

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6571139号
(P6571139)

(45) 発行日 令和1年9月4日(2019.9.4)

(24) 登録日 令和1年8月16日(2019.8.16)

(51) Int.Cl.	F I
HO 4 L 27/26 (2006.01)	HO 4 L 27/26 2 0 0
	HO 4 L 27/26 3 1 3
	HO 4 L 27/26 1 1 4
	HO 4 L 27/26 4 1 2

請求項の数 9 外国語出願 (全 30 頁)

(21) 出願番号	特願2017-146711 (P2017-146711)	(73) 特許権者	595020643
(22) 出願日	平成29年7月28日 (2017.7.28)		クアアルコム・インコーポレイテッド
(62) 分割の表示	特願2015-215972 (P2015-215972) の分割		QUALCOMM INCORPORATED
原出願日	平成18年3月7日 (2006.3.7)		アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
(65) 公開番号	特開2017-229078 (P2017-229078A)		121-1714、サン・ディエゴ、モア
(43) 公開日	平成29年12月28日 (2017.12.28)		ハウス・ドライブ 5775
審査請求日	平成29年8月25日 (2017.8.25)	(74) 代理人	100108855
(31) 優先権主張番号	60/659,526		弁理士 蔵田 昌俊
(32) 優先日	平成17年3月7日 (2005.3.7)	(74) 代理人	100109830
(33) 優先権主張国・地域又は機関	米国 (US)		弁理士 福原 淑弘
(31) 優先権主張番号	11/175,607	(74) 代理人	100158805
(32) 優先日	平成17年7月5日 (2005.7.5)		弁理士 井関 守三
(33) 優先権主張国・地域又は機関	米国 (US)	(74) 代理人	100112807
			弁理士 岡田 貴志

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 周波数分割多重化を利用する通信システムのパイロット送信およびチャネル推定

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

通信システムでパイロットを生成するための装置で実現される方法であって、前記方法は、

多相系列に基づく第1の系列の時間ドメインパイロットシンボルを、前記装置を介して、形成することと、

前記第1の系列のパイロットシンボルに基づく第2の系列のパイロットシンボルを、前記装置を介して、取得するために前記第1の系列のパイロットシンボルを複数回複製することと、

シンボル周期のうちのサンプル周期でデータシンボルと時間分割多重化された前記第2の系列のパイロットシンボルに基づく系列の出力シンボルを、前記装置を介して、生成することであって、前記第2の系列のパイロットシンボルの最後のC個のシンボルを前記第2の系列のパイロットシンボルの開始にコピーすることによって、巡回語頭を備え通信チャネルを介する送信に適した前記系列の出力シンボルを形成するもので、Cは巡回語頭長である、生成することと、

を備える、方法。

【請求項2】

IFDMAパイロットを生成する場合、位相ランプを前記第2の系列のパイロットシンボルに適用すること

をさらに備える、請求項1に記載の方法。

【請求項 3】

前記系列の出力シンボルを時間ドメインにおいて前記通信チャネルを介して送信すること

をさらに備える、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 4】

前記多相系列は、時間ドメインにおける一定のエンベロープと、周波数ドメインにおけるフラットなスペクトル応答とを有する、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 5】

ワイヤレス通信の装置であって、

多相系列に基づく第 1 の系列の時間ドメインパイロットシンボルを形成する手段と、
前記第 1 の系列のパイロットシンボルに基づく第 2 の系列のパイロットシンボルを取得するために前記第 1 の系列のパイロットシンボルを複数回複製する手段と、

シンボル周期のうちのサンプル周期でデータシンボルと時間分割多重化された前記第 2 の系列のパイロットシンボルに基づく系列の出力シンボルを生成する手段であって、前記第 2 の系列のパイロットシンボルの最後の C 個のシンボルを前記第 2 の系列のパイロットシンボルの開始にコピーすることによって、巡回語頭を備え通信チャネルを介する送信に適した前記系列の出力シンボルを形成するもので、C は巡回語頭長である、生成する手段

を備える、装置。

【請求項 6】

IFDMAパイロットを生成するために、

位相ランプを前記第 2 の系列のパイロットシンボルに適用する手段

をさらに備える、請求項 5 に記載の装置。

【請求項 7】

前記系列の出力シンボルを時間ドメインにおいて前記通信チャネルを介して送信する手段

をさらに備える、請求項 5 に記載の装置。

【請求項 8】

前記多相系列は、時間ドメインにおける一定のエンベロープと、周波数ドメインにおけるフラットなスペクトル応答とを有する、請求項 5 に記載の装置。

【請求項 9】

コンピュータで実行されると、請求項 1 乃至 4 のうちのいずれか一項に記載の方法を行うためのソフトウェアコードを備える、ソフトウェア。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

(米国特許法第 119 条による優先権の主張)

本特許出願は、2005年3月7日に出願された、「パイロット設計およびチャネルインターリーブ周波数分割多重アクセス通信の推定 (Estimation for Pilot Design and Channel Interleaved Frequency Division Multiple Access Communication)」と題された仮特許出願第 60/659,526 号の優先権を主張するものであり、これはこの譲受人に譲渡され、参照として本明細書に組み込まれている。

【0002】

本発明は概して通信に、より具体的には通信システムのパイロット送信およびチャネル推定に関する。

【0003】

直交周波数分割多重化 (OFDM) とは、複数 (K 個) の直交サブバンドにシステム帯域幅全体を分割するマルチキャリア変調技術のことである。これらのサブバンドはまた、トーン、サブキャリアおよび周波数ビンとも称される。OFDM によって、各サブバンドは、データによって変調可能なそれぞれのサブキャリアと関連している。

10

20

30

40

50

【 0 0 0 4 】

OFDMは、マルチパス効果に対する高スペクトル効率および堅牢性などの特定の所望の特徴を有する。しかしながら、OFDMの主要な欠点は高いピーク対平均電力比(PAPR)であり、これは、OFDM波形の平均電力に対するピーク電力の比が高くなる恐れがあることを意味している。OFDM波形の高PAPRは、全サブキャリアがデータによって別個に変調される場合に、これらの生じうる恐れのある同相(つまりコヒーレント)追加に起因する。事実、ピーク電力は、OFDMの平均電力の最大K倍となる可能性があるといえる。

【 0 0 0 5 】

OFDM波形の高PAPRは望ましくなく、また性能を劣化させることがある。例えば、OFDM波形の大きなピークは、電力増幅器を高非線形領域または場合によってはクリップで動作させることがあり、これは、信号品質を劣化させる恐れがある相互変調歪みおよび他のアーチファクトを招くことになる。劣化した信号品質は、チャンネル推定やデータ検出などの性能に悪影響を与える恐れがある。

10

【 0 0 0 6 】

従って、当分野には、マルチキャリア変調の高PAPRの悪影響を軽減可能な技術に対する必要性がある。

【 発明の概要 】

【 0 0 0 7 】

高PAPRを回避可能なパイロット送信技術およびチャンネル推定技術が本明細書に説明されている。パイロットは、多相系列に基づいて、シングルキャリア周波数分割多重アクセス(SC-FDMA)を使用して生成されてもよい。多相系列は、良好な時間特徴(例えば、一定の時間ドメインエンベロープ)および良好な空間特徴(例えば、フラットな周波数スペクトル)を有する系列である。SC-FDMAは、(1)全K個のサブバンド全体に均一に間隔をあけられているサブバンドでデータおよび/またはパイロットを送信するインタリーブFDMA(IFDMA)と、(2)通常全K個のサブバンド間の隣接するサブバンドでデータおよび/またはパイロットを送信する局所FDMA(LFDMA)とを含んでいる。IFDMAは分散FDMAとも称され、LFDMAは狭帯域FDMAとも称される。

20

【 0 0 0 8 】

IFDMAを使用するパイロット送信の実施形態では、第1の系列のパイロットシンボルは多相系列に基づいて形成され、第2の系列のパイロットシンボルを取得するために複数複製される。位相ランプ(phase ramp)は、第3の系列の出力シンボルを取得するために該第2の系列のパイロットシンボルに適用されてもよい。巡回語頭は該第3の系列の出力シンボルに付加されて、IFDMAシンボルを形成し、これは通信チャンネルを介して該時間ドメインで送信される。該パイロットシンボルは、時間分割多重化(TDM)、符号分割多重化(CDM)および/または他の多重化スキームを使用してデータシンボルによって多重化されてもよい。

30

【 0 0 0 9 】

LFDMAを使用するパイロット送信の実施形態では、第1の系列のパイロットシンボルが多相系列に基づいて形成され、第2の系列の周波数ドメインシンボルを取得するために該周波数ドメインに変換される。第3の系列のシンボルは、パイロット送信に使用される1グループのサブバンドにマッピングされる該第2の系列の周波数ドメインシンボルと、残りのサブバンドにマッピングされるゼロシンボルとによって形成される。該第3の系列のシンボルは、第4の系列の出力シンボルを取得するために該時間ドメインに変換される。巡回語頭は該第4の系列の出力シンボルに付加されてLFDMAシンボルを形成し、これは通信チャンネルを介して該時間ドメインで送信される。

40

【 0 0 1 0 】

チャンネル推定の実施形態では、少なくとも1つのSC-FDMAシンボルが通信チャンネルを介して受信されて、受信パイロットシンボルを取得するために処理される(例えば、

50

TDMパイロットについて逆多重化、あるいはCDMAパイロットに対してデチャンネル化)。SC-FDMAシンボルはIFDMAシンボルやLFDMAシンボルであってもよい。チャンネル推定は該受信シンボルに基づいて、最小2乗平均誤差(MMSE)技術、最小2乗(LS)技術あるいは他のチャンネル推定技術を使用して導出される。フィルタリング、閾値化、打ち切りおよび/またはタップ選択が、チャンネル推定の改良を取得するために実行されてもよい。該チャンネル推定はまた、反復チャンネル推定やデータ支援チャンネル推定を実行することによって改良されてもよい。

【0011】

本発明の種々の態様および実施形態がさらに詳細に後述される。

【図面の簡単な説明】

10

【0012】

【図1】通信システムのインタレースサブバンド構造を示している。

【図2】1セットN個のサブバンドのIFDMAシンボルの生成を示している。

【図3】狭帯域サブバンド構造を示している。

【図4】1グループN個のサブバンドのLFDMAシンボルの生成を示している。

【図5A】パイロットおよびデータがシンボル周期で多重化されるTDMパイロットスキームを示している。

【図5B】パイロットおよびデータがサンプル周期で多重化されるTDMパイロットスキームを示している。

【図5C】パイロットおよびデータがシンボル周期で結合されるCDMパイロットスキームを示している。

20

【図5D】パイロットおよびデータがサンプル周期で結合されるCDMパイロットスキームを示している。

【図6】データによって多重化される広帯域パイロット時間分割を示している。

【図7A】パイロットIFDMAシンボルを生成するプロセスを示している。

【図7B】パイロットLFDMAシンボルを生成するプロセスを示している。

【図8】チャンネル推定を実行するプロセスを示している。

【図9】送信機および受信機のブロック図を示している。

【図10A】TDMパイロットスキームの送信(TX)データ/パイロットプロセッサを示している。

30

【図10B】CDMパイロットスキームの送信(TX)データ/パイロットプロセッサを示している。

【図11A】IFDMA変調器を示している。

【図11B】LFDMA変調器を示している。

【図12A】TDMパイロットのIFDMA復調器を示している。

【図12B】CDMパイロットのIFDMA復調器を示している。

【図13A】TDMパイロットのLFDMA復調器を示している。

【図13B】CDMパイロットのLFDM S復調器を示している。

【発明を実施するための形態】

【0013】

40

本発明の特徴および性質は、図面と関連して説明される詳細な記述からより明らかになり、同一の参照符号は図面全体を通して対応して識別する。

【0014】

用語「例示的」は本明細書では、「実施例、例または図示として作用する」ことを意味するために使用されている。「例示的」に本明細書に説明されている任意の実施形態や設計は必ずしも、他の実施形態や設計より好ましいまたは好都合であると解釈されるべきではない。

【0015】

本明細書に説明されているパイロット送信およびチャンネル推定技術は、マルチキャリア変調を利用したり、周波数分割多重化を実行したりする種々の通信システムに使用されて

50

もよい。例えば、これらの技術は、周波数分割多重アクセス (FDMA) システム、直交周波数分割多重アクセス (OFDMA) システム、SC-FDMA システム、IFDMA システム、LFDMA システム、OFDM ベースシステムなどに使用されてもよい。これらの技術はまた、フォワードリンク (またはダウンリンク) およびリバースリンク (またはアップリンク) に使用されてもよい。

【0016】

図1は、通信システムに使用されてもよい例示的サブバンド構造100を示している。このシステムはBW MHzの全帯域幅を有しており、これは、1~Kの指数が与えられるK個の直交サブバンドに分割される。隣接するサブバンド間の間隔はBW/K MHzである。スペクトル成形システムにおいて、システム帯域幅の両端のいくつかのサブバンドは、データ/パイロット送信に使用されず、システムがスペクトルマスク要件を満たすようにガードサブバンドとして作用する。代替的に、K個のサブバンドはシステム帯域幅の使用可能な部分に定義されてもよい。簡潔にするために、以下の説明では、全K個のサブバンドがデータ/パイロット送信に使用されてもよいとする。

10

【0017】

サブバンド構造100について、全K個のサブバンドはS個の非同サブバンドセットに配列され、これらはまたインタレースと称される。S個のセットは、K個のサブバンドの各々が1つのセットにのみ属するという点において非同または非重複である。各セットは、セットにおける連続サブバンドがS個のサブバンド分間隔をあけられるように、全K個のサブバンド全体に均一に分散されているN個のサブバンドを含有しており、ここで

20

【0018】

図1は、具体的なサブバンド構造を示している。一般的に、サブバンド構造は、任意の数のサブバンドセットを含んでもよく、各セットは任意の数のサブバンドを含んでもよい。セットは同一または異なる数のサブバンドを含んでもよい。例えば、N個のサブバンドを含むことがあるセットもあるのに対して、2N個、4N個あるいは他のサブバンド数を

30

【0019】

S個のサブバンドセットは、データおよびパイロット送信に使用可能なS個のチャネルとして見られることもある。例えば、各ユーザに1つのサブバンドセットが割り当てられてもよく、また各ユーザのデータおよびパイロットは割り当てられたサブバンドセットで送信されてもよい。S人のユーザは、S個のサブバンドセットでリバースリンクを介して基地局へデータ/パイロットを同時に送信してもよい。基地局はまた、S個のサブバンドセットでフォワードリンクを介してS人のユーザにデータ/パイロットを同時に送信してもよい。リンクごとに、最大N個の変調シンボルが、他のサブバンドセットへの干渉を引き起こすことなく、各セットのN個のサブバンドで各シンボル周期 (時間または周波数) で送信されてもよい。変調シンボルは、(例えば、M-PSK、M-QAMなどの) 信号コンステレーションのポイントの複素数値である。

40

【0020】

OFDMについて、変調シンボルは周波数ドメインで送信される。サブバンドセットごとに、N個の変調シンボルが各シンボル周期のN個のサブバンドで送信されてもよい。以下の説明では、シンボル周期はOFDMシンボル1個、IFDMAシンボル1個またはLFDMAシンボル1個の時間分である。変調シンボルは、送信に使用されるN個のサブバンドの各々にマッピングされ、(ゼロの信号値である) ゼロシンボルはK-N個の未使用

50

サブバンドの各々にマッピングされる。K個の変調およびゼロシンボルは、K個の変調およびゼロシンボルに対してKポイント逆高速フーリエ変換（IFFT）を実行することによって周波数ドメインから時間ドメインに変換され、K個の時間ドメインサンプルを取得する。時間ドメインサンプルは高PAPRを有する可能性がある。

【0021】

図2は、1セットN個のサブバンドのIFDMAシンボルの生成を示している。セットuのN個のサブバンドで1個のシンボル周期において送信されるオリジナル系列のN個の変調シンボルは $\{d_1, d_2, d_3, \dots, d_N\}$ と記される（ブロック210）。このオリジナル系列のN個の変調シンボルは、拡張系列のK個の変調シンボルを取得するためにS回複製される（ブロック212）。N個の変調シンボルは次いで時間ドメインで送信されて、周波数ドメインにおいてN個のサブバンドを集合的に占有する。オリジナル系列のS個のコピーは、S個のサブバンド分間隔をあけられているN個の占有サブバンドをもたらし、ゼロ出力（power）のS-1個のサブバンドは隣接する占有サブバンドを分離している。拡張系列は、図1においてサブバンドセット1を占有するくし状周波数スペクトルを有している。

10

【0022】

拡張系列に位相ランプが乗算されて、周波数変換系列の出力シンボルを取得する（ブロック214）。周波数変換系列の各出力シンボルは以下のように生成されてもよい。

【数1】

$$x_n = d_n \cdot e^{-j2\pi(n-1)(u-1)/K}, \quad \text{但し } n=1, \dots, K \quad \text{式(1)}$$

20

【0023】

ここで、 d_n は拡張系列におけるn番目の変調シンボルであり、 x_n は周波数変換系列におけるn番目の出力シンボルである。位相ランプ $e^{-j2\pi \cdot (n-1) \cdot (u-1) / K}$ は、 $2 \cdot (u-1) / K$ の位相傾斜を有しており、これはセットuにおける最初のサブバンドによって判断される。位相ランプの指数における項「n-1」および「u-1」は、「0」ではなく「1」で始まる指数nおよびuによるものである。時間ドメインにおける位相ランプの乗算は、拡張系列のくし状周波数スペクトルを周波数に変換するため、周波数変換系列は周波数ドメインにおいてサブバンドセットuを占有する。

30

【0024】

周波数変換系列の最後のC個の出力シンボルは周波数変換系列の開始にコピーされて、K+C個の出力シンボルを含有するIFDMAシンボルを形成する（ブロック216）。C個のコピーされた出力シンボルはしばしば巡回語頭やガードインターバルと称され、Cは巡回語頭長である。巡回語頭を使用して、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（ISI）に対処し、これはシステム帯域幅にわたって変化する周波数応答である。IFDMAシンボルにおけるK+C個の出力シンボルは、サンプル周期1個につき出力シンボル1個で、K+C個のサンプル周期で送信される。IFDMAのシンボル周期はIFDMAシンボル1個の期間であり、これはK+C個のサンプル周期に等しい。サンプル周期はしばしばチップ周期とも称される。

40

【0025】

IFDMAシンボルは（位相ランプを除いて）時間ドメインでは周期的であるため、IFDMAシンボルは、サブバンドuで開始する1セットN個の等間隔のサブバンドを占有している。異なるサブバンドオフセットによるユーザは異なるサブバンドセットを占有し、OFDMA同様に相互に直交している。

【0026】

図3は、通信システムに使用可能な例示的狭帯域サブバンド構造300を示している。サブバンド構造300について、全K個のサブバンドはS個の非重複グループに配列される。各グループは、相互に隣接するN個のサブバンドを含有している。一般的に、 $N > 1$ 、 $S > 1$ および $K = S \cdot N$ であり、ここで狭帯域サブバンド構造300のNおよびSは、

50

図1のインタレースサブバンド構造100のNおよびSと同じであっても異なってもよい。グループvはサブバンド $(v-1) \cdot N + 1$ 、 $(v-1) \cdot N + 2$ 、 \dots 、 $v \cdot N$ を含有しており、ここでvはグループ指数であり、 $v \in \{1, \dots, S\}$ である。一般的に、サブバンド構造は任意の数のグループを含んでもよく、各グループは任意の数のサブバンドを含有してもよく、また複数のグループは同数または異なる数のサブバンドを含有してもよい。

【0027】

図4は、1グループN個のサブバンドに対するLFDMAシンボルの生成を示している。サブバンドグループにおいてシンボル周期で送信されるオリジナル系列のN個の変調シンボルは $\{d_1, d_2, d_3, \dots, d_N\}$ と記される(ブロック410)。オリジナル系列のN個の変調シンボルはNポイント高速フーリエ変換(FFT)によって周波数ドメインに変換され、1系列のN個の周波数ドメインシンボルを取得する(ブロック412)。周波数ドメインシンボルは、送信に使用されるN個のサブバンドにマッピングされ、 $K-N$ 個のゼロシンボルは残りの $K-N$ 個のサブバンドにマッピングされて、1系列のK個のシンボルを生成する(ブロック414)。送信に使用されるN個のサブバンドは $k+1 \sim k+N$ の指数を有しており、ここで $1 \leq k \leq (K-N)$ である。1系列のK個のシンボルは次いでKポイントIFFTによって時間ドメインに変換され、1系列のK個の時間ドメイン出力シンボルを取得する(ブロック416)。この系列の最後のC個の出力シンボルは系列の開始にコピーされて、 $K+C$ 個の出力シンボルを含有するLFDMAを形成する(ブロック418)。

【0028】

LFDMAシンボルは、サブバンド $k+1$ で開始する1グループN個の隣接するサブバンドを占有するように生成される。ユーザは異なる非重複サブバンドグループを割り当てられてもよく、そしてOFDMA同様に相互に直交している。各ユーザは、周波数ダイバーシティを達成するために、異なるシンボル周期において異なるサブバンドグループを割り当てられてもよい。各ユーザのサブバンドグループは、例えば周波数ホッピングパターンに基づいて選択されてもよい。

【0029】

SC-FDMAは、OFDMA同様に、マルチパス効果に対する高スペクトル効率および堅牢性などの特定の所望の特徴を有している。さらに、変調シンボルは時間ドメインで送信されるため、SC-FDMAは高PAPRを有してはいない。SC-FDMA波形のPAPRは、使用するために選択される信号コンステレーション(例えば、M-PSK、M-QAMなど)における信号ポイントによって判断される。しかしながら、SC-FDMAにおける時間ドメイン変調シンボルは非フラット通信チャネルによるシンボル間干渉を引き起こしやすい。シンボル間干渉の悪影響を軽減するために受信変調シンボルに対して等化が実行されてもよい。等化は、通信チャネルに対するかなり正確なチャネル推定を必要とし、これは本明細書に説明されている技術を使用して取得されてもよい。

【0030】

送信機は、受信機によるチャネル推定を容易にするためにパイロットを送信してもよい。パイロットは、送信機および受信機両方によって先験的(a priori)に知られているシンボルの送信である。ここで使用されているように、データシンボルはデータ用変調シンボルであり、パイロットシンボルはパイロット用変調シンボルである。データシンボルおよびパイロットシンボルは同一または異なる信号コンステレーションから導出されてもよい。パイロットは、後述されるように、種々の方法で送信されてもよい。

【0031】

図5Aは、パイロットおよびデータがシンボル周期で多重化されるTDMパイロットスキーム500を示している。例えば、データは D_1 個のシンボル周期で送信されてもよく、そしてパイロットは次の P_1 個のシンボル周期で送信されてもよく、そしてデータは次の D_1 個のシンボル周期で送信されてもよい。一般的に、 $D_1 \geq 1$ および $P_1 \geq 1$ である。図5Aに示されている例については、 $D_1 > 1$ および $P_1 = 1$ である。1系列のN個の

10

20

30

40

50

データシンボルは、データ送信に使用される各シンボル周期における1個のサブバンドセット/グループで送信されてもよい。1系列のN個のパイロットシンボルは、パイロット送信に使用される各シンボル周期における1個のサブバンドセット/グループで送信されてもよい。シンボル周期ごとに、1系列のN個のデータまたはパイロットシンボルが、それぞれ図2および4について上述されているように、IFDMAシンボルまたはLFDMAシンボルに変換されてもよい。SC-FDMAシンボルはIFDMAシンボルまたはLFDMAシンボルであってもよい。パイロットのみを含有するSC-FDMAシンボルはパイロットSC-FDMAシンボルと称され、これはパイロットIFDMAシンボルまたはパイロットLFDMAシンボルであってもよい。データのみを含有するSC-FDMAシンボルはデータSC-FDMAシンボルと称され、これはデータIFDMAシンボルまたはデータLFDMAシンボルであってもよい。

10

【0032】

図5Bは、パイロットおよびデータがサンプル周期で多重化されるTDMパイロットスキーム510を示している。本実施形態について、データおよびパイロットは同一のSC-FDMAシンボル内で多重化される。例えば、データシンボルは D_2 個のサンプル周期で送信されてもよく、そしてパイロットシンボルは次の P_2 個のサンプル周期で送信されてもよく、そしてデータシンボルは次の D_2 個のサンプル周期で送信される。一般的に、 $D_2 = 1$ および $P_2 = 1$ である。図5Bに示されている例については、 $D_2 = 1$ および $P_2 = 1$ である。1系列のN個のデータおよびパイロットシンボルは各シンボル周期において1個のサブバンドセット/グループで送信されてもよく、また図2および4について上述されているように、SC-FDMAシンボルに変換されてもよい。

20

【0033】

TDMパイロットスキームはまたシンボル周期およびサンプル周期の両方でパイロットおよびデータを多重化してもよい。例えば、データおよびパイロットシンボルはいくつかのシンボル周期で送信されてもよく、データシンボルのみがいくつかの他のシンボル周期で送信されてもよく、またパイロットシンボルのみが特定のシンボル周期で送信されてもよい。

【0034】

図5Cは、パイロットおよびデータがシンボル周期で結合されるCDMパイロットスキーム530を示している。本実施形態では、1系列のN個のデータシンボルに第1のMチップ直交系列 $\{w_d\}$ が乗算され、M個の系列のスケーリングデータシンボルを取得し、ここで $M > 1$ である。各系列のスケーリングデータシンボルは、オリジナル系列のデータシンボルに1チップの直交系列 $\{w_d\}$ を乗算することによって取得される。同様に、1系列のN個のパイロットシンボルに第2のMチップ直交系列 $\{w_p\}$ が乗算されて、M個の系列のスケーリングパイロットシンボルを取得する。各系列のスケーリングデータシンボルには次いで、対応する1系列のスケーリングパイロットシンボルが加算されて、1系列の結合シンボルを取得する。M個の系列の結合シンボルが、M個の系列のスケーリングデータシンボルにM個の系列のスケーリングパイロットシンボルを加算することによって取得される。各系列の結合シンボルはSC-FDMAシンボルに変換される。

30

【0035】

直交系列はウォルシュ系列およびOVSF系列などであってもよい。図5Cに示されている例については、 $M = 2$ であり、第1の直交系列は $\{w_d\} = \{+1 +1\}$ であり、第2の直交系列は $\{w_p\} = \{+1 -1\}$ である。N個のデータシンボルに、シンボル周期 t の $+1$ とシンボル周期 $t+1$ の $+1$ が乗算される。N個のパイロットシンボルにはシンボル周期 t の $+1$ とシンボル周期 $t+1$ の -1 が乗算される。シンボル周期ごとに、N個のスケーリングデータシンボルにN個のスケーリングパイロットシンボルが加算されて、このシンボル周期に対してN個の結合シンボルを取得する。

40

【0036】

図5Dは、パイロットおよびデータがサンプル周期で結合されるCDMパイロットスキーム540を示している。本実施形態について、1系列のN/M個のデータシンボルにM

50

チップ直交系列 $\{w_d\}$ が乗算されて、1系列のN個のスケーリングデータシンボルを取得する。とりわけ、オリジナル系列における第1のデータシンボル $d_1(t)$ に直交系列 $\{w_d\}$ が乗算されて、最初のM個のスケーリングデータシンボルを取得し、次のデータシンボル $d_2(t)$ にオリジナル系列 $\{w_d\}$ が乗算されて次のM個のスケーリングデータシンボルを取得し、オリジナル系列における最後のデータシンボル $d_{N/M}(t)$ に直交系列 $\{w_d\}$ が乗算されて最後のM個のスケーリングデータシンボルを取得する。同様に、1系列のN/M個のパイロットシンボルにMチップ直交系列 $\{w_p\}$ が乗算されて、1系列のN個のスケーリングパイロットシンボルを取得する。1系列のN個のスケーリングデータシンボルに1系列のN個のスケーリングパイロットシンボルが加算されて、1系列のN個の結合シンボルを取得し、これはSC-FDMAシンボルに変換される。

10

【0037】

図5Dに示されている例について、 $M=2$ であり、データの直交系列は $\{w_d\} = \{+1+1\}$ であり、またパイロットの直交系列は $\{w_p\} = \{+1+1\}$ である。1系列のN/2個のデータシンボルに直交系列 $\{+1+1\}$ が乗算されて、1系列のN個のスケーリングデータシンボルを取得する。同様に、1系列のN/2個のパイロットシンボルに直交系列 $\{+1-1\}$ が乗算されて、1系列のN個のスケーリングパイロットシンボルを取得する。シンボル周期ごとに、N個のスケーリングデータシンボルにN個のスケーリングパイロットシンボルが加算され、このシンボル周期に対するN個の結合シンボルを取得する。

【0038】

20

CDMパイロットは、図5Cおよび5Dに示されているように、各シンボル周期で送信されてもよい。CDMパイロットはまた特定のシンボル周期でのみ送信されてもよい。パイロットスキームはまたTDMおよびCDMの結合を使用してもよい。例えば、CDMパイロットはいくつかのシンボル周期で送信されてもよく、TDMパイロットは他のシンボル周期で送信されてもよい。周波数分割多重(FDM)パイロットはまた、例えばダウンリンクの、指定の1セットのサブバンドで送信されてもよい。

【0039】

図5A~5Dに示されている実施形態について、TDMまたはCDMパイロットは、データ送信に使用されるN個のサブバンドで送信されてもよい。一般的に、パイロット送信に使用されるサブバンド(あるいは単に、パイロットサブバンド)は、データ送信に使用されるサブバンド(あるいは単に、データサブバンド)と同じでも異なってもよい。パイロットはまたデータよりも少数または多数のサブバンドで送信されてもよい。データおよびパイロットサブバンドは送信全体に対して静的であってもよい。代替的に、データおよびパイロットサブバンドは、周波数ダイバーシティを達成するために、異なる時間スロットにおいて周波数をホッピングしてもよい。例えば、物理的チャネルは、各時間スロットにおける物理的チャネルに使用する1つ以上の特定のサブバンドセットやグループを示す周波数ホッピング(FH)パターンと関連付けられてもよい。時間スロットは1つ以上のシンボル周期に及んでもよい。

30

【0040】

図6は、広帯域パイロットスキーム600を示しており、これはリバースリンクに対してより適用可能である。本実施形態では、各ユーザは広帯域パイロットを送信し、これは、全K個のサブバンドの全部またはほとんどにおいて送信されるパイロットであり、例えば全サブバンドは送信に使用可能である。広帯域パイロットは(例えば、擬似乱数(PN)系列によって)時間ドメインで、または(例えば、OFDMを使用して)周波数ドメインで生成されてもよい。各ユーザの広帯域パイロットは、このユーザからのデータ送信によって時間分割多重化されてもよく、これは(図6に示されているような)LFDMAまたは(図6には示されていない)IFDMAを使用して生成されてもよい。全ユーザからの広帯域パイロットは同一のシンボル周期で送信されてもよく、これは、チャンネル推定に対するデータからパイロットへの干渉を回避することができる。各ユーザからの広帯域パイロットは他のユーザからの広帯域パイロットに対して符号分割多重化(例えば、擬似ラ

40

50

ンダム)されてもよい。このことは、各ユーザに異なるPN系列を割り当てることによって達成されてもよい。各ユーザの広帯域パイロットは低いピーク対平均電力比(PAPR)を有しており、またシステム帯域幅全体に及び、これによって受信機はユーザの広帯域チャンネル推定を導出することができる。図6に示されている実施形態について、データサブバンドは異なる時間スロットにおける周波数をホッピングする。時間スロットごとに、チャンネル推定は、広帯域パイロットに基づいてデータサブバンドについて導出されてもよい。

【0041】

図5A~6は、例示的なパイロットおよびデータ送信スキームを示している。パイロットおよびデータはまた、TDM、CDMおよび/またはいくつかの多重化スキームの組み合わせを使用して他の方法で送信されてもよい。

10

【0042】

TDMおよびCDMパイロットは種々の方法で生成されてもよい。一実施形態では、TDMおよびCDMパイロットを生成するために使用されるパイロットシンボルは、QPSKなどの既知の信号コンステレーションからの変調シンボルである。1系列のN個の変調シンボルは図5Aに示されているTDMパイロットスキームおよび図5Cに示されているCDMパイロットスキームに使用されてもよい。1系列のN/M個の変調シンボルは図5Bに示されているTDMパイロットスキームおよび図5Dに示されているCDMパイロットスキームに使用されてもよい。1系列のN個の変調シンボルおよび1系列のN/M個の変調シンボルは各々、(1)可能な限りフラットな周波数スペクトルおよび(2)可能な限り変動が少ない時間エンベロープを有するように選択されてもよい。フラットな周波数スペクトルは、パイロット送信に使用される全サブバンドが、受信機がこれらのサブバンドのチャンネル利得を適切に推定できる程度に十分な電力を有することを保証する。一定のエンベロープは、電力増幅器などの回路ブロックによる歪みを回避する。

20

【0043】

別の実施形態では、TDMおよびCDMパイロットを生成するために使用されるパイロットシンボルが、良好な時間および空間特徴を有する多相系列に基づいて形成される。例えば、パイロットシンボルは以下のように生成されてもよい。

【数2】

$$p_n = e^{j\varphi_n}, \quad \text{但し } n=1, \dots, N \quad \text{式(2)}$$

30

【0044】

ここで位相 φ_n は以下のうちのいずれか1つに基づいて導出されてもよい。

【数3】

$$\varphi_n = \pi \cdot (n-1) \cdot n, \quad \text{式(3)}$$

$$\varphi_n = \pi \cdot (n-1)^2, \quad \text{式(4)}$$

40

$$\varphi_n = \pi \cdot [(n-1) \cdot (n-N-1)], \quad \text{式(5)}$$

$$\varphi_n = \begin{cases} \pi \cdot (n-1)^2 \cdot Q/N & \text{但し } N \text{ が偶数のとき,} \\ \pi \cdot (n-1) \cdot n \cdot Q/N & \text{但し } N \text{ が奇数のとき} \end{cases} \quad \text{式(6)}$$

【0045】

式(6)において、QおよびNは互いに素である。式(3)はGolomb系列に対し、式(4)はP3系列に対し、式(5)はP4系列に対し、式(6)はChu系列に対する

50

。 P 3、 P 4 および C h u 系列は任意の長さを有することができる。

【 0 0 4 6 】

パイロットシンボルはまた以下のように生成されてもよい。

【 数 4 】

$$P_{(\ell-1)T+m} = p_{\ell,m} = e^{j\varphi_{\ell,m}}, \quad \text{但し } \ell=1,\dots,T \text{ 及び } m=1,\dots,T \quad \text{式 (7)}$$

【 0 0 4 7 】

ここで位相 $\varphi_{\ell,m}$ は以下のうちのいずれか 1 つに基づいて導出されてもよい。

【 数 5 】

$$\varphi_{\ell,m} = 2\pi \cdot (\ell-1) \cdot (m-1) / T \quad \text{式 (8)}$$

$$\varphi_{\ell,m} = -(\pi/T) \cdot (T-2\ell+1) \cdot [(\ell-1) \cdot T + (m-1)] \quad \text{式 (9)}$$

$$\varphi_{\ell,m} = \begin{cases} (\pi/T) \cdot (T-2\ell+1) \cdot [(T-1)/2 - (m-1)] & \text{但し } T \text{ が偶数のとき,} \\ (\pi/T) \cdot (T-2\ell+1) \cdot [(T-2)/2 - (m-1)] & \text{但し } T \text{ が奇数のとき} \end{cases} \quad \text{式 (10)}$$

10

20

【 0 0 4 8 】

式 (8) は F r a n k 系列に対し、式 (9) は P 1 系列に対し、式 (1 0) は P x 系列に対する。 F r a n k、 P 1 および P x 系列の長さは $N = T^2$ に制約され、ここで T は正の整数である。

【 0 0 4 9 】

上記の多相系列のうちのいずれかに基づいて生成される 1 系列のパイロットシンボルはフラットな周波数スペクトルおよび一定の時間ドメインエンベロープの両方を有している。良好なスペクトル特徴 (例えば、フラットまたは既知の周波数スペクトル) および良好な時間特徴 (例えば、一定または既知の時間ドメインエンベロープ) を有する他の多相系列もまた使用されてもよい。このパイロットシンボル系列によって生成される T D M または C D M パイロットは、(1) 電力増幅器などの回路要素による歪みを回避する低 P A P R および (2) 受信機がパイロット送信に使用される全サブバンドのチャネル利得を正確に推定できるフラットな周波数スペクトルを有するであろう。

30

【 0 0 5 0 】

図 7 A は、パイロット I F D M A シンボルを生成するためのプロセス 7 0 0 を示している。第 1 の系列のパイロットシンボルは多相系列に基づいて形成され、これは、上記の多相系列または他の多相系列のうちのいずれか 1 つであってもよい (ブロック 7 1 0)。第 1 の系列のパイロットシンボルは、第 2 の系列のパイロットシンボルを取得するために複数回複製される (ブロック 7 1 2)。位相ランプが第 2 の系列のパイロットシンボルに適用されて、第 3 の系列の出力シンボルを取得する (ブロック 7 1 4)。位相ランプはパイロットシンボルにデジタルに適用されたり、周波数アップ変換プロセスによって説明されたりしてもよい。巡回語頭が第 3 の系列の出力シンボルに付加されて第 4 の系列の出力シンボルを取得し、これはパイロット I F D M A シンボルである (ブロック 7 1 6)。パイロット I F D M A シンボルは通信チャネルを介して時間ドメインで送信される (ブロック 7 1 8)。簡潔にするために図 7 A には示されていないが、パイロットシンボルは、例えば図 5 A ~ 5 D について上述されるように、T D M および / または C D M を使用してデータシンボルによって多重化されてもよい。

40

【 0 0 5 1 】

図 7 B は、パイロット L F D M A シンボルを生成するためのプロセス 7 5 0 を示している。第 1 の系列のパイロットシンボルが多相系列に基づいて形成され、これは上記の多相

50

系列または他の多相系列のうちのいずれか1つであってもよい(ブロック760)。第1の系列のN個のパイロットシンボルはNポイントFFTによって周波数ドメインに変換され、第2の系列のN個の周波数ドメインシンボルを取得する(ブロック762)。N個の周波数ドメインシンボルは次いで、パイロット送信に使用されるN個のサブバンドにマッピングされ、ゼロシンボルは残りのK-N個のサブバンドにマッピングされて、第3の系列のK個のシンボルを取得する(ブロック764)。第3の系列のK個のシンボルはKポイントIFFTによって時間ドメインに変換され、第4の系列のK個の時間ドメイン出力シンボルを取得する(ブロック766)。巡回語頭が第4の系列の出力シンボルに付加され、第5の系列のK+C個の出力シンボルを取得し、これはパイロットLFDMAシンボルである(ブロック768)。パイロットLFDMAシンボルは通信チャネルを介して時間ドメインで送信される(ブロック770)。簡潔にするために図7Bには示されていないが、パイロットシンボルは、例えば図5A~5Dについて上述されているように、TDMおよび/またはCDMを使用してデータシンボルによって多重化されてもよい。

10

【0052】

IFDMAおよびLFDMAの両方について、パイロット送信に使用されるサブバンド数は、データ送信に使用されるサブバンド数と同じでも異なってもよい。例えば、ユーザは、データ送信用の16個のサブバンドとパイロット送信用の8個のサブバンドが割り当てられてもよい。他の8個のサブバンドは、データ/パイロット送信のために別のユーザに割り当てられてもよい。複数のユーザは、図1のインタレースサブバンド構造100の同一のサブバンドセット、または図3の狭帯域サブバンド構造300の同一のサブバンドグループを共有してもよい。

20

【0053】

図1のインタレースサブバンド構造100について、FDMパイロットは、受信機が、例えばチャネル推定、周波数追跡、時間追跡などの種々の機能を実行できるように、1つ以上のサブバンドセットで送信されてもよい。第1のスタガFDMパイロットにおいて、パイロットIFDMAシンボルがいくつかのシンボル周期においてサブバンドセットpで、他のシンボル周期においてサブバンドセット $p + S/2$ で送信される。例えば、 $S = 8$ ならば、パイロットIFDMAシンボルは{3, 7}のスタガパターンを使用して送信されてもよいため、パイロットIFDMAシンボルはサブバンドセット3、次いでサブバンドセット7、次いでサブバンドセット3で送信される。第2のスタガFDMパイロットにおいて、パイロットIFDMAシンボルはシンボル周期tにおけるサブバンドセット $p(t) = [p(t-1) + p] \bmod S + 1$ で送信され、ここでpは2つの連続シンボル周期のサブバンドセット指数の差であり、+1は、0ではなく1で開始する指数スキームに対する。例えば、 $S = 8$ かつ $p = 3$ であれば、パイロットIFDMAシンボルは{1, 4, 7, 2, 5, 8, 3, 6}のスタガパターンを使用して送信されてもよいため、パイロットIFDMAシンボルはサブバンドセット1、次いでサブバンドセット4、次いでサブバンドセット7で送信される。他のスタガパターンもまた使用されてもよい。スタガFDMパイロットによって受信機は、より多数のサブバンドのチャネル利得推定を取得することができ、このことはチャネル推定および検出性能を改良可能である。

30

【0054】

図8は、送信機で送信されるTDMパイロットまたはCDMパイロットに基づいて通信チャネルの応答を推定するために受信機によって実行されるプロセス800を示している。受信機はシンボル周期ごとにSC-FDMAシンボルを取得し、受信SC-FDMAシンボルにおける巡回語頭を除去する(ブロック810)。IFDMAについて、受信機は受信SC-FDMAシンボルにおける位相ランプを除去する。IFDMAおよびLFDMA両方について、受信機は、SC-FDMAシンボルに対するK個の受信データ/パイロットシンボルを取得する。

40

【0055】

受信機は次いで、パイロットに実行されるTDMまたはCDMを取り消す(ブロック812)。図5Aに示されているTDMパイロットスキームについて、K個の受信パイロ

50

トシンボル $r_p(n)$ ($n = 1, \dots, K$) がパイロット SC-FDMA シンボルごとに取得される。図 5 B に示されている TDM パイロットスキームについて、複数の受信パイロットシンボルが、TDM パイロットを含有する SC-FDMA シンボルごとに取得される。

【0056】

図 5 C に示されている CDM パイロットスキームについて、CDM パイロットを含有する M 個の受信 SC-FDMA シンボルは、以下のように処理されてパイロットシンボルを回復する。

【数 6】

$$r_p(n) = \sum_{i=1}^M w_{p,i} \cdot r(t_i, n), \quad \text{但し } n=1, \dots, K \quad \text{式 (11)}$$

10

【0057】

ここで $r(t_i, n)$ はシンボル周期 t_i におけるサンプル周期 n の受信サンプルであり；

$w_{p,i}$ はパイロットの直交系列の i 番目のチップであり；

$r_p(n)$ はサンプル周期 n の受信パイロットシンボルである。

【0058】

式 (11) は、CDM パイロットがシンボル周期 $t_1 \sim t_M$ で送信されるとし、ここで M は直交系列の長さである。K 個の受信パイロットシンボルは CDM パイロットについて式 (11) から取得される。

20

【0059】

図 5 D に示されている CDM パイロットスキームについて、CDM パイロットを含有する各受信 SC-FDMA シンボルは、以下のように処理されてパイロットシンボルを回復する。

【数 7】

$$r_p(n) = \sum_{i=1}^M w_{p,i} \cdot r((n-1) \cdot M + i), \quad \text{但し } n=1, \dots, K/M \quad \text{式 (12)}$$

30

【0060】

ここで、 $r((n-1) \cdot M + i)$ は、CDM パイロットを具備する受信 SC-FDMA シンボルにおけるサンプル周期 $(n-1) \cdot M + i$ の受信サンプルである。K/M 個の受信パイロットシンボルは CDM パイロットについて式 (12) から取得される。

【0061】

周波数選択通信チャネルはシンボル間干渉 (ISI) を引き起こす。しかしながら、ISI は、巡回語頭ゆえに、単一の SC-FDMA シンボル内に制限される。さらに、巡回語頭ゆえに、チャネルインパルス応答による線形畳み込み動作は、OFDMA 同様に、効果的に円形畳み込みになる。従って、パイロットシンボルおよびデータシンボルが同一の SC-FDMA シンボルで送信されない場合に、周波数ドメインにおいてチャネル推定、等化および他の動作を実行することができる。

40

【0062】

図 5 A に示されている TDM スキームと図 5 C に示されている CDM スキームについて、受信機はパイロット送信ごとに K 個の受信パイロットシンボルを取得する。K ポイント FFT が、K 個の受信パイロットシンボル $r_p(n)$ ($n = 1, \dots, K$) に実行されてもよく、周波数ドメイン $R_p(k)$ ($k = 1, \dots, K$) で K 個の受信パイロット値を取得する (ブロック 814)。受信パイロット値は以下のように与えられてもよい。

【数 8】

$$R_p(k) = H(k) \cdot P(k) + N(k), \quad \text{但し } k = 1, \dots, K \quad \text{式 (13)}$$

【0063】

ここで $P(k)$ はサブバンド k の送信パイロット値であり；
 $H(k)$ はサブバンド k の通信チャネルの複素利得であり、
 $R_p(k)$ はサブバンド k の受信パイロット値であり；
 $N(k)$ はサブバンド k の雑音である。

10

【0064】

K ポイント FFT は、全 K 個のサブバンドの K 個の受信パイロット値を提供する。（パイロットサブバンドと称される）パイロット送信に使用される N 個のサブバンドの N 個の受信パイロット値のみが保有され、残りの $K - N$ 個の受信パイロット値が破棄される（ブロック 816）。異なるパイロットサブバンドが OFDMA および LFDMA に使用され、ゆえに異なる受信パイロット値が OFDMA および LFDMA について保有される。保有されているパイロット値は、 $R_p(k)$ ($k = 1, \dots, N$) と記される。簡潔にするために、雑音は、ゼロ平均および分散 N_0 による加法的白色ガウス雑音 (AWGN) であるとされてもよい。

【0065】

受信機は、MMSE 技術および最小 2 乗 (LS) 技術などの種々のチャネル推定技術を使用してチャネル周波数応答を推定してもよい。受信機は、 N 個の受信パイロット値に基づいて、かつ MMSE または LS 技術を使用して N 個のパイロットサブバンドのチャネル利得推定を導出する（ブロック 818）。MMSE 技術について、通信チャネルの初期周波数応答推定は、以下のように受信パイロット値に基づいて導出されてもよい：

20

【数 9】

$$\hat{H}_{mmse}(k) = \frac{R_p(k) \cdot P^*(k)}{|P(k)|^2 + N_0}, \quad \text{但し } k = 1, \dots, N \quad \text{式 (14)}$$

30

【0066】

ここで

【数 10】

$$\hat{H}_{mmse}(k)$$

(\hat{H} は以下では H^{\wedge} と表わす場合がある。同様に
 \hat{h} , \hat{D} , \hat{d} についても h^{\wedge} , D^{\wedge} , d^{\wedge} と表わす場合がある。)

40

【0067】

はサブバンド k のチャネル利得推定であり、「 $*$ 」は複素共役を示している。初期周波数応答推定は、 N 個のパイロットサブバンドの N 個のチャネル利得を含有している。パイロットシンボル系列は、フラットな周波数応答を有する多相系列に基づいて生成されてもよい。この場合、 k の全値に対して $|P(k)| = 1$ であり、式 (14) は以下のように表されてもよい。

【数 1 1】

$$\hat{H}_{mmse}(k) = \frac{R_p(k) \cdot P^*(k)}{1 + N_0}, \quad \text{但し } k=1, \dots, N \quad \text{式 (15)}$$

【0068】

一定係数 $1 / (1 + N_0)$ は除去されてもよく、不偏 M M S E 周波数応答推定を提供し、これは以下のように表されてもよい。

【数 1 2】

$$\hat{H}_{mmse}(k) = R_p(k) \cdot P^*(k), \quad \text{但し } k=1, \dots, N \quad \text{式 (16)}$$

10

【0069】

L S 技術について、初期周波数応答推定が、以下のように受信パイロット値に基づいて導出されてもよい。

【数 1 3】

$$\hat{H}_{ls}(k) = \frac{R_p(k)}{P(k)}, \quad \text{但し } k=1, \dots, N \quad \text{式 (17)}$$

20

【0070】

通信チャネルのインパルス応答は L 個のタップで特徴付けられてもよく、ここで L は N よりかなり小さくてもよい。つまり、インパルスが送信機によって通信チャネルに適用されると、(BW MHz のサンプルレートでの) L 個の時間ドメインサンプルは、このインパルス刺激に基づいて通信チャネルの応答を特徴付けるのには十分であろう。チャネルインパルス応答のタップ数 (L) はシステムの遅延分散に左右され、これは受信機における十分なエネルギーの最初と最後の着信信号インスタンスの時間差である。より長い遅延分散はより大きな値 L に対応し、逆もまた同様である。

30

【0071】

チャネルインパルス応答推定は N 個のチャネル利得推定に基づいて、かつ L S または M M S E 技術を使用して導出されてもよい (ブロック 8 2 0)。L 個のタップ $\hat{h}_{ls}(n)$ ($n = 1, \dots, L$) による最小 2 乗チャネルインパルス応答推定は、以下のように、初期周波数応答推定に基づいて導出されてもよい：

【数 1 4】

$$\hat{\mathbf{h}}_{L \times 1}^{ls} = (\mathbf{W}_{N \times L}^H \mathbf{W}_{N \times L})^{-1} \mathbf{W}_{N \times L}^H \hat{\mathbf{h}}_{N \times 1}^{init}, \quad \text{式 (18)}$$

40

【0072】

ここで

$\hat{\mathbf{h}}_{N \times 1}^{init}$ は、 $k = 1, \dots, N$ のとき、 $\hat{H}_{ls}(k)$ または $\hat{H}_{mmse}(k)$ を含有する $N \times 1$ ベクトルであり；

$\mathbf{W}_{N \times L}$ は、フーリエ行列 $\mathbf{W}_{k \times k}$ のサブ行列であり；

$\hat{\mathbf{h}}_{L \times 1}^{ls}$ は、 $n = 1, \dots, L$ のとき、 $\hat{h}_{ls}(n)$ を含有する $L \times 1$ ベクトルであり；

「 H 」は共役転置を示している。

【0073】

フーリエ行列 $\mathbf{W}_{k \times k}$ は、(u, v) 番目のエントリ $f_{u, v}$ が以下のように与えられるように定義される。

50

【数 15】

$$f_{u,v} = e^{-j2\pi \frac{(u-1)(v-1)}{K}}, \quad \text{但し } u=1, \dots, K, \quad v=1, \dots, K \quad \text{式 (19)}$$

【0074】

ここで、 u は行指数であり、 v は列指数である。 $\underline{W}_{N \times L}$ は、 N 個のパイロットサブバンドに対応する $\underline{W}_{K \times K}$ の N 個の行を含有している。 $\underline{W}_{N \times L}$ の各行は $\underline{W}_{K \times K}$ の対応する行の最初の L 個の要素を含有している。 $\hat{h}^{LS}_{L \times 1}$ は、最小 2 乗チャンネルインパルス応答推定の L 個のタップを含有している。

10

【0075】

L 個のタップによる MMSE チャンネルインパルス応答推定 $\hat{h}^{mmse}(n)$ ($n = 1, \dots, n$) は、以下のように初期周波数応答推定に基づいて導出されてもよい。

【数 16】

$$\hat{\underline{h}}_{L \times 1}^{mmse} = (\underline{W}_{N \times L}^H \underline{W}_{N \times L} + \underline{N}_{L \times L})^{-1} \underline{W}_{N \times L}^H \hat{\underline{h}}_{N \times 1}^{init}, \quad \text{式 (20)}$$

【0076】

ここで $\underline{N}_{L \times L}$ は、雑音および干渉の $L \times L$ 自己共分散行列である。加法的白色ガウス雑音 (AWGN) について、自己共分散行列は、 $\underline{N}_{L \times L} = \sigma_n^2 \cdot \underline{I}$ として与えられてもよく、ここで σ_n^2 は雑音分散である。 N ポイント FFT はまた初期周波数応答推定に実行されてもよく、 N 個のタップによってチャンネルインパルス応答推定を取得する。

20

【0077】

フィルタリングおよび/または事後処理が、後述のように、初期周波数応答推定および/またはチャンネルインパルス応答推定に実行されてもよく、チャンネル推定の品質を改良する (ブロック 822)。全 K 個のサブバンドの最終的な周波数応答推定は、(1) L タップまたは N タップのチャンネルインパルス応答推定を長さ K にゼロパッド化し、(2) K ポイント FFT を拡張インパルス応答推定に実行することによって取得されてもよい (ブロック 824)。全 K 個のサブバンドの最終的な周波数応答推定はまた、(1) N 個のチャンネル利得推定を補間することによって、(2) 最小 2 乗近似を N 個のチャンネル利得推定に実行することによって、または (3) 他の近似技術を使用することによって取得されてもよい。

30

【0078】

受信機は、スタガ FDM パイロットに基づいてより長いチャンネルインパルス応答推定を導出することができる。一般的に、 L_T 個のタップによるチャンネルインパルス応答推定は、1 つ以上のシンボル周期において L_T 個の異なるサブバンドで送信されるパイロット IFDMA シンボルに基づいて取得されてもよい。例えば、 $L_T = 2N$ であれば、 $2N$ 個のタップによるインパルス応答推定が、2 つ以上のシンボル周期において 2 つ以上のサブバンドセットで送信される 2 つ以上のパイロット IFDMA シンボルに基づいて取得されてもよい。 K 個のタップによる全長インパルス応答推定は、パイロットが完全スタガパターンを使用して全 S 個のサブバンドセットで送信される場合に取得されてもよい。

40

【0079】

受信機は、多数の異なるサブバンドセットに対して長さ N の初期インパルス応答推定をフィルタリングすることによって、長さ L_T のより長いインパルス応答推定を導出してもよい。各初期インパルス応答推定は、1 個のサブバンドセットに対して 1 個のパイロット IFDMA シンボルに基づいて導出されてもよい。パイロットが各シンボル周期において異なるサブバンドセットで送信される場合、フィルタリングは多数のシンボル周期で実行されてもよく、より長いインパルス応答推定を取得する。

【0080】

50

SC-FDMAについて、フィルタリングが、異なるシンボル周期に対して取得される初期周波数応答推定、最小2乗またはMMSEチャネルインパルス応答推定および/または最終周波数応答推定に実行されてもよく、チャネル推定の品質を改良する。フィルタリングは有限インパルス応答(FIR)フィルタ、無限インパルス応答(IIR)フィルタ、または他のタイプのフィルタに基づいてもよい。フィルタ係数は所望の量のフィルタリングを達成するように選択されてもよく、これは、例えば所望のチャネル推定品質、チャネルの高速変化追跡能力、フィルタの複雑さなどの種々の要因のトレードオフに基づいて選択されてもよい。

【0081】

通信チャネルの周波数応答推定および/またはチャネルインパルス応答推定はまた、他のチャネル推定技術を使用して他の方法で取得されてもよい。

10

【0082】

種々の事後処理動作は、チャネル推定の品質を改良するために実行されてもよい。マルチパスフェージング環境などの特定の動作環境では、通信チャネルはしばしば、時間ドメインにおいて少数のタップのみを有する。上記のチャネル推定は、雑音による多数のタップを有するチャネルインパルス応答推定を提供することもある。事後処理は、雑音に起因するタップを除去して、実際のチャネルに起因するタップを保有する。

【0083】

打切りと称される一事後処理スキームでは、チャネルインパルス応答推定の最初のL個のタップのみが保有され、残りのタップはゼロで置換される。閾値処理と称される別の事後処理スキームにおいて、低エネルギーのタップはゼロで置換される。一実施形態では、閾値処理は以下のように実行される。

20

【数17】

$$\hat{h}(n) = \begin{cases} 0 & \text{但し } |\hat{h}(n)|^2 < h_{th} \\ \hat{h}(n) & \text{その他,} \end{cases} \quad \text{但し } n=1, \dots, K \quad \text{Eq (21)}$$

【0084】

ここで、 $\hat{h}(n)$ はチャネルインパルス応答推定のn番目のタップであり、これは、 $\hat{h}_{mmse}(n)$ または $\hat{h}_{ls}(n)$ と等しくてもよく、また、 h_{th} は低エネルギータップをゼロ設定するために使用される閾値である。

30

【0085】

閾値 h_{th} は、チャネルインパルス応答推定の全K個のタップまたは最初のL個のタップのみのエネルギーに基づいて算出されてもよい。同じ閾値が全タップに使用されてもよい。代替的に、異なる閾値が異なるタップに使用されてもよい。例えば、第1の閾値は最初のL個のタップに使用されてもよく、(第1の閾値より小さくてもよい)第2の閾値は残りのタップに使用されてもよい。

【0086】

タップ選択と称されるさらに別の事後処理スキームにおいて、チャネルインパルス応答推定のB個の最良タップが保有され、ここではB=1であり、また残りのタップはゼロに設定される。(Bと記される)保有するタップ数は固定値または変数値であってもよい。Bは、パイロット/データ送信に対する受信信号対干渉雑音比(SNR)、チャネル推定が使用されるデータパケットのスペクトル効率、および/または他のパラメータに基づいて選択されてもよい。例えば、受信SNRが第1の範囲内(例えば、0~5デシベル(dB))にあれば、2つの最良タップが保有されてもよく、受信SNRが第2の範囲内(例えば、5~10dB)にあれば3つの最良タップが保有されてもよく、受信SNRが第3の範囲内(例えば、10~15dB)にあれば、4つの最良タップが保有されてもよい。

40

【0087】

チャネル推定が、図5Bに示されているTDMパイロットスキーム、図5Dに示されているCDMパイロットスキーム、およびデータおよびパイロットシンボルが同じSC-F

50

DMAシンボルで送信される他のパイロットスキームに対して時間ドメインで実行されてもよい。レーキ推定は、例えば(1)受信シンボルを異なる時間オフセットで送信パイロットシンボル系列と相関させることによって、また(2)高相関結果を提供する時間オフセットを識別することによって、強力な信号経路を識別するために使用されてもよい。時間ドメインチャンネル推定は、通信チャンネルのチャンネルインパルス応答推定に対して1セットのタップを提供する。

【0088】

全パイロットスキームについて、チャンネル推定は、受信データシンボルの等化に使用されてもよいチャンネルインパルス応答推定および/または周波数応答推定を提供する。1系列のK個の受信データシンボルが、図5Aに示されているTDMパイロットスキームの各データSC-FDMAシンボルについて、および図5Cに示されているCDMパイロットスキームの各セットのM個の受信SC-FDMAシンボルについて取得される。1系列のK個の受信データシンボルは時間ドメインまたは周波数ドメインで等化されてもよい。

10

【0089】

周波数ドメイン等化は以下のように実行されてもよい。KポイントFFTがまずK個の受信データシンボル $r_d(n)$ ($n = 1, \dots, K$)に実行され、K個の周波数ドメイン受信データ値 $R_d(k)$ ($k = 1, \dots, K$)を取得する。データ送信に使用されるN個のサブバンドのN個の受信データ値のみが保有され、残りの $K - N$ 個の受信データ値は破棄される。保有されているデータ値は、 $R_d(k)$ ($k = 1, \dots, N$)と記される。

20

【0090】

等化は、以下のように、MMSE技術を使用してN個の受信データ値に時間ドメインで実行される。

【数18】

$$Z_d(k) = \frac{R_d(k) \cdot \hat{H}^*(k)}{|\hat{H}(k)|^2 + N_0}, \quad \text{但し } k=1, \dots, N \quad \text{式(22)}$$

【0091】

ここで $R_d(k)$ はサブバンドkの受信データ値であり、 $\hat{H}(k)$ は、サブバンドkのチャンネル利得推定であり、 $\hat{H}_{\text{mmse}}(k)$ または $\hat{H}_{\text{ls}}(k)$ と等しくてもよく、また、 $Z_d(k)$ はサブバンドkの等化データ値である。

30

【0092】

等化はまた、以下のように、ゼロフォーシング技術を使用してN個の受信データ値に周波数ドメインで実行されてもよい。

【数19】

$$Z_d(k) = \frac{R_d(k)}{\hat{H}(k)}, \quad \text{但し } k=1, \dots, N \quad \text{式(23)}$$

40

【0093】

MMSEおよびゼロフォーシング等化の両方について、N個の等化データ値 $Z_d(k)$ ($k = 1, \dots, N$)が時間ドメインに変換されてもよく、1系列のN個のデータシンボル推定 $\hat{d}(n)$ ($n = 1, \dots, N$)を取得し、これらはオリジナル系列におけるN個のデータシンボルの推定である。

【0094】

等化はまた、以下のように1系列のK個の受信データシンボルに時間ドメインで実行されてもよい。

50

【数 2 0】

$$z_d(n) = r_d(n) \otimes g(n) \quad \text{式 (24)}$$

【0095】

ここで $r_d(n)$ は 1 系列の K 個の受信データシンボルを示しており；
 $g(n)$ は時間ドメイン等化器のインパルス応答を示しており；
 $x_d(n)$ は 1 系列の K 個の等化データシンボルを示しており；

【数 2 1】

10

⊗

【0096】

は円形畳み込み演算を示している。

【0097】

等化器の周波数応答は M M S E 技術に基づいて

【数 2 2】

$$G(k) = \hat{H}^*(k) / (|\hat{H}(k)|^2 + N_0), \text{ 但し } k = 1, \dots, N \quad 20$$

【0098】

と導出されてもよい。等化器の周波数応答はまたゼロフォーシング技術に基づいて

【数 2 3】

$$G(k) = 1 / \hat{H}(k)$$

【0099】

(但し、 $k = 1, \dots, N$) と導出されてもよい。

【0100】

30

等化器の周波数応答は時間ドメインに変換されてもよく、等化器のインパルス応答 $g(n)$ ($n = 1, \dots, N$) を取得し、これは式 (24) において時間ドメイン等化に使用される。

【0101】

式 (24) からの 1 系列の K 個の等化データシンボルは送信データシンボルの S 個のコピーを含有している。 S 個のコピーはデータシンボル × データシンボルベースで累算されてもよく、以下のように N 個のデータシンボル推定を取得する。

【数 2 4】

$$\hat{d}(n) = \sum_{i=0}^{S-1} z_d(i \cdot N + n), \quad \text{但し } n = 1, \dots, N \quad \text{式 (25)} \quad 40$$

【0102】

代替的に、累算は実行されず、送信データの 1 コピーのみに対する N 個の等化データシンボルが N 個のデータシンボル推定として提供される。

【0103】

受信機はまた受信パイロット値およびチャネル推定に基づいて干渉を推定してもよい。例えば、サブバンドごとの干渉は以下のように推定されてもよい。

【数 2 5】

$$I(k) = |\hat{H}(k) \cdot P(k) - R_p(k)|^2, \quad \text{但し } k=1, \dots, N \quad \text{式 (26)}$$

【0104】

ここで $I(k)$ はサブバンド k の干渉推定である。干渉推定 $I(k)$ は各 SC-FDMA シンボルの全 N 個のサブバンドに対して平均化されてもよく、短期干渉推定を取得し、これはデータ復調および/または他の目的に使用されてもよい。短期干渉推定は複数の SC-FDMA シンボルについて平均化されてもよく、長期干渉推定を取得し、これは動作条件の推定および/または他の目的で使用されてもよい。

10

【0105】

他の技術もまた、TDMパイロットまたはCDMパイロットから導出されるチャネル推定の品質を改良するために使用されてもよい。これらの技術は、反復チャネル推定技術およびデータ支援チャネル推定技術を含んでいる。

【0106】

反復チャネル推定技術について、通信チャネルの初期推定がまず、例えばMMSEや最小2乗技術を使用して受信パイロットシンボルに基づいて導出される。初期チャネル推定は、上記のようにデータシンボル推定を導出するために使用される。一実施形態では、パイロットシンボル上のデータシンボルによる干渉はデータシンボル推定 $\hat{d}(n)$ 及び初期チャネル推定 $\hat{h}(n)$ に基づいて、例えば

20

【数 2 6】

$$\hat{i}(n) = \hat{d}(n) \otimes \hat{h}(n)$$

【0107】

と推定され、ここで、 $\hat{i}(n)$ は干渉推定を示している。別の実施形態では、データシンボル推定が処理されて、復号データを取得する。復号データは次いで、再変調データシンボルを取得するために送信機で実行されるのと同様に処理され、これらは干渉推定を取得するために初期チャネル推定で畳み込まれる。両実施形態について、干渉推定は受信パイロットシンボルから減算されて、干渉除去パイロットシンボル

30

【数 2 7】

$$r_p^{ic}(n) = r_p(n) - \hat{i}(n)$$

【0108】

を取得し、これらは次いで改良されたチャネル推定を導出するために使用される。プロセスは、良好なチャネル推定を積極的に取得するために任意の回数反復されてもよい。反復チャネル推定技術は、図5Bに示されているTDMパイロットスキーム、図5Cおよび5Dに示されているCDMパイロットスキーム、およびデータシンボルがパイロットシンボルへのシンボル間干渉をもたらすことがある他のパイロットスキームにより適している。

40

【0109】

データ支援チャネル推定技術について、受信データシンボルは、受信パイロットシンボルに伴ってチャネル推定に使用される。第1のチャネル推定は受信パイロットシンボルに基づいて導出され、データシンボル推定を取得するために使用される。第2のチャネル推定は次いで受信データシンボルおよびデータシンボル推定に基づいて導出される。一実施形態では、受信データシンボル $r_d(n)$ は周波数ドメイン受信データ値 $R_d(k)$ に変換され、データシンボル推定 $\hat{d}(n)$ は周波数ドメインデータ値 $D^{\wedge}(k)$ に変換される。第2のチャネル推定は、式(14)~(18)において $R_d(k)$ を $R_p(k)$ に、かつ、 $D^{\wedge}(k)$ を $P(k)$ に置換することによって取得されてもよい。別の実施形態では、データシンボル推定が処理されて復号データを取得し、また復号データが処理されて再

50

変調データシンボル $D_{r_m}(k)$ を取得する。第2のチャンネル推定は、式(14)~(18)において $R_d(k)$ を $R_p(k)$ に、かつ $D_{r_m}(k)$ を $P(k)$ に置換することによって取得されてもよい。

【0110】

受信パイロットシンボルおよび受信データシンボルによって取得される2つのチャンネル推定は結合されて、全チャンネル推定の改良を取得する。この結合は、例えば以下のように実行されてもよい。

【数28】

$$\hat{H}_{overall}(k) = \hat{H}_{pilot}(k) \cdot C_p(k) + \hat{H}_{data}(k) \cdot C_d(k), \quad \text{但し } k=1, \dots, N \quad \text{式(27)}$$

10

【0111】

ここで、 $\hat{H}_{pilot}(k)$ は、受信パイロットシンボルに基づいて取得されるチャンネル推定であり；

$\hat{H}_{data}(k)$ は、受信データシンボルに基づいて取得されるチャンネル推定であり；

$C_p(k)$ および $C_d(k)$ はそれぞれ、パイロットおよびデータの重み係数であり；

$\hat{H}_{overall}(k)$ は全チャンネル推定である。

【0112】

一般的に、 $\hat{H}_{overall}(k)$ は、 $\hat{H}_{pilot}(k)$ 、 $\hat{H}_{data}(k)$ 、データシンボル推定の信頼性の確かさ、および/または他の係数のうちの任意の関数に基づいて導出されてもよい。上記のプロセスは反復して実行されてもよい。反復ごとに、 $\hat{H}_{overall}(k)$ はデータシンボル推定から取得されたチャンネル推定に基づいて更新され、更新された $\hat{H}_{overall}(k)$ は新たなデータシンボル推定を導出するために使用される。データ支援チャンネル推定技術は、図5A~5Dに示されているTDMおよびCDMパイロットスキームを含む全パイロットスキームに使用されてもよい。

20

【0113】

図9は、送信機910および受信機950のブロック図を示している。フォワードリンクについて、送信機910は基地局の一部であり、受信機950は無線デバイスの一部である。リバースリンクについて、送信機910は無線デバイスの一部であり、受信機950は基地局の一部である。基地局は概して固定局であり、ベーストランシーバシステム(BTS)、アクセスポイントまたは他の用語で呼ばれてもよい。無線デバイスは固定でもモバイルでもよく、ユーザ端末、モバイル局または他の用語で呼ばれてもよい。

30

【0114】

送信機910において、TXデータ/パイロットプロセッサ920はトラヒックデータを処理して、データシンボルを取得し、パイロットシンボルを生成し、データシンボルおよびパイロットシンボルを提供する。SC-FDMA変調器930はTDMおよび/またはCDMを使用してデータシンボルおよびパイロットシンボルを多重化し、(例えば、IFDMAやLFDMAなどに)SC-FDMA変調を実行して、SC-FDMAシンボルを生成する。送信機ユニット(TMTR)932はSC-FDMAシンボルを処理し(例えば、アナログに変換、増幅、フィルタリング、および周波数アップコンバート)、無線周波数(RF)変調信号を生成し、これはアンテナ934を介して送信される。

40

【0115】

受信機950において、アンテナ952は送信信号を受信し、受信信号を提供する。受信ユニット(RCVR)954は受信信号を調整し(例えば、フィルタリング、増幅、周波数ダウンコンバートおよびデジタル化)、1ストリームの受信サンプルを生成する。SC-FDMA復調器960は受信サンプルを処理して、受信データシンボルおよび受信パイロットシンボルを取得する。チャンネル推定器/プロセッサ980は受信パイロットシンボルに基づいてチャンネル推定を導出する。SC-FDMA復調器960はチャンネル推定によって受信データシンボルに等化を実行し、データシンボル推定を提供する。受信(RX)データプロセッサ970はデータシンボル推定をシンボルデマッピング、デインタリ

50

ープおよび復号して、復号データを提供する。一般的に、SC-FDMA復調器960およびRXデータプロセッサ970による処理は、送信機910におけるSC-FDMA変調器930およびTXデータ/パイロットプロセッサ920による処理とそれぞれ相補的である。

【0116】

コントローラ940および990はそれぞれ送信機910および受信機950において種々の処理ユニットの動作を命令する。メモリユニット942および992はそれぞれ、コントローラ940および990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。

【0117】

図10Aは、TXデータ/パイロットプロセッサ920aのブロック図を示しており、これは図9のプロセッサ920の一実施形態であり、またTDMパイロットスキームに使用されてもよい。プロセッサ920a内では、トラフィックデータが符号器1012によって符号化され、インタリーバ1014によってインタリーブされ、シンボルマップ1016によってデータシンボルにマッピングされる。パイロット生成器1020は、例えば多相系列に基づいてパイロットシンボルを生成する。マルチプレクサ(Mux)1022は、TDMコントロールに基づいてデータシンボルを受信し、これにパイロットシンボルを多重化し、1ストリームの多重化データおよびパイロットシンボルを提供する。

【0118】

図10Bは、TXデータ/パイロットプロセッサ920bのブロック図を示しており、これは図9のプロセッサ920の別の実施形態であり、CDMパイロットスキームに使用されてもよい。プロセッサ920b内では、トラフィックデータが符号器1012によって符号化され、インタリーバ1014によってインタリーブされ、シンボルマップ1016によってデータシンボルにマッピングされる。乗算器1024aは各データシンボルに、データの直交系列 $\{w_d\}$ のM個のチップを乗算し、M個のスケーリングデータシンボルを提供する。同様に、乗算器1024bは各パイロットシンボルに、パイロットの直交系列 $\{w_p\}$ のM個のチップを乗算し、M個のスケーリングパイロットシンボルを提供する。加算器1026は、例えば図5Cまたは5Dに示されているように、スケーリングデータシンボルにスケーリングパイロットシンボルを加算し、結合シンボルを提供する。

【0119】

図11Aは、IFDMA用のSC-FDMA変調器930aを示しており、これは図9のSC-FDMA変調器930の一実施形態である。変調器930a内では、反復ユニット1112がオリジナル系列のデータ/パイロットシンボルをS回反復し、拡張系列のK個のシンボルを取得する。位相ランプユニット1114は位相ランプを拡張シンボル系列に適用して、周波数変換系列の出力シンボルを生成する。位相ランプは、送信に使用されるサブバンドセットuによって判断される。巡回語頭生成器1116は巡回語頭を周波数変換シンボル系列に付加し、IFDMAシンボルを生成する。

【0120】

図11BはLFDMA用のSC-FDMA変調器930bを示しており、これは図9のSC-FDMA変調器930の別の実施形態である。変調器930b内では、FFTユニット112がNポイントFFTをオリジナル系列のデータ/パイロットシンボルに実行して、1系列のN個の周波数ドメインシンボルを取得する。シンボルサブバンド間マッパー1124はN個の周波数ドメインシンボルを、送信に使用されるN個のサブバンドにマッピングし、K-N個のゼロシンボルを残りのK-N個のサブバンドにマッピングする。IFFTユニット1126はKポイントIFFTをマッパー1124からのK個のシンボルに実行し、1系列のK個の時間ドメイン出力シンボルを提供する。巡回語頭生成器1128は巡回語頭を出力シンボル系列に付加して、LFDMAシンボルを生成する。

【0121】

図12AはSC-FDMA復調器960aのブロック図を示しており、これは図9の復調器960の一実施形態であり、TDM IFDMAパイロットスキームに使用されても

10

20

30

40

50

よい。SC-FDMA復調器960a内では、巡回語頭除去ユニット1212が受信IFDMAシンボルごとに巡回語頭を除去する。位相ランプ除去ユニット1214は各受信IFDMAシンボルの位相ランプを除去する。位相ランプ除去はまた、RFからベースバンドへの周波数ダウン変換によって実行されてもよい。デマルチプレクサ(Demux)1220はユニット1214の出力を受信し、受信データシンボルを等化器1230に提供し、受信パイロットシンボルをチャネル推定器980に提供する。チャネル推定器980は、例えばMMSEまたは最小2乗技術を使用して受信パイロットシンボルに基づいてチャネル推定を導出する。等化器1230は、時間ドメインまたは周波数ドメインにおいてチャネル推定によって受信データシンボルに等化を実行し、等化データシンボルを提供する。累算器1232は、同一送信データシンボルの複数個のコピーに対応する等化データシンボルを累算して、データシンボル推定を提供する。

10

【0122】

図12BはSC-FDMA復調器960bのブロック図を示しており、これは図9の復調器960の別の実施形態であり、CDM-IFDMAパイロットスキームに使用されてもよい。SC-FDMA復調器960bは、送信データシンボルを回復するデータチャネライザーと、送信パイロットシンボルを回復するパイロットチャネライザーとを含んでいる。データチャネライザーについて、乗算器1224aはユニット1214の出力にデータ直交系列 $\{w_d\}$ のM個のチップを乗算して、スケーリングデータシンボルを提供する。累算器1226aは、送信データシンボルごとにM個のスケーリングデータシンボルを累算し、受信データシンボルを提供する。パイロットチャネライザーについては、乗算器1224bはユニット1214の出力にパイロット直交系列 $\{w_p\}$ のM個のチップを乗算して、送信パイロットシンボルごとにM個のスケーリングパイロットシンボルを提供し、これらは累算器1226bによって累算されて、送信パイロットシンボルに対する受信パイロットシンボルを取得する。SC-FDMA復調器960b内の後続のユニットによる処理は、SC-FDMA復調器960aについて上述されたのと同様である。

20

【0123】

図13Aは、SC-FDMA復調器960cのブロック図を示しており、これは図9の復調器960のさらに別の実施形態であり、TDM-LFDMAパイロットスキームに使用されてもよい。SC-FDMA復調器960c内では、巡回語頭除去ユニット1312は受信LFDMAシンボルごとに巡回語頭を除去する。FFTユニット1314は、巡回語頭の除去後にKポイントFFTをLFDMAシンボルに実行して、K個の周波数ドメイン値を提供する。サブバンドシンボル間デマッパ1316はK個の周波数ドメイン値を受信し、送信に使用されるN個のサブバンドのN個の周波数ドメイン値を提供し、残りの周波数ドメイン値を破棄する。IFFTユニット1318はNポイントFFTを、デマッパ1316からのN個の周波数ドメイン値に実行して、N個の受信シンボルを提供する。デマルチプレクサ1320はユニット1318の出力を受信し、受信データシンボルを等化器1330に提供し、受信パイロットシンボルをチャネル推定器980に提供する。等化器1330は、チャネル推定器980からのチャネル推定によって時間ドメインまたは周波数ドメインにおいて受信データシンボルに等化を実行して、データシンボル推定を提供する。

30

40

【0124】

図13BはSC-FDMA復調器960dのブロック図を示しており、これは図9の復調器960のさらに別の実施形態であり、CDM-LFDMAパイロットスキームに使用されてもよい。SC-FDMA復調器960dは、送信データシンボルを回復するデータチャネライザーと、送信パイロットシンボルを回復するパイロットチャネライザーとを含んでいる。データチャネライザーについて、乗算器1324aはIFFTユニット1318の出力に、データ直交系列 $\{w_d\}$ のM個のチップを乗算して、スケーリングデータシンボルを提供する。累算器1326aは送信データシンボルごとにM個のスケーリングデータシンボルを累算し、受信データシンボルを提供する。パイロットチャネライザーについて、乗算器1324bはIFFTユニット1318の出力にパイロット直交系列 $\{w_p\}$

50

}のM個のチップを乗算して、送信パイロットシンボルごとにM個のスケーリングパイロットシンボルを提供し、これらは累算器1326bによって累算され、送信パイロットシンボルに対する受信パイロットシンボルを取得する。SC-FDMA復調器960d内の後続のユニットによる処理は、SC-FDMA復調器960cについて上述されたのと同様である。

【0125】

本明細書に説明されているパイロット送信およびチャネル推定技術は種々の手段によって実現されてもよい。例えば、これらの技術はハードウェア、ソフトウェアまたはこれらの組み合わせで実現されてもよい。ハードウェア実現については、送信機でパイロットを生成および送信するために使用される処理ユニット(例えば、図9~13Bに示されている処理ユニットの各々、または処理ユニットの組み合わせ)は1つ以上の特定用途向け集積回路(ASIC)、デジタル信号プロセッサ(DSP)、デジタル信号処理デバイス(DSPD)、プログラマブル論理デバイス(PLD)、フィールドプログラマブルゲートアレイ(FPGA)、プロセッサ、コントローラ、マイクロコントローラ、マイクロプロセッサ、電子デバイス、本明細書に説明されている機能を実行するように設計されている他の電子ユニットまたはこれらの組み合わせで実現されてもよい。受信機でチャネル推定を実行するために使用される処理ユニットはまた、1つ以上のASIC、DSP、電子デバイスなどで実現されてもよい。

10

【0126】

ソフトウェア実現については、これらの技術は、本明細書に説明されている機能を実行するモジュール(例えば、手順、関数など)によって実現されてもよい。ソフトウェアコードはメモリユニット(例えば、図9のメモリユニット942や992)に記憶されてもよく、プロセッサ(例えば、コントローラ940や990)によって実行されてもよい。メモリユニットは、プロセッサ内またはプロセッサ外で実現されてもよい。

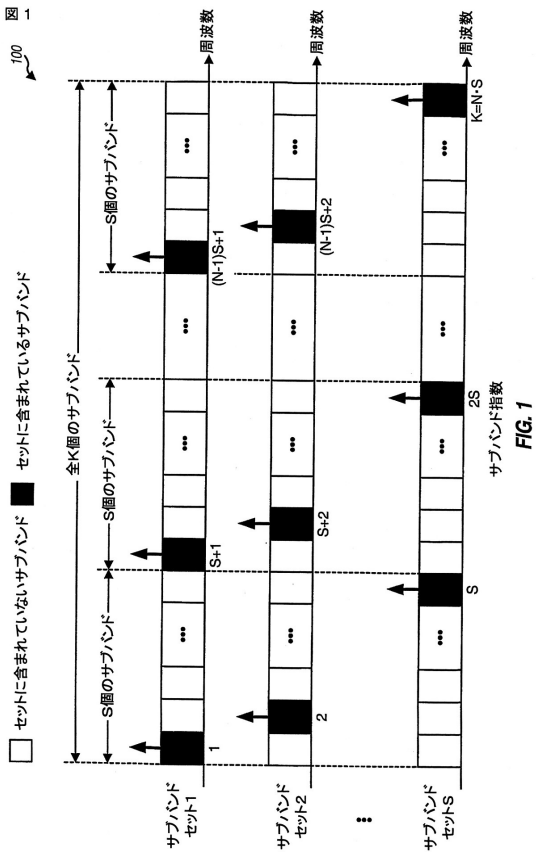
20

【0127】

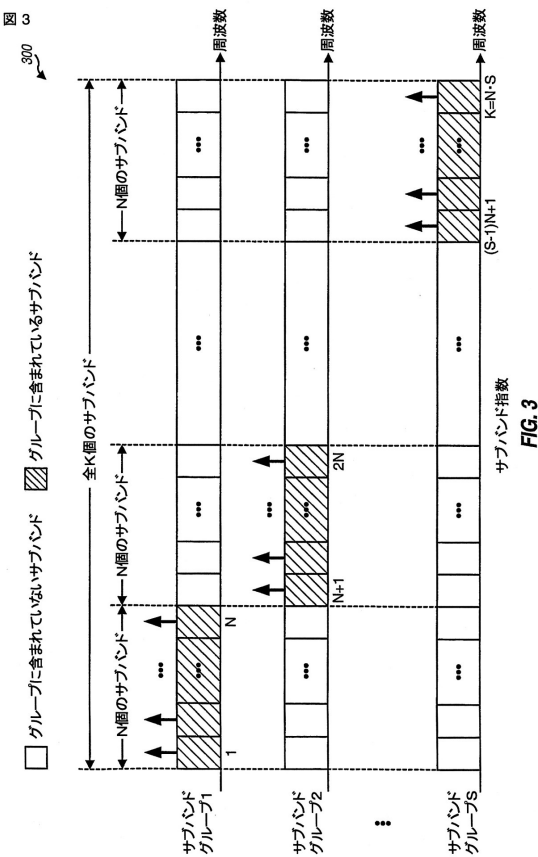
開示されている実施形態についての先行の説明は、当業者が本発明を成し、これを使用できるようにするために提供されている。これらの実施形態に対する種々の修正は当業者には容易に明らかになり、またここに定義されている一般原理は本発明の主旨および範囲を逸脱することなく他の実施形態に適用されてもよい。従って、本発明は、ここに示されている実施形態に制限されることを意図しておらず、ここに開示されている原理および新規の特徴と矛盾しない広範な範囲が認められるべきである。

30

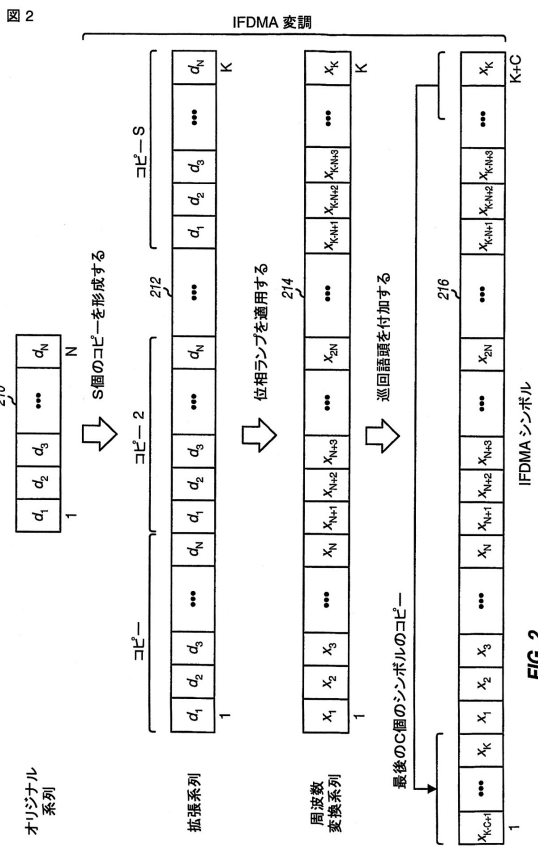
【図 1】



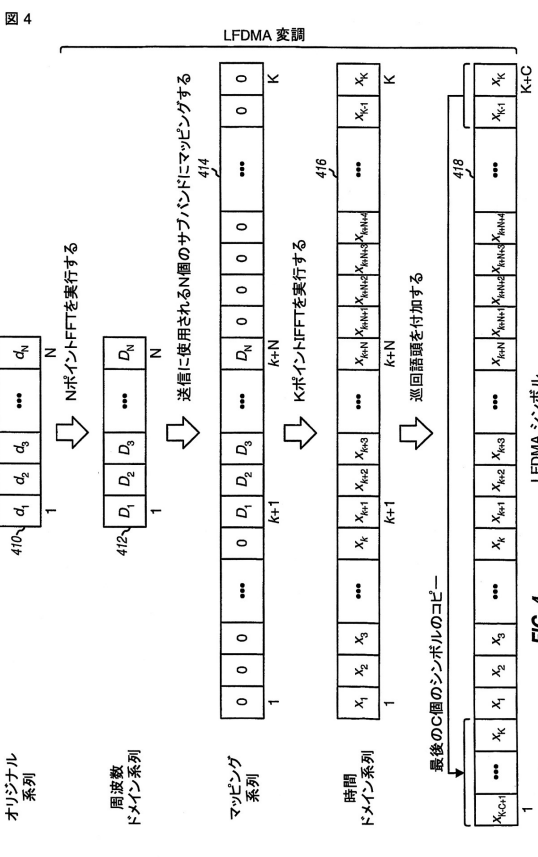
【図 3】



【図 2】



【図 4】



【 図 5 A 】

図 5A

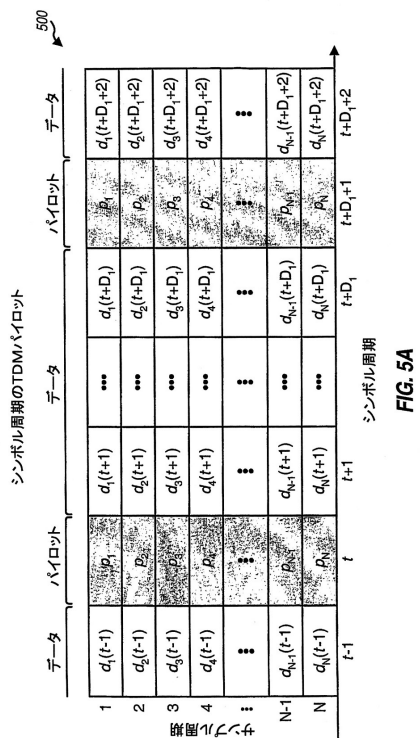


FIG. 5A

【 図 5 B 】

図 5B

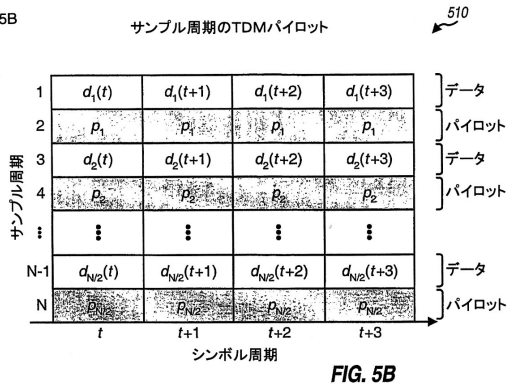


FIG. 5B

【 図 5 C 】

図 5C

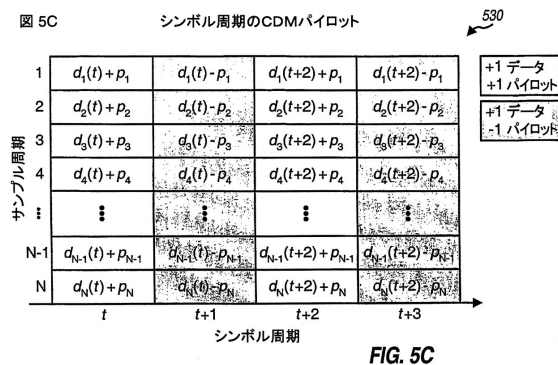


FIG. 5C

【 図 5 D 】

図 5D

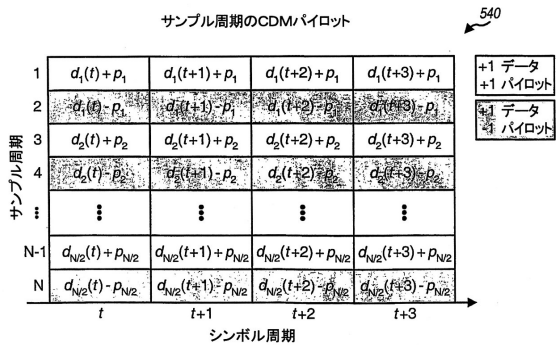
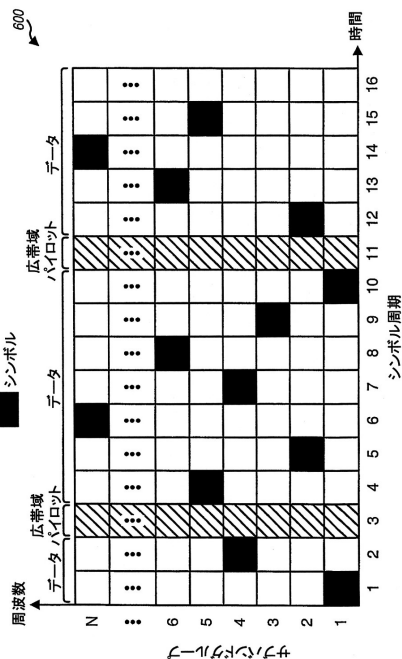


FIG. 5D

【 図 6 】

図 6



【図7A】

図7A

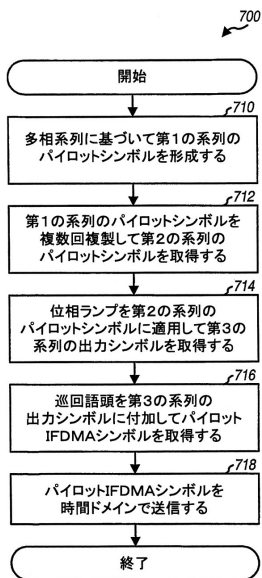


FIG. 7A

【図7B】

図7B

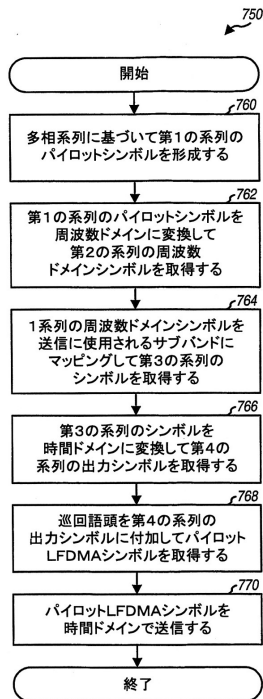


FIG. 7B

【図8】

図8

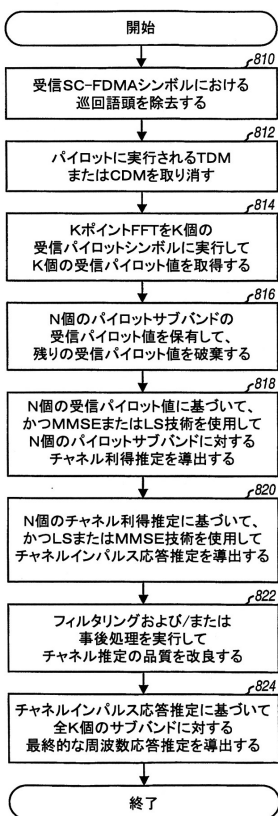


FIG. 8

【図9】

図9

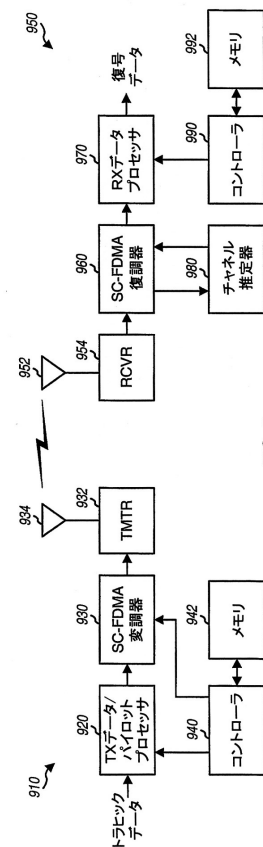


FIG. 9

【図10A】

図10A

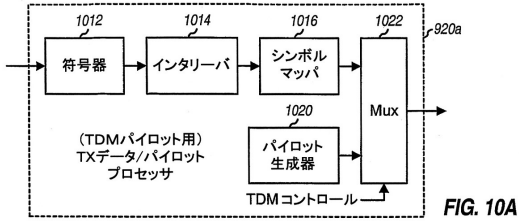


FIG. 10A

【図10B】

図10B

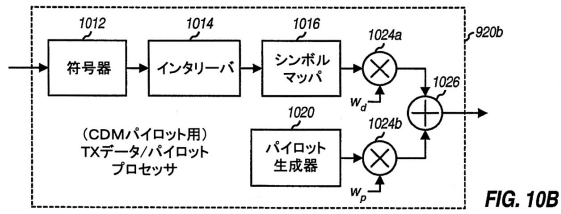


FIG. 10B

【図11A】

図11A

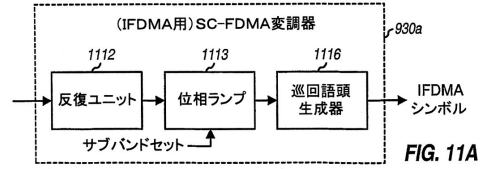


FIG. 11A

【図11B】

図11B

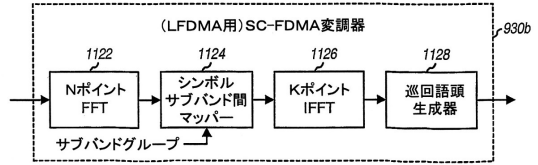


FIG. 11B

【図12A】

図12A

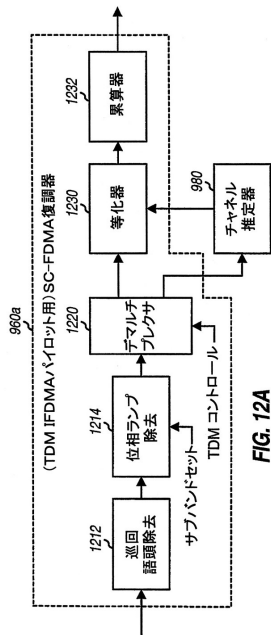


FIG. 12A

【図12B】

図12B

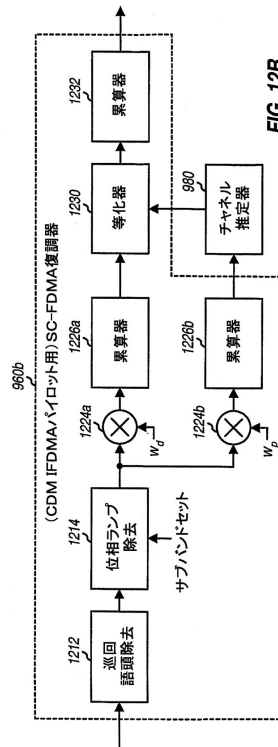


FIG. 12B

【 図 1 3 A 】

図 13A

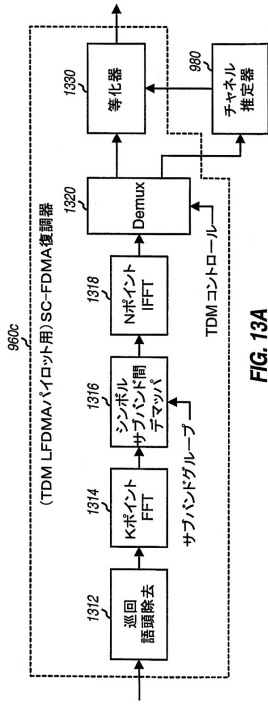


FIG. 13A

【 図 1 3 B 】

図 13B

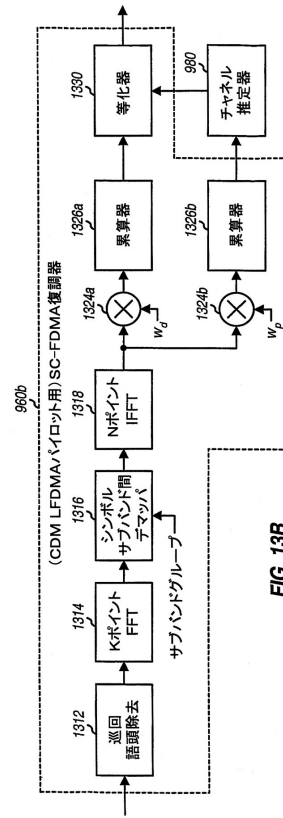


FIG. 13B

フロントページの続き

(72)発明者 ラビ・パランキ

アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9 2 1 2 2、サン・ディエゴ、パルミラ・ドライブ・ナンバー 3 2 0 9 7 6 9 9

(72)発明者 アーモド・クハンデカー

アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9 2 1 2 2、サン・ディエゴ、リージェンツ・ロード・ナンバー 3 3 9 8 4 6 5

審査官 大野 友輝

(56)参考文献 MICHEL SCHNELL et al. , A PROMISING NEW WIDEBAND MULTIPLE-ACCESS SCHEME FOR FUTURE MOBILE COMMUNICATIONS SYSTEMS , EUROPEAN TRANSACTIONS ON TELECOMMUNICATIONS, July-August 1999 , 1 9 9 9 年 7 月 , Vol.10, No.4 , 417~427

David D.Falconer et al. , Broadband Wireless Using Single Carrier and Frequency Domain Equalization , Invited overview paper for WPMC '02, Honolulu, , 2 0 0 2 年 1 0 月 , U R L , http://www.sce.carleton.ca/courses/94566/course_notes/WPMCpaper.pdf

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H 0 4 L 2 7 / 2 6