろう。

【0013】

“例示的”という用語は、本明細書において“例、事例、または実例としての役割を果たす”ことを意味するために使用されている。本明細書に記載されている何れの実施形態または設計も、必ずしも、他の実施形態または設計よりも、好ましいまたは好都合であると解釈されると限らない。

【0014】

本明細書に記載されているチャンネル推定技術は、種々の無線およびワイヤーラインのマルチキャリア通信システムに使用され得る。多数の搬送波は、直交周波数分割多重化(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)、ディスクリートなマルチトーン(discrete multi tone, DMT)、何か他のマルチキャリア変調技術、または何か他の構成で得られ得る。OFDMは、全システムバンド幅を、多数(N)の直交サブバンドへ効果的に分割する。サブバンドは、トーン、副搬送波、ビン、および周波数チャンネルとも呼ばれる。OFDMを用いると、各サブバンドは、データで変調され得る各副搬送波と関係付けられる。

【0015】

分かり易くするために、以下では、無線OFDMベースのシステムのためのチャンネル推定技術を記載する。1つのこのようなシステムは、多数の無線端末のための通信を同時に

10

20

30

40

50

支援することができる直交周波数分割多元接続(orthogonal frequency division multiple access, OFDMA)システムである。OFDMを用いると、(例えば、データまたはパイロット、あるいはこの両者のための)N個までの変調シンボルが、各OFDMシンボル期間(または、単に、“シンボル期間”)において、N個の総サブバンド上で送られ得る。これらの変調シンボルは、N点逆高速フーリエ変換(inverse fast Fourier transform, IFFT)で時間領域に変換され、N個の時間領域のサンプルまたはチップを含む“変換された”シンボルが得られる。周波数選択フェージングによって引き起こされるシンボル間干渉(inter-symbol interference, ISI)を抑制するために、変換されたシンボルのCチップを反復し、N+Cチップを含むOFDMシンボルを形成する。なお、Cは、通常、Nの数分の1(例えば、1/4または1/8)である。C反復チップは、しばしば巡回プレフィクスと呼ばれ、Cは、巡回プレフィクス長である。

10

【0016】

データおよびパイロットは、OFDMベースのシステムにおいて、種々のやり方で送信され得る。次に、いくつかの例示的な送信方式を記載する。

【0017】

図1Aは、OFDMベースのシステムに使用され得る周波数ホッピング(frequency hopping, FH)送信方式110を示している。周波数ホッピングは、悪い経路の影響および干渉のランダム化に対して周波数ダイバーシチを与えることができる。周波数ホッピングを用いると、各端末(またはユーザ)は、各“ホップ”期間において使用する個々のサブバンドを示す異なるFH系列を割り当てられ得る。各FH系列は、割り当てられた端末のサブバンドをランダムに選択する擬似ランダムな数列であり得る。同じ基地局と通信している異なる端末のFH系列は、互いに直交し、したがって、2つの端末は、何れの所与のホップ期間においても同じサブバンドを使用しない。これは、同じ基地局と通信している端末間の(“セクタ内”)干渉を回避する。各基地局のFH系列は、近隣の基地局のFH系列に対して擬似ランダムである。これらの端末のFH系列が、同じホップ期間において同じサブバンドを選択するときは必ず、2つの異なる基地局と通信している2つの端末間で干渉が生じる。しかしながら、この(“セクタ間”)干渉は、FH系列の擬似ランダムな性質のためにランダム化される。

20

【0018】

図1Aに示されているように、各ホップ期間は、多数のシンボル期間にまたがり得る。各端末は、各ホップ期間において、M個のサブバンドの組を割り当てられ得る(ここで、Mは2以上であり得る)。(データの変調シンボルである)データシンボルは、(パイロットの変調シンボルである)パイロットシンボルと時分割多重化(time division multiplexed, TDM)され得る。M個のサブバンドは、(図1Aに示されているように)隣接していても、または隣接していなくてもよい(例えば、S個のサブバンドずつ均等に間隔を置かれている)。送信方式110は、例えば、OFDMAシステムの逆方向リンクに使用され得る。

30

【0019】

図1Bは、同じくOFDMベースのシステムに使用され得る“インターレースされた”送信方式120を示している。図1Bに示されている例では、パイロットサブバンドのS個の異なる組が形成され、各組は、パイロット送信に使用される $M = N / S$ 個のサブバンド(または“パイロットサブバンド”)を含む。性能を向上するために、図1Bに示されているように、各組内のパイロットサブバンドは、S個のサブバンドずつ均等に間隔を置かれ、S個のパイロットサブバンドの組はインターレースされ得る。データシンボルは、パイロット送信に使用されない他のサブバンド上で送られ得る。一般に、任意の数のパイロットサブバンドの組が形成され、各組は、任意の数のサブバンドを含み得る。送信方式120は、例えば、OFDMAシステムの順方向リンクに使用され得る。

40

【0020】

本明細書に記載されているチャネル推定技術は、種々の送信方式と共に使用され得る。これらの技術は、図1Aまたは1Bに示されているように、または何か他のやり方で、送信され得る狭帯域のパイロットに使用され得る。これらの技術は、TDM方式でデータと

50

共に、N個の総サブバンドの全て、または多数の上で送信され得る広帯域のパイロットにも使用され得る。

【0021】

OFDMベースのシステムにおける無線チャンネルは、時間領域のチャンネルインパルス応答または対応する周波数領域のチャンネル周波数応答の何れかによって特徴付けられ得る。本明細書において使用されているように、従来の用語法と一致して、“チャンネルインパルス応答”は、チャンネルの時間領域の応答であり、“チャンネル周波数応答”は、チャンネルの周波数領域の応答である。サンプルデータシステム(sampled-data-system)では、チャンネル周波数応答は、チャンネルインパルス応答の離散フーリエ変換(discrete Fourier transform, DFT)である。分かり易くするために、次の記述では、チャンネルインパルス応答は、一連の“チャンネルタップ”から構成され、各チャンネルタップは、チャンネルタップ利得(または、単に、“タップ利得”)およびチャンネルタップ遅延(または、単に、“タップ遅延”)によって定められる。チャンネル周波数応答は、1組の“チャンネル利得”から構成され、各チャンネル利得は、特定のサブバンドのためのものである。

10

【0022】

図2は、無線チャンネルのインパルス応答210を示している。チャンネルインパルス応答210は、目的とする(例えば、十分な強さの)L個のチャンネルタップを含む。各チャンネルタップは、 h_i の複素利得をもち、 d_i の遅延において位置を特定される。一般に、各チャンネルタップは、1とNとの間のどこにでも位置し(または、 $1 \leq d_i \leq N$)、ここで、Nは、無線チャンネルのタイムスパンまたは長さでもある。L個のタップ利得は、 $\{h_i\}$ または h_i (なお、 $i = 1, 2, \dots, L$)として示される。L個のタップ遅延は、 $\{d_i\}$ または d_i (なお、 $i = 1, 2, \dots, L$)として示される。タップ利得 $\{h_i\}$ は、無線チャンネルのドップラ拡散によって判断されるレートで変化する相関ランダム変数である。Lタップ利得 $\{h_i\}$ およびLタップ遅延 $\{d_i\}$ は、未知数であり、別途記載されるように推定され得る。

20

【0023】

チャンネルインパルス応答は、z領域において、Lタップの有限インパルス応答(finite impulse response, FIR)フィルタ、 $H(z)$ によって、次のように表わされ得る。

【数1】

$$H(z) = \sum_{i=1}^L h_i \cdot z^{-d_i} \quad \text{式(1)}$$

30

ここで、 z^{-1} は、1つのサンプル(または、チップ)期間の遅延を示し、 z^{-d_i} は、i番目のチャンネルタップの遅延を示す。

【0024】

チャンネルインパルス応答は、タップ遅延 $\{d_i\}$ を明示的に参照することなく、 $L \times 1$ のベクトル \underline{h} によっても表され得る。

40

【0025】

$$\underline{h} = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_L]^T \quad \text{式(2)}$$

ここで、“ T ”は、転置を示す。

【0026】

チャンネルプロフィールは、次のように定められ得る。

【0027】

$$P = \text{diag} \{ \underline{h} \cdot \underline{h}^T \} \quad \text{式(3)}$$

ここで、 $\underline{h} \cdot \underline{h}^T$ は、時間平均化動作を示し、

$\text{diag} \{ \underline{M} \}$ は、行列 \underline{M} の対角成分のみをもつ対角行列であり、

P は、チャンネルプロフィールのための $L \times L$ の対角行列である。

50

【0028】

対角行列は、対角線に沿って、可能なゼロ以外の値を、他の場所に、ゼロを含む。 P の対角線成分は、 \underline{h} によって定められるチャンネルプロフィールを表わす。チャンネルプロフィールは、チャンネルインパルス応答におけるチャンネルタップの長期間の時間平均されたエネルギーを示す。チャンネルプロフィールは、フェージング、ドップラ、等のような、短期間の影響を含まない。したがって、チャンネルプロフィールは、信号が移動し得る媒体の反射率/透過率を示す。

【0029】

周波数領域のチャンネル利得は、次に示すように、パイロット送信に使用される各サブバンドのために推定され得る。

【0030】

$H_k = y_k / p_k$ 、なお、 $k = 1, 2, \dots, M$ 式(4)

ここで、 y_k は、サブバンド k の受信パイロットシンボルであり、

p_k は、サブバンド k 上で送信されるパイロットシンボルであり、

H_k は、サブバンド k のためのチャンネル利得推定値である。

【0031】

パイロット送信に使用される M 個のサブバンドのための M 個のチャンネル利得 $\{H_k\}$ は、式(4)に示されているように、これらのサブバンド上で受信されたパイロットシンボルに基づいて推定され得る。チャンネル利得は、周波数領域の値である。各チャンネル利得は、 L (未知数)個の時間領域のチャンネルタップのフーリエ変換として、次のように表現され得る。

【数2】

$$H_k = \sum_{i=1}^L (h_i \cdot e^{j2\pi d_i(k-1)/N} + n_i) = \sum_{i=1}^L (h_i \cdot e^{j\omega_i(k-1)} + n_i), \text{ なお、 } k=1, 2, \dots, M \quad \text{式(5)}$$

【0032】

ここで、 $\omega_i = 2\pi d_i / N$ は、 i 番目のチャンネルタップの各周波数(ラジアン)であり、

n_i は、 i 番目のチャンネルタップのための雑音である。

【0033】

角周波数 ω_i (なお、 $i = 1, 2, \dots, L$)は、チャンネル利得 $\{H_k\}$ の周波数成分であり、無線チャンネルのインパルス応答のための未知のタップ遅延と直接に関係する。したがって、次に記載されるように、タップ遅延は、チャンネル利得 $\{H_k\}$ に対してスペクトル(または、トーン)推定を行うことによって推定され得る。

【0034】

式(5)は、行列の形で、次のように表現され得る。

【数3】

$$\underline{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \\ H_3 \\ \vdots \\ H_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j\omega_1} & e^{j\omega_2} & \dots & e^{j\omega_L} \\ e^{j2\omega_1} & e^{j2\omega_2} & \dots & e^{j2\omega_L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(M-1)\omega_1} & e^{j(M-1)\omega_2} & \dots & e^{j(M-1)\omega_L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ \vdots \\ h_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ \vdots \\ n_L \end{bmatrix} \quad \text{式(6)}$$

$$\text{または } \underline{\mathbf{H}} = \underline{\mathbf{Q}}\underline{\mathbf{h}} + \underline{\mathbf{n}} \quad \text{式(7)}$$

10

20

30

40

50

【 0 0 3 5 】

ここで、 \underline{Q} は、式(6)に示されている要素を含む $M \times L$ の“フーリエタイプ”の行列であり、 \underline{n} は、 $L \times 1$ の雑音ベクトルである。

【 0 0 3 6 】

パイロットは、(例えば、図1Aまたは1Bに示されているように)異なる時間間隔において、 M 個のサブバンドの異なる組の上で送信され得る。例えば、パイロットは、1つの時間間隔において、サブバンド $k = 1, 2, \dots, M$ 上で、その後で、次の時間間隔において、サブバンド $k = 1 + b, 2 + b, \dots, M + b$ (ここで、 b は、任意のオフセット値であり得る) 上で、等で送られ得る。サブバンド $k = 1 + b, 2 + b, \dots, M + b$ 上で送られるパイロットのためのチャンネル利得は、次のように表現され得る。

【数4】

$$\underline{H}_b = \underline{Q} \underline{B} \underline{h} + \underline{n} \quad \text{式(8)}$$

ここで、 \underline{B} は、 $\underline{B} = \text{diag}(e^{j b \omega_1}, e^{j b \omega_2}, \dots, e^{j b \omega_L})$ によって与えられる $L \times L$ の対角行列である。

【 0 0 3 7 】

\underline{H} の $M \times M$ の相関(または、外積)行列は、 $\underline{H} \cdot \underline{H}^H$ として定められ得る(ここで、“ H ”は、共役転置を示している)。 \underline{H} の相関行列の長期間の時間平均は、 \underline{R} として示され、次のように表現され得る。

【 0 0 3 8 】

$$\underline{R} = \underline{H} \cdot \underline{H}^H = \underline{Q} \cdot \underline{P} \cdot \underline{Q}^H + \sigma^2 \cdot \underline{I} \quad \text{式(9)}$$

式(9)は、式(3)、(7)、および(8)に基づいて得られる。異なるオフセット値の集合の \underline{B} 行列が、ゼロ平均になるように、 b のオフセット値が、(例えば、図1Aに示されているような擬似ランダムなやり方、または図1Bに示されているような決定論的なやり方で)適切に選択され得る。この場合に、十分な量の平均化が、異なる時間間隔のために得られる補正行列において行われるとき、 \underline{B} 行列は相殺し、 \underline{R} に現われない。さらに加えて、式(9)は、チャンネル雑音が、ゼロ平均、 σ^2 の分散、および $\underline{n} \underline{n}^H = \sigma^2 \cdot \underline{I}$ の自己共分散行列をもつ加法的白色ガウス雑音(additive white Gaussian noise, AWGN)であると仮定する。ここで、 \underline{I} は、対角線に沿って1、他の場所にゼロをもつ恒等行列である。

【 0 0 3 9 】

固有値分解は、次に示すように、行列 \underline{R} に対して行われ得る。

【 0 0 4 0 】

$$\underline{R} = \underline{V} \cdot \underline{D} \cdot \underline{V}^H \quad \text{式(10)}$$

ここで、 \underline{V} は、 \underline{R} の固有ベクトルの $M \times M$ のユニタリー行列であり、 \underline{D} は、 \underline{R} の固有値の $M \times M$ の対角行列である。

【 0 0 4 1 】

ユニタリー行列 \underline{M} は、特性 $\underline{M}^H \underline{M} = \underline{I}$ によって特徴付けられる。ユニタリー行列の列は、互いに直交しており、各列は、単位冪をもつ。固有値分解は、Gilbert Strangによる文献("Linear Algebra and Its Applications", Second Edition, Academic Press, 1980)に記載されている。

【 0 0 4 2 】

\underline{D} の M 個の対角成分は、 \underline{R} の固有値と呼ばれる。 \underline{V} の M 列は、 \underline{R} の固有ベクトルと呼ばれる。 \underline{V} の各列は、 \underline{D} における1つの固有値に対応する。したがって、 \underline{V} の1列目または最左列は、 \underline{D} の1列目における対角成分に対応し、 \underline{V} の2列目は、 \underline{D} の2列目における対

10

20

30

40

50

角成分に対応する、等である。

【 0 0 4 3 】

\underline{D} におけるM個の固有値は、最も小さいものから、最も大きいものに順序付けられ、順序付けの後に、 $\{ \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M \}$ として示される。なお、 λ_1 は、最小固有値であり、 λ_M は、最大固有値である。 \underline{D} における固有値が順序付けられると、それに対応して、 \underline{V} における固有ベクトルが順序付けられる。 \underline{D} におけるM-L個の最小固有値(すなわち、 λ_1 ないし λ_{M-L})は、雑音分散 σ^2 に等しく、“雑音”固有値と呼ばれる。M-L個の雑音固有値に対応する \underline{V} におけるM-L個の固有ベクトル(すなわち、順序付け後の \underline{V} のM-L個の最左列)は、 \underline{R} の“雑音”固有ベクトルと呼ばれ、 $\{ r_1, r_2, \dots, r_{M-L} \}$ として示される。雑音固有ベクトルは、 \underline{Q} の列に直交する。

10

【 0 0 4 4 】

Lタップ利得/電力が、行列 \underline{P} に含まれ、Lタップ遅延が、行列 \underline{Q} に含まれている。 \underline{Q} のL列の各々は、次の形式をもつ。

【数5】

$$\underline{q}_\ell = [1, e^{j2\pi(\ell-1)/N}, e^{j2\pi(\ell-1)/N}, \dots, e^{j2\pi(M-1)(\ell-1)/N}] \quad \text{式(11)}$$

ここ、 ℓ は、未知のタップ遅延を表わす指数であり、1ないしNの範囲内、すなわち $\ell \in \{1, 2, \dots, N\}$ である。

20

【 0 0 4 5 】

コスト関数は、次のように定められ得る。

【数6】

$$C(\ell) = \frac{1}{\sum_{k=1}^{M-L} |\underline{q}_\ell^H \cdot \underline{r}_k|^2}, \text{ なお、 } \ell = 1, 2, \dots, N \quad \text{式(12)}$$

30

L個の未知のタップ遅延は、次のように、コスト関数 $C(\ell)$ に基づいて得られ得る。コスト関数は、 ℓ のN個の可能な値、すなわち、 $\ell = 1, 2, \dots, N$ の各々に対して評価される。 ℓ の各値は、チャネルタップに対する仮定の遅延値を表わす。 ℓ の各値において、最初に、式(11)に示されているように、ベクトル \underline{q}_ℓ を決め、M-L個の雑音固有ベクトルの各々と乗算し、M-Lの内積 $\underline{g}_k = \underline{q}_\ell^H \cdot \underline{r}_k$ (なお、 $k = 1, 2, \dots, M-L$)を得る。各内積の冪は、 $|\underline{g}_k|^2 = \underline{g}_k \cdot \underline{g}_k^*$ のように計算される。ここで、“*”は、複素共役を示す。次に、M-Lの内積の冪を加算し、加算された冪の逆数を、 ℓ のこの値のためのコスト値 C_ℓ として与える。N個のコスト値 C_ℓ (なお、 $\ell = 1, 2, \dots, N$)が、 ℓ のN個の可能な値に対して得られる。

40

【 0 0 4 6 】

\underline{Q} の列は、雑音固有ベクトルに直交であるので、 \underline{Q} の任意の列と任意の雑音固有ベクトルとの内積は小さいか、またはゼロである。したがって、 \underline{Q} の各列のM-Lの内積の加算

50

された冪は小さく、この加算された冪の逆数は大きい。次に、N個のコスト値の中のL個の最大値が識別される。

【数7】

L個の最大コスト値に対応する ℓ のL個の値は、チャンネルインパルス応答のためのL個の未知のタップ遅延を表わす。 ℓ のこれらのL個の識別された値は、行列 \underline{Q} を形成するのに使用され得る。

10

【0047】

次に、L個のタップ利得が、次のように求められ得る。

【0048】

$$\underline{h}_b = \underline{B}^{-1} \underline{Q}^{-1} \underline{H}_b \quad \text{式(13)}$$

ここで、 \underline{H}_b は、M個のパイロットサブバンドの1組のための周波数応答推定値のための $M \times 1$ のベクトルであり、

\underline{h}_b は、Lタップをもつチャンネルインパルス応答推定値のための $L \times 1$ のベクトルである。

【0049】

インパルス応答推定値 \underline{h}_b は、パイロットサブバンドの各組のための周波数応答推定値 \underline{H}_b に対して得られ得る。パイロットサブバンドの異なる組のためのインパルス応答推定値を平均し、(ベクトル \underline{h}_L によって示される)Lタップをもつ平均インパルス応答推定値を得ることができる。

20

【0050】

(ベクトル \underline{h}_N によって示される)Nタップをもつ“完全な”チャンネルインパルス応答推定値は、Lタップをもつ平均チャンネルインパルス応答推定値 \underline{h}_L に基づいて形成され得る。N \times 1のベクトル \underline{h}_N は、(L個の最大コスト値に対応する

【数8】

ℓ

30

【0051】

のL個の値によって判断される)適切なタップ指数における $L \times 1$ のベクトル \underline{h}_L の全L個の要素と、他の全てのタップ指数におけるN-L個のゼロとを含むであろう。(ベクトル \underline{H}_N によって示されている)全N個のサブバンドの“完全な”チャンネル周波数応答推定値は、完全なチャンネルインパルス応答推定値 \underline{h}_N に対してN点高速フーリエ変換(fast Fourier transform, FFT)を行うことによって得られ得る。

40

【0052】

$$\underline{H}_N = \underline{W} \cdot \underline{h}_N \quad \text{式(14)}$$

ここで、 \underline{W} は、(i, j)番目のエントリ $w_{i,j}$ が式(15)として与えられるように定められるN \times Nのフーリエ行列である。

【数9】

$$w_{i,j} = e^{-j2\pi \frac{(i-1)(j-1)}{N}} \text{、なお、 } i=1, 2, \dots, N \text{ および } j=1, 2, \dots, N \quad \text{式(15)}$$

【0053】

ここで、 i は、行の指数であり、 j は、列の指数である。完全なチャンネル周波数応答推定値、 \underline{H}_N は、無線チャンネルを介して受信されたデータ送信の整合フィルタリング、等化、等に使用され得る。

10

【0054】

上述において、 L は、推定のチャンネルタップ数を示す。一般に、 L は、無線チャンネルの実際のインパルス応答におけるチャンネルタップ数 (L_{act}) と等しくても、または等しくなくてもよい。 $L = L_{act} < M$ であるときは、 L_{act} 個のチャンネルタップは、上述のように推定され得る。 $L = L_{act}$ 、かつ $L < M$ であるときは、無線チャンネルのチャンネルプロフィールを表す L 個のチャンネルタップは、既に記載したように得られ得る。 $L = 1$ であるときは、 M が 1 よりも大きい限り、(L_{act} 長である) チャンネルプロフィールの中心に位置している 1 つのチャンネルタップが得られ得る。(d_s として示されている) この 1 つのチャンネルタップに対応するタップ遅延は、無線チャンネルを介して送信された信号の到着時間の推定値として使用され得る。概して、 M が増加するとき、良好な精度および高分解能をもつ、より多くのチャンネルタップが推定され得る。 M が N に等しいか、または N に近い広帯域のパイロットにおいて、 N までのタップをもつ完全なチャンネルインパルス応答が、広帯域のパイロットに基づいて推定値され得る。

20

【0055】

本明細書に記載されている技術は、向上したチャンネル推定値を得るために使用され得る。本明細書に使用されているように、“チャンネル推定値” は、無線チャンネルのための情報のあらゆるタイプおよびあらゆる組合せを含み得る。例えば、チャンネル推定値は、チャンネルプロフィール、周波数応答推定値のための 1 組のチャンネル利得、インパルス応答推定値のための一連のチャンネルタップ、単一のチャンネルタップ、無線チャンネルを介して送信された信号の到着時間、および / または無線チャンネルの何か他の関連情報を含み得る。

30

【0056】

図 3 は、チャンネル推定を行うプロセス 300 のフローチャートを示している。最初に、時間平均相関行列 \underline{R} を、ゼロに設定する (ブロック 312)。受信 OFDM シンボルを、無線チャンネルから得て、処理し (例えば、OFDM 復調)、 M 個のパイロットサブバンドのための M 個の受信パイロットシンボルを得る (ブロック 314)。図 1 A および 1 B に示されているように、異なる組のサブバンドを使用して、異なるシンボル期間において、パイロットを送信することができる。狭帯域のパイロットでは、式 (4) に示されているように、受信パイロットシンボルを使用して、(ベクトル \underline{H} によって示されている) 部分的な周波数応答推定値を得る (同じく、ブロック 314)。次に、行列 \underline{R} を、ベクトル \underline{H} に基づいて、次のように更新する (ブロック 316)。

40

【0057】

$$\underline{R}_{m+1} = \underline{R}_m + \underline{H} \cdot \underline{H}^H \quad \text{式(16)}$$

ここで、 \underline{R}_m は、 m 番目の更新間隔における相関行列である。

【0058】

次に、行列 \underline{R} が、パイロットをもつ十分な数の OFDM シンボルにおいて平均されたかどうかを判断する (ブロック 318)。答えが、‘ノー’ であるときは、プロセスは、ブロック 314 に戻って、パイロットをもつ別の OFDM シンボルを受信し、処理する。そうでなければ、既に記載されたように、行列 \underline{R} の雑音固有ベクトルを得る (ブロック 320)。

50

【数 10】

次に、例えば、式(12)に示されているように、雑音固有ベクトルに基づいて、 ℓ の N 個の可能な値のために、コスト関数 $C(\ell)$ を計算する(ブロック 322)。次に、既に記載したように、コスト関数 $C(\ell)$ において得られたコスト値に基づいて、チャンネルプロフィールを識別する(ブロック 324)。

10

【0059】

次に、識別されたチャンネルプロフィールに基づいて、チャンネル推定値を求め得る(ブロック 326)。例えば、チャンネルインパルス応答推定値は、式(13)に示されているように得られ、チャンネル周波数応答推定値は、式(14)に示されているように得られ得る。次に、プロセスは、ブロック 312に戻り、別のチャンネル推定値を得る。

【0060】

チャンネル推定値は、行列 \underline{R} の実行平均に基づいても得られ得る。例えば、行列 \underline{R} は、ブロック 316において、次のように、無限インパルス応答(infinite impulse response, IIR)フィルタに基づいて更新され得る。

【0061】

$$\underline{R}_{m+1} = \alpha \cdot \underline{R}_m + (1 - \alpha) \cdot \underline{H} \cdot \underline{H}^H \quad \text{式(17)}$$

ここで、 α は、平均量を判断する係数である。 α のより大きい値は、より大きい平均に対応する。次に、プロセス 300は、ブロック 326から、(ブロック 312ではなく)ブロック 314に遷移するように変更され得る。次に、更新されたチャンネルプロフィールおよびチャンネル推定値が、例えば、パイロットをもつ OFDM シンボルが受信されるときは必ず得られ得る。

20

【0062】

上述のチャンネル推定値は、把握される未知のタップ遅延(d_i 、なお、 $i = 1, 2, \dots, L$)が、使用可能な周波数領域のチャンネル利得の未知の周波数成分(α_i 、なお、 $i = 1, 2, \dots, L$)であるという認識に基づく。次に、スペクトル推定(またはスペクトル解析)を使用して、チャンネル利得の未知の周波数成分を判断する。これらの周波数成分は、一度判断されると、チャンネルインパルス応答推定値のための未知のタップ遅延の推定値としての役割を果たす。

30

【0063】

分かり易くするために、多重信号分類(multiple signal classification, MUSIC)技術としばしば呼ばれる、特定のスペクトル推定技術を既に記載した。他のスペクトル推定技術を使用して、周波数応答推定値の周波数成分(したがって、インパルス応答推定値のタップ遅延)を把握することもでき、これは、本発明の範囲内である。例えば、スペクトル推定は、ピリオドグラム技術(periodogram technique)、プロニー推定器(Prony estimator)、ピサレンコ高調波分解技術(Pisarenko harmonic decomposition technique)、等に基づいて行われ得る。MUSIC 技術を含む、これらの種々のスペクトル推定技術は、S. L. Marple Jr. による文献("A Tutorial Overview of Modern Spectral Estimation", Proc. IEEE, 1989, pp.2152-2157)、並びに B. D. Koa および K. S. Arum による文献("Model Based Processing of Signals: A State Space Approach", Proc. IEEE, Vol. 80, No. 2, Feb 1992, pp.283-309)に記載されている。

40

【0064】

図 4 は、スペクトル推定を使用して、チャンネル推定を行うプロセス 400 のフローチャートを示している。受信 OFDM シンボルを、通信チャンネルから得て、処理し、部分的または完全な周波数応答推定値を得る(ブロック 412)。通信チャンネルは、無線チャンネルであっても、またはワイヤラインチャンネルであってもよい。狭帯域のパイロットでは、部分的

50

な周波数応答推定値が、パイロットをもつ各OFDMシンボルにおいて、N個の総サブバンドの小さいサブセットのために得られ得る。広帯域のパイロットでは、完全な周波数応答推定値が、パイロットをもつ各OFDMシンボルにおいて、N個の総サブバンドの全てまたは多数において得られ得る。

【0065】

次に、現在の受信OFDMシンボルのための周波数応答推定値、および、恐らくは、先に受信したOFDMシンボルのための周波数応答推定値に対して、スペクトル推定を行い、周波数応答推定値の1つ以上の周波数成分を判断する(ブロック414)。スペクトル推定は、MUSIC、ピリオドグラム、プロニー推定器、ピサレンコ高調波分解、または何か他の技術に基づき得る。各スペクトル推定技術は、一般に、平均化の何かのタイプを採用し、求められている周波数成分の良好な推定値を得る。次に、スペクトル推定を終了するかどうかを判断する(ブロック416)。スペクトル推定は、例えば、パイロットをもつ所定数のOFDMシンボルが処理された後で、計算された誤差基準が所定の閾値よりも低いとき、等のように、種々の基準に基づいて判断され得る。終了基準は、使用するのに選択されたスペクトル推定技術に依存し得る。ブロック416において判断されるように、スペクトル推定が続くときは、プロセスは、ブロック412に戻り、パイロットをもつ別のOFDMシンボルを処理する。そうでなければ、スペクトル推定によって判断された周波数成分に基づいて、チャンネル推定値を得る(ブロック418)。例えば、チャンネル推定値は、チャンネルインパルス応答推定値のためのL個のチャンネルタップまたはL個のタップ遅延、あるいはこの両者(なお、 $L \geq 1$)、チャンネル周波数応答推定値のためのチャンネル利得、信号の到着時間、チャンネルプロフィール、等を含み得る。

【0066】

本明細書に記載されている技術を使用して、パイロットが送信されても、システムのバンド幅の小さい部分のみが、任意の所与の時間において観測可能であるように、良好な分解能をもつチャンネル推定値を得ることができる。MがNよりも相当に小さいとして、パイロットが一度にM個のみのサブバンド上で送られるとき、受信機は、これらのM個のサブバンド上で受信されたパイロットに基づいて、比較的狭い帯域上の無線チャンネルのみを観察することができる。したがって、MがNよりも相当に小さいときに、 $1/M$ が $1/N$ よりも相当により粗い場合に、 $1/M$ の遅延分解能は、M個のサブバンドの各組のための狭帯域のパイロットに基づいて得られ得る。本明細書に記載されている技術は、 $1/N$ の遅延分解能をもつチャンネルタップを与えることができ、これは、任意の1つの狭帯域のパイロット送信で可能なものよりも、相当により良い分解能であり得る。

【0067】

本明細書に記載されている技術は、過剰な遅延拡散に対処するのににも使用され得る。OFDMベースのシステムは、巡回プレフィクス長以下の遅延拡散に耐えることができる。無線チャンネルの遅延拡散は、無線チャンネルのインパルス応答のタイムスパン(または継続期間)であり、これは、 d_1 が、最も早いチャンネルタップであり、 d_{last} が、最も遅いチャンネルタップであるとき、 $d_{last} - d_1$ である。遅延拡散が、巡回プレフィクス長以下であるときは、N個のサブバンドは、互いに直交である。遅延拡散が巡回プレフィクス長よりも大きいときは、過剰な遅延拡散が生じる。この場合に、Cよりも大きい遅延(すなわち、チャンネルインパルス応答の“過剰”部分)をもつチャンネルタップは、ISIおよびチャンネル推定誤差(この両者は、システムの性能を劣化し得る)のような、種々の悪影響をもたらし得る。本明細書に記載されている技術を使用すると、タップ遅延を把握し、チャンネルインパルス応答の過剰な部分を識別することができる。過剰な遅延拡散があるというこの知識を使用して、よりよい性能のために“移動中(on the fly)”の受信機を最適化することができる。例えば、受信機は、過剰な部分を捕捉できるより長いインパルス応答推定値を得るために、(サブバンドの各組ではなく)サブバンドの多数の組において受信されたパイロットシンボルに基づいてチャンネル推定を行い得る。これは、“Pilot Transmission and Channel Estimation for an OFDM System With Excess Delay Spread”という名称の、一緒に譲渡された米国特許出願(Attorney Docket No.030488)に記載され

ている。

【 0 0 6 8 】

本明細書に記載されている技術は、時間同期化を達成するために、受信機によって使用されることもでき、これは、受信機における信号の到着時間の判断を伴う。送信機が任意の時間的瞬間に送信し、無線チャネルが未知の遅延を取り入れ得るので、受信機は、通常、信号の到着時間を事前に知らない。信号の到着時間を判断することができる分解能は、チャネル観測のバンド幅によって制限される。したがって、MがNよりも相当に小さいときは、M個のサブバンドの何れか1組において受信されるパイロットに基づいて、粗い到着時間のみが推定され得る。本明細書に記載されている技術は、(L = 1を用いて既に記載されたような)無線チャネルを介して送信された信号のより正確な到着時間を与えること
10

【 0 0 6 9 】

図5は、OFDMベースのシステム(例えば、OFDMAシステム)における端末500および基地局550のブロック図を示している。逆方向リンクでは、端末500において、送信(TX)データプロセッサ510が、トラヒックおよび制御データを受信し、フォーマットし、符号化し、インターリーブし、変調し(すなわち、シンボルマップし)、変調シンボル(またはデータシンボル)を与える。OFDM変調器520は、データシンボルおよびパイロットシンボルを受信し、既に記載されたようにOFDM変調を行い、OFDMシンボルのストリームを与える。パイロットおよびデータシンボルは、(例えば、図1Aまたは1Bに示されているような)種々のやり方で送信され得る。OFDMAシステムでは、データおよびパイロットシンボルは、(例えば、図1Aに示されているように)端末500に割り当てられたM個のサブバンド上で送信され得る。送信機ユニット(TMTT)522は、OFDMシンボルのストリームを受信し、調整し(例えば、アナログに変換し、増幅し、フィルタにかけ、周波数アップコンバートし)、逆方向リンク信号を生成する(これは、アンテナ524を介して基地局550へ送信される)。
20

【 0 0 7 0 】

基地局550において、アンテナ552は、逆方向リンク信号を受信し、受信信号を受信機ユニット(RCV)554に与える。受信機ユニット554は、受信信号を調整し(例えば、フィルタにかけ、増幅し、周波数ダウンコンバートし)、調整された信号をデジタル化し、受信チップをOFDM復調器556に与える。
30

【 0 0 7 1 】

図6は、OFDM復調器556およびチャネル推定器568の実施形態を示している。OFDM復調器556内では、巡回プレフィクス取り外しユニット612は、各OFDMシンボルに付加された巡回プレフィクスを取り外す。次に、FFTユニット614は、N点FFTを使用して、周波数領域へ各受信され変換されたシンボルを変換し、N個のサブバンドのためのN個の受信シンボルを得る。FFTユニット614は、受信パイロットシンボルをチャネル推定器568に与え、受信データシンボルをデータ検出器616に与える。さらに加えて、データ検出器616は、チャネル推定器568から逆方向リンクで周波数応答推定値を受信し、この周波数応答推定値を用いて、受信データシンボルに対して検出(例えば、整合フィルタリングまたは等化)を行い、検出されたデータシンボル(すなわち、送信データシンボルの推定値)を受信(RX)データプロセッサ558に与える。
40

【 0 0 7 2 】

チャネル推定器568は、受信パイロットシンボルを得て、チャネル推定を行う。チャネル推定器568内では、パイロット検出器622は、受信パイロットシンボルに対する変調を取り外し、端末500の逆方向リンクの周波数応答推定値を得る。スペクトル推定器624は、スペクトル推定を行って、周波数応答推定値の1つ以上の周波数成分を得る。スペクトル推定器624は、図3のプロセス300を行うか、または何か他のスペクトル推定技術を採用し得る。ポストプロセッサ626は、スペクトル推定器624から周波数成分を受信し、使用して、端末500の逆方向リンクのチャネル推定値を求める。ポストプロセッサ626は、完全なチャ
50

ネルインパルス応答推定値、完全なチャンネル周波数応答推定値、等を求め得る。OFDM Aシステムでは、多数の端末が、逆方向リンク上で、割り当てられたサブバンド上で、パイロットを同時に送信し得る。次に、チャンネル推定器568は、各端末の周波数応答推定値を、端末から受信したパイロットシンボルに基づいて得て、この周波数応答推定値の1つ以上の周波数成分を判断し、端末のチャンネル推定値を求めるであろう。

【0073】

タイミングループ628は、スペクトル推定器624から、端末500の信号の到着時間を受信し、時間を同期させる。例えば、端末500によって送られた送信が、基地局550において適切に時間整列するように、タイミングループ628は、送信のタイミングを調節するのに使用されるタイミング制御を生成し得る。時間の同期化は、多重アクセスシステムが、多数の端末からの送信が、基地局において相互に干渉しない、または最小限で干渉するのを保証するのに重要である。その代わりに、または付加的に、タイミングループ628は、OFDM復調器556のタイミングを調整するのに使用する制御信号を生成することもある。(例えば、一次ループを実施し得る)タイミングループ628は、端末500からの送信が、基準時間に対して早いか、または遅いかを検出し、その送信が基地局550に基準時間に到着するように、端末500にそのタイミングを早めるか、または遅らせるように命令するのに使用される繰り上げ/繰り下げ制御を生成し得る。

【0074】

図5を再び参照すると、RXデータプロセッサ558は、検出されたデータシンボルを復調し(すなわち、シンボルデマッピング)、デインターリーブし、復号し、送信されたデータを復元する。OFDM復調器556およびRXデータプロセッサ558による処理は、それぞれ、端末500におけるOFDM変調器520およびTXデータプロセッサ510による処理と相補的である。

【0075】

順方向リンクでは、TXデータプロセッサ582は、トラヒックおよび制御データを処理し、データシンボルを与える。OFDM変調器584は、パイロットシンボルをもつデータシンボルを受信し、多重化し、OFDM変調を行い、OFDMシンボルのストリームを与える。同じ、または異なる送信方式が、順方向および逆方向リンクで使用され得る。例えば、図1Aに示されている送信方式を、逆方向リンクに使用してもよく、図1Bに示されている送信方式を順方向リンクに使用してもよい。順方向および逆方向リンク上でのパイロット送信に、同数または異なる数のサブバンドが使用され得る。何れの場合においても、送信機ユニット586は、OFDMシンボルのストリームを受信し、処理し、順方向リンク信号を生成し、それはアンテナ552を介して端末へ送信される。

【0076】

端末500では、基地局550からの順方向リンク信号が、アンテナ524によって受信され、受信機ユニット542によって処理され、受信チップを得る。次に、OFDM復調器(OFDM Demodulator, OFDM DEMOD)544が、受信チップを処理し、受信パイロットシンボルをチャンネル推定器528に与え、検出されたデータシンボルをRXデータプロセッサ546に与える。チャンネル推定器528は、例えば、図3に示されているもののようなスペクトル推定技術を使用して、順方向リンクのチャンネル推定を行う。チャンネル推定器528は、図6に示されるようにも実施され得る。RXデータプロセッサ546は、検出されたデータシンボルを処理し、基地局550によって送信されたトラヒックデータを復元する。

【0077】

プロセッサ530および570は、端末500および基地局550における動作を指示する。メモリユニット532および572は、それぞれ、プロセッサ530および570によって使用されるプログラムコードおよびデータを記憶する。さらに加えて、プロセッサ530および570は、それぞれチャンネル推定器528および568を実施し、順方向および逆方向リンクのためのチャンネル推定を行い得る。

【0078】

本明細書に記載されているチャンネル推定技術は、種々の手段によって実施され得る。例

10

20

30

40

50

えば、これらの技術は、ハードウェア、ソフトウェア、またはその組合せにおいて実施され得る。ハードウェアの実施では、チャンネル推定を行うのに使用される処理ユニットは、1つ以上の特定用途向け集積回路(application specific integrated circuit, ASIC)、デジタル信号プロセッサ(digital signal processor, DSP)、デジタル信号処理デバイス(digital signal processing device, DSPD)、プログラマブル論理デバイス(programmable logic devices, PLD)、フィールドプログラマブルゲートアレイ(field programmable gate array, FPGA)、プロセッサ、制御装置、マイクロ制御装置、マイクロプロセッサ、本明細書に記載されている機能を実行するように設計された他の電子ユニット、またはその組合せの中で実施され得る。

【0079】

ソフトウェアの実施では、チャンネル推定技術は、本明細書に記載されている機能を行うモジュール(例えば、手続き、機能、等)で実施され得る。ソフトウェアコードは、メモリユニット(例えば、図5のメモリユニット532または572)に記憶され、プロセッサ(例えば、制御装置530または570)によって実行され得る。メモリユニットは、プロセッサ内で実施されても、またはプロセッサの外部で実施されてもよく、その場合は、当技術において知られている種々の手段を介して、プロセッサに通信上で接続されることができる。

【0080】

開示されている実施形態のこれまでの記述は、当業者が本発明を作成または使用するのを可能にするために与えられている。これらの実施形態への種々の変更は、当業者には容易に明らかになり、本明細書に定められている一般的な原理は、本発明の意図および範囲から逸脱することなく、他の実施形態に適用され得る。したがって、本発明は、本明細書に示されている実施形態に制限されることを意図されず、本明細書に開示されている原理および新規な特徴に一致する最も幅広い範囲にしたがうことを意図されている。

【符号の説明】

【0081】

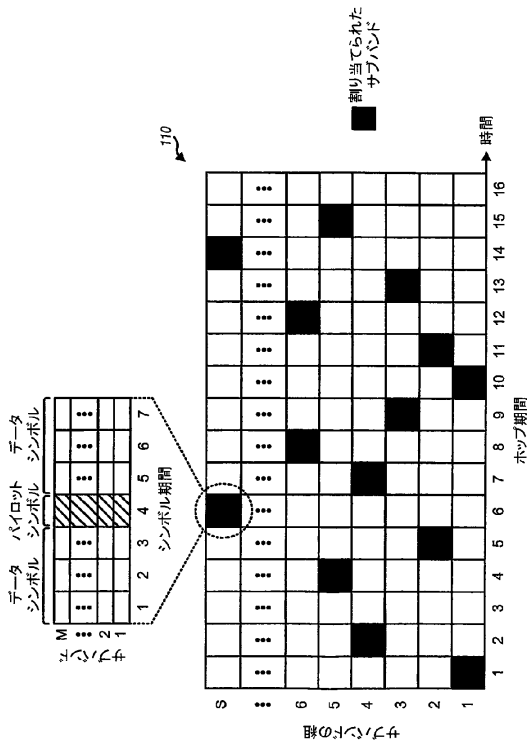
110,120・・・送信方式、210・・・チャンネルインパルス応答、300,400・・・プロセス

。

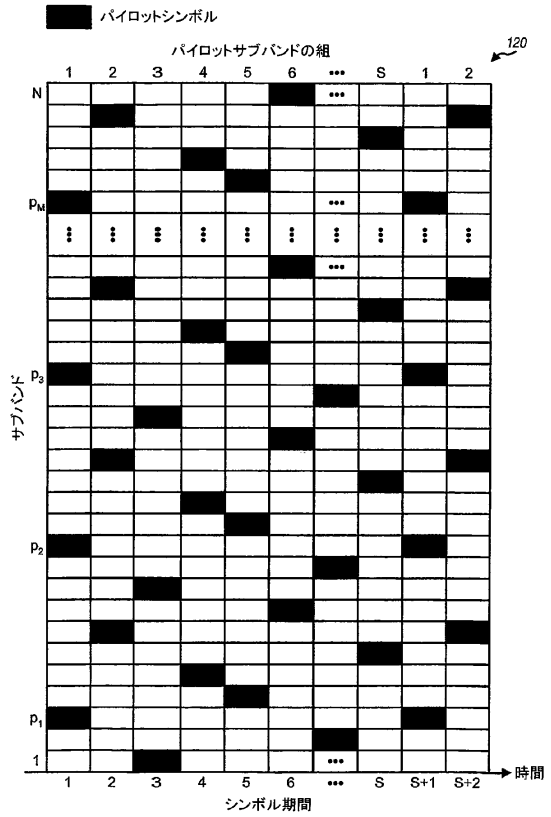
10

20

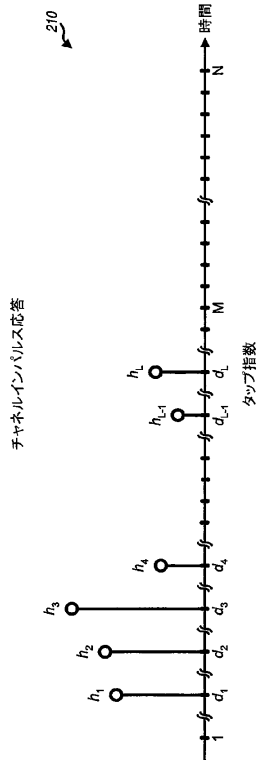
【図1A】



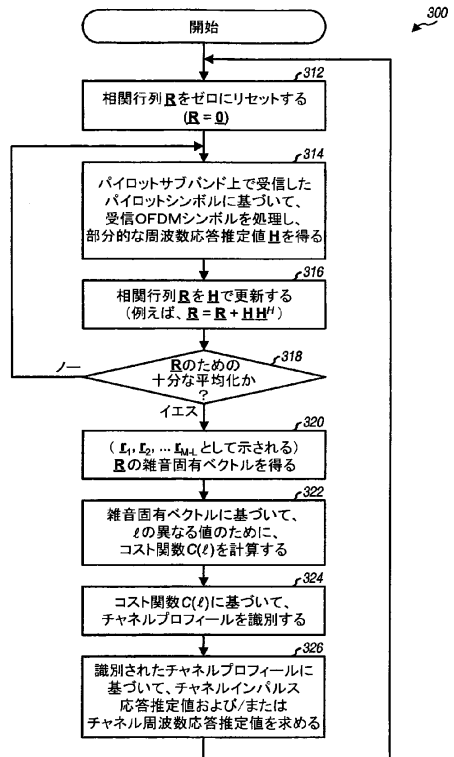
【図1B】



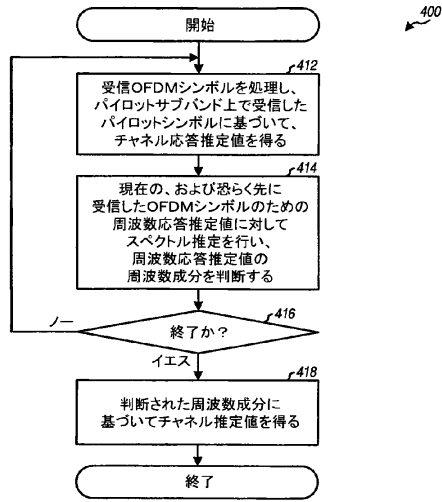
【図2】



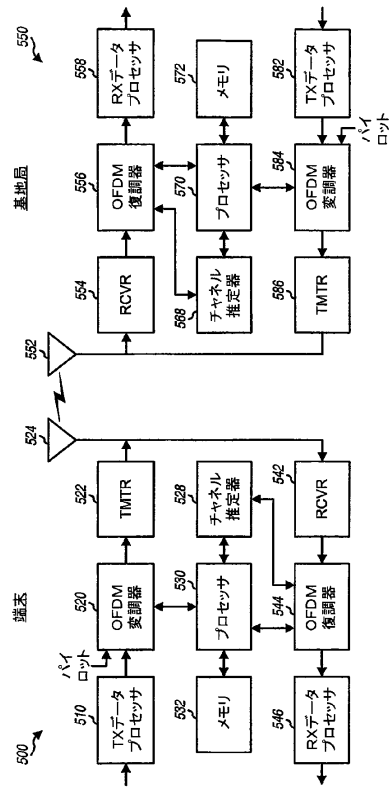
【図3】



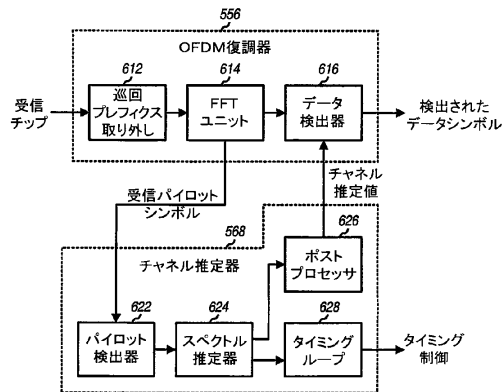
【図4】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

- (74)代理人 100109830
弁理士 福原 淑弘
- (74)代理人 100075672
弁理士 峰 隆司
- (74)代理人 100095441
弁理士 白根 俊郎
- (74)代理人 100084618
弁理士 村松 貞男
- (74)代理人 100103034
弁理士 野河 信久
- (74)代理人 100119976
弁理士 幸長 保次郎
- (74)代理人 100153051
弁理士 河野 直樹
- (74)代理人 100140176
弁理士 砂川 克
- (74)代理人 100158805
弁理士 井関 守三
- (74)代理人 100124394
弁理士 佐藤 立志
- (74)代理人 100112807
弁理士 岡田 貴志
- (74)代理人 100111073
弁理士 堀内 美保子
- (74)代理人 100134290
弁理士 竹内 将訓
- (72)発明者 アルビン・ビジャイ・キールシ
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92126、サン・ディエゴ、ナンバー126、ジェイド・
コースト・ロード 8217

合議体

審判長 石井 研一

審判官 山本 章裕

審判官 藤井 浩

- (56)参考文献 特開2000-341239(JP,A)
特開2000-286822(JP,A)
特開2001-358694(JP,A)
特開2001-358695(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00