

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4594359号
(P4594359)

(45) 発行日 平成22年12月8日(2010.12.8)

(24) 登録日 平成22年9月24日(2010.9.24)

(51) Int. Cl.		F I			
HO4W	16/28	(2009.01)	HO4Q	7/00	236
HO4B	7/06	(2006.01)	HO4B	7/06	
HO4J	11/00	(2006.01)	HO4J	11/00	Z

請求項の数 39 外国語出願 (全 25 頁)

(21) 出願番号	特願2007-212974 (P2007-212974)	(73) 特許権者	392026693
(22) 出願日	平成19年8月17日(2007.8.17)		株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ
(65) 公開番号	特開2008-48413 (P2008-48413A)		東京都千代田区永田町二丁目11番1号
(43) 公開日	平成20年2月28日(2008.2.28)	(74) 代理人	100099623
審査請求日	平成19年8月17日(2007.8.17)		弁理士 奥山 尚一
(31) 優先権主張番号	06017294.7	(74) 代理人	100096769
(32) 優先日	平成18年8月18日(2006.8.18)		弁理士 有原 幸一
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)	(74) 代理人	100107319
			弁理士 松島 鉄男
		(72) 発明者	シュテファン・カイザー
			ドイツ連邦共和国, 82205 ギルヒンク, ヴァッツマンシュトラッセ 3
		審査官	齋藤 哲

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 空間的位相符号を使用して遠隔の送信機/受信機と通信するための送信機/受信機とその通信方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

遠隔の送信機/受信機と通信するための送信機/受信機(100)であって、
前記遠隔の送信機/受信機において空間的に異なる位置に配置された2つ以上の送信アンテナ(210、220)により送信された2つ以上の送信信号を重ね合わせた信号を受信するための受信モジュール(110)と、
受信信号の受信品質を評価するための受信品質エバリュエータ(130)と、
前記遠隔の送信機/受信機に対して送信信号間の位相関係を変更するよう指令する前記遠隔の送信機/受信機へのフィードバック信号を前記受信品質がある閾値未満であるときに生成するためのフィードバック生成器(140)と
を具備することを特徴とする送信機/受信機。

【請求項2】

前記フィードバック生成器(140)は前記遠隔の送信機/受信機へフィードバック信号を送信するための送信モジュールを含むことを特徴とする請求項1に記載の送信機/受信機。

【請求項3】

前記受信品質エバリュエータ(130)は受信信号の信号対ノイズ比に関する情報を導出する働きをすることを特徴とする請求項1または2に記載の送信機/受信機。

【請求項4】

前記受信品質エバリュエータ(130)は受信信号の受信電力に関する情報を決定する

働きをし、前記フィードバック生成器(140)は前記受信電力と前記遠隔の送信機/受信機において送信信号を送信するために使用された送信電力との間の関係に関する情報を閾値として利用する働きをすることを特徴とする請求項1乃至3のいずれか1項に記載の送信機/受信機。

【請求項5】

前記受信品質エバリュエータ(130)は、当該送信機/受信機と前記遠隔の送信機/受信機との間の送信チャンネルに関する情報を推定するためのチャンネル推定器(60)を含むとともに、

前記フィードバック生成器(140)は、送信チャンネル係数の大きさの最小値を前記閾値として利用する働きをすることを特徴とする請求項1乃至4のいずれか1項に記載の送信機/受信機。

10

【請求項6】

前記フィードバック生成器(140)は2つ以上の送信信号を送信するために使用された送信電力に関する情報を利用する働きをすることを特徴とする請求項5に記載の送信機/受信機。

【請求項7】

前記フィードバック生成器(140)は、受信信号の測定された受信電力が、第1または第2の送信信号を送信するための送信電力に、当該送信機/受信機と前記遠隔の送信機/受信機との間の送信チャンネルを記述するチャンネル係数の大きさと補正因子とを掛け合わせた値より小さいときに、フィードバック信号を生成する働きをするとともに、

20

前記補正因子は、ゼロより大きく、かつ前記送信アンテナの送信電力のコヒーレントな重ね合わせより低くなるように選ばれることを特徴とする請求項1乃至6のいずれか1項に記載の送信機/受信機。

【請求項8】

受信信号を復号して当該信号に含まれる情報を抽出するための情報復号器(63)をさらに具備し、

前記フィードバック生成器(140)は前記情報復号器(63)に対してフィードバック信号が生成される時を知らせる働きをすることを特徴とする請求項1乃至7のいずれか1項に記載の送信機/受信機。

【請求項9】

30

前記受信品質エバリュエータ(130)はチャンネル推定値を生成するためのチャンネル推定器(60)を含み、

当該送信機/受信機は、前記チャンネル推定値に基づいて受信信号を復号するための情報復号器(63)をさらに具備することを特徴とする請求項1乃至8のいずれか1項に記載の送信機/受信機。

【請求項10】

前記フィードバック生成器(140)は、フィードバック信号が生成されたときに位相フリップモードに変更するよう前記チャンネル推定器(60)を制御する働きをすることを特徴とする請求項9に記載の送信機/受信機。

【請求項11】

40

前記情報復号器(63)は所定のパイロットグリッドに従って受信信号内に分布したパイロット情報を復号する働きをするとともに、

前記情報復号器(63)は前記パイロットグリッドと所定の関係にある時間または周波数におけるインスタンスにおいてのみフィードバック信号が送信されるようにフィードバック生成器(140)を制御する働きをすることを特徴とする請求項9または10に記載の送信機/受信機。

【請求項12】

前記チャンネル推定器(60)は所定のパイロットグリッド内の異なる位置にあるパイロット情報の間を補間してパイロット情報が利用できない位置のチャンネル推定値を取得する働きをするとともに、

50

前記フィードバック生成器(140)は、フィードバック信号の生成後に生じるチャンネルの補間において、前記チャンネル推定器によって、フィードバック信号が送信された時よりも前に生成されたパイロット情報を該チャンネル推定器が使用している度合いと比べてそれよりも高い度合いで、フィードバック信号に応答して生成されたパイロット情報が使用されるように、前記チャンネル推定器(60)を制御する働きをするか、または、

前記フィードバック生成器(140)は、フィードバック信号の生成後に生じるチャンネルの補間において、フィードバック信号に応答して生成されたパイロット情報のみが使用されるように、前記チャンネル推定器(60)を制御する働きをするを特徴とする請求項11に記載の送信機/受信機。

【請求項13】

当該送信機/受信機は複数のサブチャンネルを有するマルチチャンネル変調スキームで前記遠隔の送信機/受信機と通信するようにされており、

前記受信品質エバリュエータ(130)および前記フィードバック生成器(140)はフィードバック信号が単一チャンネルまたは一群のチャンネルについての位相制御情報を含むようにチャンネルごとまたは一群のチャンネルごとに選択的に機能するように構成されていることを特徴とする請求項1乃至12のいずれか1項に記載の送信機/受信機。

【請求項14】

前記マルチチャンネル変調スキームを実装するマルチチャンネル変調器はOFDM(直交波周波数分割多重)変調器であり、

前記受信モジュール(110)はOFDMサブキャリア値の時間的に連続するグループを提供するOFDM(直交波周波数分割多重)復調器を含み、

前記受信品質エバリュエータ(130)は、複数の時間的に連続するグループからの複数のサブキャリアを含む1チャンクのサブキャリア値に対する受信品質を評価する働きをし、

前記フィードバック生成器(140)は前記遠隔の送信機/受信機に対して前記1チャンク内の全てのサブキャリア値に関係するフィードバック信号に応じて前記1チャンクに属するサブキャリア値に対する位相関係を変更するよう指令する前記フィードバック信号を生成する働きをするを特徴とする請求項13に記載の送信機/受信機。

【請求項15】

前記受信品質エバリュエータ(130)または前記フィードバック生成器(140)は、チャンネルコヒーレンス帯域幅より狭いチャンク帯域幅とチャンネルコヒーレンス時間より短いチャンク継続時間とを有するチャンクにおいて機能するよう構成されていることを特徴とする請求項14に記載の送信機/受信機。

【請求項16】

前記受信品質エバリュエータ(130)は前記1チャンク内のサブキャリア値に対する全てのチャンネル推定値を平均するか、または前記1チャンクの表示としてある特定のサブキャリアのチャンネル推定値を選択する働きをし、

前記フィードバック生成器(140)は前記平均または表示を閾値比較において使用する働きをするを特徴とする請求項14または15に記載の送信機/受信機。

【請求項17】

前記受信品質エバリュエータ(130)は、前記受信モジュール(110)と第1の送信アンテナ(210)の間の通信のための第1のサブチャンネルと、前記受信モジュール(110)と第2の送信アンテナ(220)の間の通信のための第2のサブチャンネルとを区別する働きをし、

前記フィードバック生成器(140)は、前記サブチャンネルのうちより良いサブチャンネルを通じて送信機に対して送信された信号の送信電力を増大させることを指令する電力制御信号を生成する働きをするを特徴とする請求項1乃至16のいずれか1項に記載の送信機/受信機。

【請求項18】

遠隔の送信機/受信機と通信するための送信機/受信機(200)であって、

10

20

30

40

50

第1の送信アンテナ(210)によって送信されるのに使用される第1の送信信号(290)を生成するためと、第2の送信アンテナ(220)によって送信されるのに使用される第2の送信信号(300)を生成するための送信モジュール(280)と、

前記送信モジュール(280)に結合しており、位相変更制御信号(320)に応答して第1の送信信号(290)と第2の送信信号(300)との間の位相関係を160°より大きく200°より小さい角度だけ変更するための位相符号器(310)と、

前記遠隔の送信機/受信機からの信号を受信し、その信号に応答して前記位相変更制御信号を生成するための受信機(330)と

を具備することを特徴とする送信機/受信機。

【請求項19】

前記受信機(330)は、前記遠隔の送信機/受信機から、当該送信機/受信機に対して位相制御信号を開始させることを指令するフィードバック信号を受信する働きをすることを特徴とする請求項18に記載の送信機/受信機。

【請求項20】

前記フィードバック信号は、単一のキャリアまたは一群のキャリアを示す情報を含み、前記位相符号器は、前記フィードバック信号に示された単一のキャリアまたは一群のキャリアに対する位相関係を変更し、前記情報に示されていないキャリアに対する位相関係は変更しない働きをすることを特徴とする請求項18または19に記載の送信機/受信機。

【請求項21】

前記遠隔の送信機/受信機からの信号がパイロット情報または有用情報を含み、

前記受信機(330)は、前記遠隔の送信機/受信機からの信号の受信品質が閾値未満のときに位相制御信号を生成する働きをすることを特徴とする請求項18乃至20のいずれか1項に記載の送信機/受信機。

【請求項22】

前記受信機(330)は、前記遠隔の送信機/受信機と当該送信機/受信機との間の送信チャネルのパイロット誘導チャネル推定またはブラインドチャネル推定を実行してチャネル推定値を取得する働きをするとともに、

前記受信機は、前記チャネル推定値がチャネル推定閾値未満のときに、位相制御信号を生成する働きをすることを特徴とする請求項21に記載の送信機/受信機。

【請求項23】

前記受信機(330)は、第1の送信アンテナと前記遠隔の送信機/受信機との間のチャネルに対する第1の部分的なチャネル推定値が取得されるとともに、第2の送信アンテナと前記遠隔の送信機/受信機との間のチャネルに対する第2の部分的なチャネル推定値が取得されるように、チャネル推定を実行する働きをし、

前記受信機(330)は、弱めあう重ね合わせが前記遠隔の送信機/受信機に存在するかどうかを判定するために、前記第1および第2の部分的なチャネル推定値をさらに使用し、弱めあう重ね合わせが存在する場合には位相制御信号を生成する働きをすることを特徴とする請求項22に記載の送信機/受信機。

【請求項24】

前記位相符号器は、前記遠隔の送信機/受信機における弱めあう重ね合わせが強めあう重ね合わせに緩和または変更されるよう位相関係を変更する働きをすることを特徴とする請求項23に記載の送信機/受信機。

【請求項25】

前記位相符号器は、前記第1または第2の部分的なチャネル推定値に基づいて、前記第1または第2の送信信号に適用される位相値を計算する働きをすることを特徴とする請求項24に記載の送信機/受信機。

【請求項26】

時分割全二重通信スキームが使用されることを特徴とする請求項18乃至22のいずれか1項に記載の送信機/受信機。

【請求項27】

10

20

30

40

50

前記送信モジュールは第1の送信信号を生成するための第1の送信部(24)と第2の送信信号を生成するための第2の送信部(25)とを含み、

前記位相符号器(310)は、前記送信部の出力または前記送信部への入力における信号の位相関係を選択的に制御するよう結合されていることを特徴とする請求項18乃至26のいずれか1項に記載の送信機/受信機。

【請求項28】

前記送信モジュールは情報をキャリア上に変調するための変調器(21)を含み、

前記位相符号器(310)は前記情報を制御して、制御された該情報が、影響を与える前の位相とは異なる位相を持つようにする働きをすることを特徴とする請求項18乃至27のいずれか1項に記載の送信機/受信機。

10

【請求項29】

前記送信モジュール(24)は、ベースバンド変調器(21)とRF(無線周波数)変調器とを含み、

前記位相符号器(310)は、前記ベースバンド変調器に入力されるまたは前記ベースバンド変調器によって出力される値の位相関係を変更する働きをすることを特徴とする請求項18乃至27のいずれか1項に記載の送信機/受信機。

【請求項30】

前記ベースバンド変調器は直交波周波数分割多重変調器(21)であり、

前記位相符号器(310)は直交波周波数分割多重変調が逆フーリエ変換を使用する前にサブキャリア振幅の複素振幅を制御する働きをすることを特徴とする請求項29に記載の送信機/受信機。

20

【請求項31】

前記位相符号器(310)は約180°の値だけ位相関係を変更する働きをすることを特徴とする請求項18に記載の送信機/受信機。

【請求項32】

前記受信モジュール(110)は前記送信信号が送信されるチャンネルとは異なるチャンネルで前記フィードバック信号を受信する働きをすることを特徴とする請求項18乃至31のいずれか1項に記載の送信機/受信機。

【請求項33】

パイロット情報を所定のパイロットグリッドに従って第1の送信信号と第2の送信信号に挿入するためのパイロット信号インサータをさらに具備し、

前記パイロット情報インサータは、前記位相変更制御信号が前記パイロット情報に対してアクティブなときに、当該パイロット情報の位相を変更する働きをすることを特徴とする請求項18乃至32のいずれか1項に記載の送信機/受信機。

30

【請求項34】

前記位相変更制御信号は、サブキャリア値の所定数の時間的に連続するグループ内における所定数のサブキャリア値を有するチャンクに適用され、

前記位相符号器(310)は、前記位相変更制御信号にตอบสนองして、前記チャンク内の全てのサブキャリア値に対する位相関係をまとめて変更する働きをすることを特徴とする請求項18乃至33のいずれか1項に記載の送信機/受信機。

40

【請求項35】

パイロット情報を所定のパイロットグリッドに従って第1の送信信号と第2の送信信号に挿入するためのパイロット信号インサータをさらに具備し、

前記チャンクはこのチャンクがパイロット情報を有する少なくとも1つのサブキャリア値を含むように選ばれることを特徴とする請求項34に記載の送信機/受信機。

【請求項36】

前記受信機は、異なる電力を使用して送信されることになっている送信信号を示す電力フィードバック信号を受信する働きをし、

前記送信モジュール(280)は、前記電力フィードバック信号にตอบสนองして、示された送信信号に対する送信電力を変更する働きをすることを特徴とする請求項18乃至35の

50

いずれか 1 項に記載の送信機 / 受信機。

【請求項 37】

送信機 / 受信機と遠隔の送信機 / 受信機との間で通信するための通信方法であって、前記遠隔の送信機 / 受信機において空間的に異なる位置に配置された 2 つ以上の送信アンテナ (210、220) により送信された 2 つ以上の送信信号を重ね合わせた信号を受信するステップ (110) と、

受信信号の受信品質を評価するステップ (130) と、

前記遠隔の送信機 / 受信機に対して送信信号間の位相関係を変更するよう指令する前記遠隔の送信機 / 受信機へのフィードバック信号を前記受信品質が閾値未満のときに生成するステップ (140) と

を有することを特徴とする通信方法。

10

【請求項 38】

送信機 / 受信機と遠隔の送信機 / 受信機との間で通信するための通信方法であって、

第 1 の送信アンテナ (210) で送信されることに使用される第 1 の送信信号 (290) を生成し、第 2 の送信アンテナ (220) で送信されることに使用される第 2 の送信信号 (300) を生成するステップ (280) を有し、

前記生成ステップ (280) は、位相変更制御信号 (320) に応答して第 1 の送信信号 (290) と第 2 の送信信号 (300) との間の位相関係が、 160° より大きく 200° より小さい角度だけ変更 (310) されるように実行されるものであり、

前記遠隔の送信機 / 受信機からの信号を受信し、その信号に応答して前記位相変更制御信号を生成するステップ (330) をさらに有することを特徴とする通信方法。

20

【請求項 39】

コンピュータ上で走らせたときに請求項 37 に記載された方法または請求項 38 に記載された方法を実行するためのコンピュータプログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線通信システムに関し、特に、マルチパスフェージングに関連する問題に対処するための空間的処理技術に関する。

30

【背景技術】

【0002】

マルチパス伝搬は、送信信号の複数の複製 (レプリカ) が受信側アンテナで重なり合う現象を引き起こす。送信信号の複製の強めあうおよび弱めあう重ね合わせは受信側アンテナにおいて周波数選択性フェージングを引き起こす。伝搬チャネルに移動物体が存在する場合、フェージングは時間選択性でもある。ディープフェードにおいては、受信側アンテナにおける信号強度はゼロに近づき、受信機における付加ノイズにより、送信信号はもはや誤りなく検出することはできなくなる。

【0003】

今日の無線通信システムは、チャネルフェージングの負の効果を打ち消すために、インターリーピング・チャネル符号化、スペクトル拡散、ダイバーシチ送受信、ARQ (Automatic Repeat Request) などの組み合わせのような方法を利用している。

40

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

本発明の課題は、ディープフェード (deep fades) が起こる環境においても送信機 / 受信機を正常に機能させるための改良された技術を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0005】

本発明は、上記課題を解決するため、請求項 1 もしくは 18 に記載された送信機 / 受信

50

機、請求項 37 もしくは 38 に記載された送信 / 受信方法、または請求項 39 に記載されたコンピュータプログラムを提供する。

【 0 0 0 6 】

本発明は、ディープフェード状況に備えるのに役立つ従来のアプローチと比較して、本発明はその問題に根本から対処するという所見に基づく。本発明によれば、ディープフェード自体の発生は回避または少なくとも軽減される。それゆえ、ディープフェードに関連するエラーは本発明に基づいて動作する送信機ではもはや起こらない。遠隔の送信機 / 受信機から情報信号を受信する送信機 / 受信機は、その信号の受信品質を評価するための受信品質エバリュエータ (receiving quality evaluator) を含み、これに加えて、受信品質が閾値未満のときに遠隔の送信機 / 受信機へのフィードバックを生成するためのフィードバック生成器 (feedback generator) を含む。

10

【 0 0 0 7 】

受信品質が閾値未満のとき、これは、フェード (fade) が起こること、すなわち第 1 の送信アンテナと第 2 の送信アンテナが空間的に異なる位置に配置されているときに、第 1 の送信アンテナからの送信信号と第 2 の送信アンテナからの送信信号の弱めあう重ね合わせが起こることを意味する。

【 0 0 0 8 】

フィードバック信号は遠隔の送信機 / 受信機に対して 2 つの送信信号の間の位相関係を変更することを指令する。特に、遠隔の送信機 / 受信機は異なるアンテナにより送信される 2 つの送信信号を生成するための送信モジュール (transmitter module) を含む。さらに、遠隔の送信機 / 受信機は位相変更制御信号に応答して第 1 の送信信号と第 2 の送信信号との間の位相関係を変更するための位相符号器 (phase encoder) を含む。この位相変更制御信号は、受信機側において情報信号の部分的または全体的なディープフェードが起こっていることを知らせる受信したフィードバック信号から生成される。

20

【 0 0 0 9 】

本発明の送信機 / 受信機は単一キャリア装置であることが可能であるが、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 技術に基づいて動作する装置などのマルチキャリア装置と関連して本発明を使用することが好ましい。各サブキャリアごとに個別に品質評価を実行し、各サブキャリアごとに個別に別個のフィードバック情報を送信してもよいが、チャンク (chunk、塊) ベースの手続きを実行することが好ましい。この手続きでは、チャンク内のサブキャリア (複数) に対して同じ位相処理が施されるように、ある特定の帯域幅をカバーするだけでなくある特定の時間幅 (duration) もカバーする複数のサブキャリア値がエンティティとして取り扱われる。それゆえ、フィードバック信号のために限られた量のオーバーヘッドのみが期限になる。一例として、チャンク内の全てのサブキャリアに対する位相関係を変更するために単一ビットのみが必要とされる。

30

【 0 0 1 0 】

好ましくは、受信品質エバリュエータは遠隔の送信機 / 受信機から当該送信機 / 受信機までの送信チャンネルに対してラフなチャンネル推定値を必要とするだけである。このチャンネル推定値はまさにちょうど複素チャンネル係数の大きさであることが可能である。このチャンネル推定値は、既知の送信電力とともに、そして実際に測定された受信電力とともに、送信機 / 受信機において、品質が品質閾値未満であるかどうかを決定することを安全に可能にする。

40

【 0 0 1 1 】

代わりに、任意の他の品質指標、例えばビット誤り率閾値、信号対ノイズ比閾値、あるいは受信信号電力、チャンネル係数、もしくは斯かる送信品質に関連した値の比に依存する任意の他の品質指標、が利用可能である。

【 0 0 1 2 】

強めあう重ね合わせと、ニュートラルな重ね合わせと、弱めあう重ね合わせの違いは顕著であることから、本発明によれば、ディープフェード状況を検出するための、直接的 (ストレートフォワード) な、従ってロバストな閾値判定を実行することが可能である。

50

【 0 0 1 3 】

ディープフェード状況が検出されるとすぐにフィードバック信号が遠隔の送信機 / 受信機へ送信され、遠隔の送信機 / 受信機はそのフィードバック信号に応答して2つの送信信号の間の位相関係を変更する。位相関係を変更する好ましい方法は、一方の送信信号の位相が180°だけフリップ(反転)されることである。

【 0 0 1 4 】

このような位相がフリップした信号が送信機から受信機へ送られると、これは、送信機 / 受信機の目には、一方の送信信号が180°の位相シフトを受ける、異なる送信チャネルとして写る。この情報は情報信号を受信する送信機 / 受信機において利用可能であるので、送信機 / 受信機はこの既に利用可能な情報をフィードバック信号の形で有利に利用することができる。このフィードバック信号は、もちろん、情報信号を受信する送信機 / 受信機によって生成され、受信信号を復号する際の位相変更の責任が負わされる。

10

【 0 0 1 5 】

他の態様では、チャンネル推定はブラインドチャンネル推定技術またはパイロット情報ベースの技術に基づいて実行される。従って、復号器側のチャンネル推定器はフィードバック信号によって誘起された変化する送信チャネルを自動的に検出する。従って、実行する必要があることは、チャンネル推定器が一方または両方の送信信号の人為的に生み出された位相フリップによって導入された突然変化する送信チャネルの責任を負うようにチャンネル推定器がフィードバック信号生成器によって制御されることだけである。

20

【 0 0 1 6 】

好ましくは180°の位相フリップが適用される。この180°の位相フリップは、弱めあう重ね合わせの負の効果に対処するだけでなく、この弱めあう重ね合わせを強めあう重ね合わせに転換する(両方の状態は結果的に互いに180°だけ異なる)。しかし、ディープフェード状況を緩和するものであれば、他の位相値も有用である。好ましくは、少なくとも90°の位相フリップはフィードバック信号によって引き起こされる。

【 0 0 1 7 】

パイロット情報ベースのチャンネル推定器(channel estimator)が使用されるとき、チャンネル推定に使用されるどのパイロットトーンもチャンネル推定器が人為的に導入された位相変化を自動的に補正するように任意の位相変化したシンボルを使用して起こるため、位相フリップは時間または周波数上でしかもランダムに変動することができる。それゆえ、チャンネル推定器は位相フリップによって導入された正確な位相変更値を知る必要がない。送信側における正確な位相制御は必要でないので、この特徴のおかげで、この技術のロバスト性が増す。

30

【 0 0 1 8 】

好ましくは、パイロットグリッドに基づくチャンネル推定スキームが使用される。マルチキャリアシステムのコンテキストにおいて、パイロットグリッドは周波数および時間に関して間隔を置いたサブキャリアのところにパイロットトーンの決まったポジションを有する。斯かる状況において、チャンネル推定器は、パイロットトーンは送信しないが受信機で復号される情報を送信するサブキャリアに対してチャンネル推定値を生成するために、パイロットトーンに基づいて決定されたチャンネル値の間を補間する。好ましくは、チャンネル推定器はフィードバック信号によって導入される任意の位相フリップの責任を負うようにフィードバック信号生成器によって制御される。これは、チャンネルインタポレータ(channel interpolator)がフリップした位相値を有するサブキャリアに対するチャンネル推定値を補間しようとして招く場合がある任意のチャンネル補間問題を避ける。ただし、補間の開始値はフリップされていない位相値を有するサブキャリアからのものである。

40

【 0 0 1 9 】

既知のソリューションはチャンネルフェージングを最善に処理するための方法を提供するのに対し、本発明は受信側アンテナにおけるフェージングを防止するための方法を提供する。本発明は、送信信号の受信側アンテナにおける弱めあう重ね合わせがかなりの程度まで回避されるような方法で送信信号を修正する。特に、ディープフェードは有効に防止す

50

ることができる。本発明は、好ましくは、弱めあう信号を重ね合わせたものを強めあう重ね合わせに転換し、その結果、受信信号電力が高まる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0020】

以下、本発明の実施の最良の形態を添付図面を参照して詳細に説明する。

【0021】

まず図1に遠隔の送信機/受信機200と通信するための送信機/受信機100を示す。遠隔の送信機/受信機200は、第1のチャンネルH⁽¹⁾230と第2のチャンネルH⁽²⁾240で同じ情報信号を同時に送信する2つの送信側アンテナ210、220を具備する。送信機/受信機100は受信側アンテナ120で信号を受信するための受信モジュール110を含む。この受信側アンテナ120を通じて受信される信号は、遠隔の送信機/受信機200における異なる空間的位置に配置された2つ以上の送信側アンテナ210、220によって生成された2つ以上の送信信号を重ね合わせたものである。2つのチャンネル230、240は互いに異なると言うことはできるが、受信側アンテナ120はある特定の手段が採られる場合以外はそれらのチャンネルを区別することはできない。斯かる手段が全く採られないときは、受信信号はチャンネル230、240で送信された信号を重ね合わせたものであり、送信機/受信機100は送信機/受信機100と遠隔の送信機/受信機200の間にある1つのチャンネルが「目に入る」だけである。

10

【0022】

チャンネル230および240を区別するための一部の手段として、第1の送信側アンテナ210と第2の送信側アンテナ220で異なるパイロット情報を送信することが考えられる。このおかげで送信機/受信機100に存在するチャンネル推定器は両方のチャンネルのチャンネル係数を別々に決定することができる。しかしながら斯かる手段が採られないとき、送信機/受信機100は両方のチャンネルを区別せず、単一のチャンネルが目に入るだけである。

20

【0023】

送信機/受信機100は信号の受信品質を評価するための受信品質エバリュエータ130をさらに含む。さらに、受信品質が閾値を下回るときに遠隔の送信機/受信機200へのフィードバック信号をライン150上に生成する働きをするフィードバック生成器140が提供される。フィードバック信号150はアンテナ210、220で送信された送信信号の間の位相関係(phase relationship)を変更するよう遠隔の送信機/受信機200に指令する。この結果、弱めあう重ね合わせ(destructive superposition)が即時に終結し、弱めあう重ね合わせから強めあう重ね合わせ(constructive superposition)に即時に転換される。その結果、送信機/受信機100の受信アンテナ120におけるパワー(電力)が大きく増大することになる。

30

【0024】

フィードバック生成器140は好ましくは、フィードバック信号150を遠隔の送信機/受信機200へ送信するための送信モジュールを含む。図1にはフィードバック信号はチャンネル230で返信される態様が示されているが、これは異なってもよい。通常、フィードバック信号は送信機/受信機200において両方のアンテナ210、220で受信される。しかしながら、送信機/受信機200は、フィードバック信号をある特定のチャンネルで受信するように設計されることがある。例えば、フィードバック信号は第2の送信アンテナに到達するフィードバック信号の任意の受信電力が無視されるようにして第1の送信側アンテナでのみ検出される。

40

【0025】

当然、2つのアンテナで起こるダイバーシチ効果を送信機/受信機200におけるフィードバック信号の受信に利用することも、もちろん可能である。しかしながら、これは、フィードバック信号における情報内容は通常の情報信号における情報内容と比較してそれほど密ではないので、それほど決定的に重要ではない。

【0026】

50

特に、遠隔の送信機 / 受信機 200 は第 1 の送信アンテナ 210 で送信されるために使用される第 1 の信号 290 を生成するための送信モジュール (transmitter module) 280 を含む。さらに、送信モジュール 280 は、第 2 のアンテナ 220 で送信されるために使用される第 2 の送信信号 300 を生成する働きをする。送信機 / 受信機 200 は、位相変更制御信号 320 に応じた第 1 の送信信号 210 と第 2 の送信信号 220 の間の位相関係が得られるように、送信モジュール 280 と結合した位相符号器 310 をさらに含む。位相変更制御信号 320 はフィードバック信号を送信機 / 受信機 100 から受信するための受信機 330 によって提供される。また受信機 330 はフィードバック信号に应答して位相変更制御信号を生成するためのコントローラを内包する場合がある。

【0027】

一般に、位相符号器 (phase encoder) 310 は第 1 の送信信号と第 2 の送信信号との間の位相関係を、好ましくは 90° を超える位相値だけ、より好ましくは 160° と 200° の間にある位相値だけ、変更する働きをする。この位相値は、送信機 / 受信機 100 の受信アンテナ 120 において通常はネガティブな弱めあう重ね合わせが好ましい強めあう重ね合わせに転換される効果に最も近づく。

【0028】

2 つの送信信号の位相関係の変更は第 1 の送信信号にタッチせずに第 2 の送信信号の位相を 180° といった最大限の位相変更値だけ変えることによって得られるのではあるが、位相符号器 310 はそうはせずに両方の信号にタッチし、両方の信号をある特定の位相変更値だけ変更して結果として生じる位相変更値が例えば 180° の目標値に等しくなるようにする働きをする。その場合、第 1 の送信信号は $+90^\circ$ だけ変更してよく、一方、第 2 の送信信号は -90° だけ変更できる。

【0029】

さらに、特にマルチキャリア送信のコンテキストにおいて、位相関係の変更は好ましくはキャリア (搬送波) 選択的に実行することができる。位相はアップコンバート後の RF (無線周波数) 信号において、すなわち増幅されてアンテナに送られる信号において変更することができる。より簡単な処理能力ゆえに、アップコンバート前の信号処理チェーンにおける任意の位置で位相関係を変更することが好ましい。

【0030】

ベースバンドにおいて、つまり情報信号がキャリア (搬送波) 上にマップされる前、あるいは情報値がキャリア上にマップされた後、しかしマルチキャリア変調を実行する前に、位相関係を変更することが好ましい。この態様は OFDM マルチキャリアスキームとの関連で有用である。有用情報を搬送する複素サブキャリア値を操作することは一方または両方の送信信号に対して実行されるフィードバック信号によって制御される位相プレコーディング操作 (phase pre-coding operation) によって容易に実施できるためである。

【0031】

こうして、送信される情報ビットによって決まるサブキャリアの複素振幅は、異なる情報シンボルと同一とさえ見なせる異なる複素振幅に変更される。しかしながら、これは復号誤りを結果的にもたらさない。というのも、チャンネル推定器のコンテキストでは、この送信信号に対するパイロットシンボルも位相がフリップした値 (phase-flipped value) として生じるからである。

【0032】

この観点から、図 1 における送信機 / 受信機 100 は遠隔の送信機 / 受信機 200 によって与えられた位相変更には気が付かないが、この位相変更を異なる送信チャンネルとして気が付く。この異なる送信チャンネルは図 1 における受信品質エバリュエータ 130 に含まれる単純チャンネル推定器 (straight-forward channel estimator) によって推定される。

【0033】

本発明は以下の利点を有する。

- ・マルチパス伝搬に起因するディープフェードが防止可能である。

10

20

30

40

50

- ・信号の弱めあう重ね合わせが強めあう重ね合わせに変換され、受信側アンテナにおける全体の信号対ノイズ比が向上する。
- ・周波数および時間選択性フェージングを打ち消すために適用可能である。
- ・例えばOFDMを活用するマルチキャリアシステムに良く適しているだけでなく、単一キャリアスキームにも適用可能である。
- ・例えば位相ダイバーシチまたはCDD(cyclic delay diversity) [1] [2] などのような送信ダイバーシチスキームと容易に組み合わせることが可能である。
- ・複数の送信および受信アンテナを有するシステムに適用可能である。
- ・ブロックベースの送信(リソースブロック、チャンク)に良く適している。
- ・アップおよびダウンリンクにおけるOFDMA、OFDM-TDMA、MC-CDMA
- などの多重アクセススキームに適用可能である。
- ・3GPP LTEおよびWINNERの現行のシステムコンセプトは新しいソリューションを実現するための不可欠な手段を提供する。

10

【 0 0 3 4 】

< 基本原理 >

次に、本発明の背後にある基本原理を、2本のTxアンテナと1本のRxアンテナを利用するOFDM伝送の場合を例にとって説明する。位相符号化(phase coding)を実行する送信機/受信機を図2cに示す。

【 0 0 3 5 】

OFDMシンボル $S_i = (S_{i,0}, S_{i,1}, \dots, S_{i,N_c-1})$ は2本のTxアンテナで同時に送信される。ここで i は離散時間のインデックスである。要素 $S_{i,n}$ は i 番目のOFDMシンボルにおける n 番目のサブキャリア上のデータシンボルを表す。 N_c はOFDMシンボル当たりのサブキャリアの総数である。第1のアンテナで送信される信号は次のように表される。

20

【 数 1 】

$$S_{i,n}^{(1)} = S_{i,n}$$

【 0 0 3 6 】

第2のアンテナで送信される信号は次のように位相符号化される。

30

【 数 2 】

$$S_{i,n}^{(2)} = C_{i,n} S_{i,n}$$

【 0 0 3 7 】

位相符号化係数 $C_{i,n}$ は以下の表に示すように位相符号器の状態に依存する。

【 0 0 3 8 】

【 表 1 】

状態	A	B
係数 $C_{i,n}$	1	$\exp(-j\pi)$

40

【 0 0 3 9 】

位相符号器は最初は2つの状態のいずれか一方にあることが可能である。全送信電力は P である。送信電力は第1のアンテナにおける平均電力 $P^{(1)}$ および第2のアンテナにおける平均電力 $P^{(2)}$ がそれぞれ $P/2$ になるように規格化される。

【 0 0 4 0 】

Txアンテナ1とRxアンテナの間のチャネル(チャネル(1))と、Txアンテナ2

50

と $R \times$ アンテナの間のチャネル（チャネル（2））は、平均送信電力が平均受信電力に相当するように規格化される。本例では、各 $T \times$ アンテナからのチャネルが1本の見通し（line-of-sight）経路を有する単純化したチャネルモデルが適用される。両方のチャネルの信号は0と2の間に等しく分布するランダム角度で重ね合わさる。

【0041】

受信信号は次のように書き表すことができる。

【数3】

$$R_{i,n} = R_{i,n}^{(1)} + R_{i,n}^{(2)}$$

10

ただし、

【数4】

$$R_{i,n}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} S_{i,n}^{(1)} H_{i,n}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} S_{i,n} H_{i,n}^{(1)}$$

$$R_{i,n}^{(2)} = \frac{1}{\sqrt{2}} S_{i,n}^{(2)} H_{i,n}^{(2)} = \frac{1}{\sqrt{2}} C_{i,n} S_{i,n} H_{i,n}^{(2)}$$

【0042】

$R^{(m)}_{i,n}$ は m 番目の送信側アンテナから到来する受信信号への寄与であり、 $H^{(m)}_{i,n}$ は送信機における m 番目のアンテナと受信側アンテナとの間のチャネルのチャネル係数である。因子 $1/\sqrt{2}$ は送信側アンテナ当たりの電力規格化係数である。このとき次式が成り立つ。

20

【数5】

$$R_{i,n} = \frac{1}{\sqrt{2}} S_{i,n} (H_{i,n}^{(1)} + C_{i,n} H_{i,n}^{(2)}) = \frac{1}{\sqrt{2}} S_{i,n} H_{i,n}$$

【0043】

$H_{i,n}$ は両方のチャネルの重ね合わせから結果する受信側アンテナにおけるチャネル係数で、次のように位相符号化を考慮している。

30

【数6】

$$H_{i,n} = (H_{i,n}^{(1)} + C_{i,n} H_{i,n}^{(2)})$$

【0044】

基本アイデアの説明を単純化するため、この段階では加法性白色ガウス雑音（AWGN：additive white Gaussian noise）は考慮されない。

【0045】

受信機側において、絶対値 $|H_{i,n}|$ は所定の閾値 V と比較される。本例で使用されるチャネルに対しては、 $|H^{(1)}_{i,n}| = |H^{(2)}_{i,n}| = 1$ 。振幅に関する閾値は結果的に $V = \sqrt{2}$ （1.41）となる。電力閾値は対応する平方演算が実行されると振幅閾値に対応する。

40

【0046】

全受信電力が閾値 V 以上である場合には、2つのチャネルの信号は強めあうように重なり合う。全受信電力が V 未満である場合には、2つのチャネルの信号は弱めあうように重なり合う。そして受信機は遠隔の送信機/受信機に対して位相符号器の状態を次のように変更させる。

【数7】

$$\text{if } \begin{cases} |H_{i,n}| \geq V & \Rightarrow \text{no state change} \\ |H_{i,n}| < V & \Rightarrow \text{state change} \end{cases}$$

【0047】

それぞれのサブキャリア n 上の、状態変更による 分の位相シフトのおかげで、チャンネルが2つの連続するシンボルにわたって準一定 (quasi constant) だと仮定すると、信号はその後の送信において強めあうように重なり合うこととなる。新しい位相符号化スキームの原理を図4に示す。チャンネル(1)および(2)のサブキャリア n 上のチャンネルフェージング係数の振幅および位相はそれぞれベクトル $H^{(1)}_{i,n}$ と $H^{(2)}_{i,n}$ によって示される。

10

【0048】

位相符号器における状態の変更が必要なことを送信機/受信機へ信号伝達することは異なる方法で実現することが可能である。それは、例えば、状態の変更が必要であれば各サブキャリアごとに独立に信号伝達することができる。あるいは、システムが一旦安定状態にあれば状態の変更がまれにしか起こらないと仮定すると、変更するサブキャリアだけが信号チャンネル (signaling channel) で通知される。一般的に、状態の変更が必要か否かを信号伝達するには1ビットで十分である。

20

【0049】

本例は任意数の $T \times$ および $R \times$ アンテナへ拡張することができるが、 $T \times$ アンテナごとの位相符号は全体の受信状態が改善されるように選ばれる。

【0050】

本提案の位相符号化スキームは単一キャリアシステムにも適用することができることに留意したい。上述の例は、サブキャリア数が N_c のマルチキャリア変調を適用する。 $N_c = 1$ と設定することにより、システムは単一キャリアシステムとなる。

【0051】

<一般化された位相符号化アルゴリズム>

図2aに一般化された位相符号化を有するOFDMスキームのブロック図を示す。

30

【0052】

アンテナ m ($m = 1, \dots, M$) で送信された信号は次式に等しい。

【数8】

$$S_{i,n}^{(m)} = C_{i,n}^{(m)} S_{i,n}$$

【0053】

M は送信アンテナの総数である。位相符号化係数 $C^{(m)}_{i,n}$ の選択は M 個の送信チャンネルについての $T \times$ で利用可能な CSI (channel state information、チャンネル状態情報) に依存する。以下のケースが区別可能である。

40

1. チャンネル係数 $H_{i,n}$ の絶対値のみが送信機において利用可能である。 $H_{i,n}$ は M 個のチャンネルの重ね合わせ後に見られる結果チャンネルである。これは上記サブセクション「基本原理」で想定された。状態変更の判定を下すための閾値 V は一般にチャンネルおよび SNR に依存する。 V は稼働中の実際の SNR に適応させることができる。

2. 送信機は受信側アンテナへの M 個のチャンネルの各チャンネルの CSI を知っている。このケースでは、各送信側アンテナにおける信号の位相は個々のアンテナからの信号が強めあうように重なり合うように符号化 (シフト) することができる。さらに、振幅がチャンネルごとに分かっているならば、利用可能な送信電力はシステムのパフォーマンスが改善するように $T \times$ アンテナに振り分けることができる。例えば、より多くの $T \times$ 電力が絶対値 (注水、

50

最大比伝送など)の大きさのより大きなチャンネルに与えられる。

3. CSI についての部分的な知識のみが利用可能な組み合わせ(ケース1およびケース2からのサブセット)が本発明で可能である。

【0054】

図5に位相符号化が行われた後(500)と行われる前(502)の周波数選択性フェージングを示す。位相符号化はケース1に基づいて行われ、最初のフェージングは位相符号化によって抑制される。横軸は512個のサブキャリアの周波数である。縦軸はチャンネルの減衰率を表す。位相符号化の効果をより良く示すため、このグラフではノイズはカットした。

【0055】

位相符号化によらないスキームと比較したときの位相符号化によるパフォーマンスの改善が例示的なOFDMシステムに対して図7または図8に提示されている。システムはチャンネル符号として符号化率1/2およびQPSKシンボル写像の畳み込み符号を適用する。サブキャリアの総数は512である。図7または図8には、 E_t/N_0 に対するビット誤り率(BER)が与えられている。 E_t はビット当たりの送信エネルギーであり、 N_0 はノイズ電力スペクトル密度である。チャンネルモデルは、最大ドップラー周波数が55.56 Hzの、COST 207のTU(Typical Urban)チャンネル[3]である。

【0056】

図7はTUチャンネルモデルを示しているのに対し、図8は屋内チャンネルモデルのシミュレーションパラメータを示している。

【0057】

両方のシミュレーション結果から、「位相符号化」に関連する曲線は「位相符号化に関連しない」曲線を常に下回っているため、本発明による位相符号化はビット誤り率を大きく低減する結果をもたらすことが明らかとなる。図8における16 dBの高い信号対ノイズ比に対するシミュレーション結果を議論すると、本発明は低い信号対ノイズ比でビット誤り率の大きな増大(ほとんど2桁の増大)をもたらすことは特に注目に値することである。

【0058】

<リソースブロック/チャンク・ベースの位相符号化>

フィードバック情報量を減らし、受信機におけるチャンネル推定を楽にするため、周波数および時間におけるチャンネルの相関関係が活用されるリソースブロック(resource block)ベースの位相符号化スキームが提案される。

【0059】

このシステムでは、複数のサブキャリアおよびOFDMシンボルが、同時に位相符号化されるいわゆるリソースブロック(resource block)にグループ化される。リソースブロックを図9に例示する。

【0060】

リソースブロックは、チャンネルがこのリソースブロック内において周波数および時間上で準一定(quasi constant)と見なすことができるように設計される。つまり、コヒーレンス帯域幅はリソースブロック帯域幅よりも大きくあるべきで、コヒーレンス時間はリソースブロック継続時間よりも大きくあるべきである。これにより、チャンネル係数 $H_{i,n}$ は次のようにリソースブロック内において準一定と見なすことができる。

【数9】

$$H_{j,k} \approx H_{i,n}, \forall i, n \in \text{ResourceBlock}_{j,k}$$

jはリソースブロックの時間インデックス、kはリソースブロックの周波数インデックスである。

【0061】

リソースブロックに基づく位相符号化は次のように実行される。

10

20

30

40

50

【数 1 0】

$$S_{i,n}^{(m)} = C_{j,k}^{(m)} S_{i,n}, \forall i, n \in \text{ResourceBlock}_{j,k}$$

ここで $C_{j,k}^{(m)}$ は、 m 番目の送信アンテナに割り当てられた、リソースブロック k の、 j 番目のタイムスロットにおける位相符号化係数である。このリソースブロックで送信される全てのシンボル $S_{i,n}^{(m)}$ は同じ位相符号化係数 $C_{j,k}^{(m)}$ で掛け算される。

【0 0 6 2】

位相符号器における状態変更に対する基準が満足された場合、このことは送信機に通知され、位相符号器の状態はリソースブロック全体に対して変更される。位相符号化の先に言及したいいずれのケースも適用可能である。ケース 1 では、チャンネル係数 $H_{j,k}$ の振幅の絶対値は受信機において、例えば、リソースブロックに属するいくつかの $H_{i,n}$ を平均することによって、あるいは 1 つの $H_{i,n}$ をリソースブロックを代表するものとして採用することによって、決定することが可能である。

10

【0 0 6 3】

位相符号のリソースブロックへの適用は次のような 2 つの大きな利点を有する。

- 1 . 位相符号化の適用は、位相符号器において状態変更が実行される位置で周波数および時間に関して不連続なチャンネル伝達関数をもたらす（図 5 参照）。状態変更が行われる位置において、時間および / または周波数におけるフィルタリングが行われるチャンネル推定は十分な精度でチャンネルを推定するのに失敗する場合がある。位相符号化をリソースブロックベースの伝送と組み合わせて適用すると、この問題は解決することができ、1 リソースブロック内における 2 次元のフィルタリングが適用できるために、チャンネル推定のオーバーヘッドは大きく減少し得る。リソースブロックベースの位相符号化は 1 リソースブロック内で周波数および時間に関して不連続なチャンネルを避ける。
- 2 . 状態変更を通知するためにリソースブロックごとに唯 1 つのメッセージ（一般的に 1 ビット）が送信機に返信される必要があるだけなので、状態変更についての情報を信号伝達するための情報量は大きく削減することができる。

20

【0 0 6 4】

< T x ダイバーシチと組み合わせた位相符号化 >

30

本発明によれば、位相符号化スキームと、位相ダイバーシチ、C D D (cyclic delay diversity)、時変 (time-variant) 位相ダイバーシチおよび D D D (Doppler delay diversity) のような様々な T x ダイバーシチスキームとを同時に実施することが可能である（例えば [1] [2] 参照）。これは位相符号器は本来、これらのダイバーシチスキームのいずれかに必要な位相シフトを実行することができるためである。位相符号器の係数は M 個の T x アンテナが存在するスキーム（図 3 参照）に対しては次の表に示すように選ぶことができる。

【0 0 6 5】

【表 2】

40

状態	A	B
係数 $C_{i,n}$	$\exp(-j \Theta_{i,n}^{(m)})$	$\exp(-j (\Theta_{i,n}^{(m)} + \pi))$

$\Theta_{i,n}^{(m)}$ は m ($= 1, \dots, M$) 番目の送信アンテナに関連するサブキャリア n 上の位相ダイバーシチに対する位相オフセットを表す。位相オフセット $\Theta_{i,n}^{(m)}$ は [1] に示されるように時間に依存し得る。

【0 0 6 6】

次に図 2 a および図 2 b をより詳しく議論する。図 2 a は 2 つの別個の O F D M 変調器

50

21、22を示しており、3つ以上のアンテナが存在するときには各個別のアンテナに別々のOFDM変調器が適用できる。

【0067】

OFDM変調器21、22は両方とも位相符号器23（図2aの実施形態ではこれはベースバンド位相符号器である）によって供給を受ける。図2aのより詳細な表現を図2bに示す。2本の送信ブランチ24および25が示されている。両方のブランチは、例えば前進型誤信号訂正符号器（FEC符号器）の場合があるビット源26によって供給を受ける。FEC符号器26はビットのシリアルストリームを出力し、このストリームは各ブランチ24、25に設けることができるシリアル/パラレル・コンバータ（S/P converters）に挿入される。このとき、2つの別々のシリアル/パラレル・コンバータ27a、27bが存在する。代わりに、両方の送信ブランチ24、25は同じシリアル/パラレル・コンバータを使用することもできる。

10

【0068】

シリアル/パラレル・コンバータはビットのグループを形成する。QPSKマッピングの例では、2ビットがサブキャリアの複素振幅にマップされる。他のコンステレーションスキームについては、3ビット以上が単一のサブキャリア上にマップできる。16QAMのケースでは、4ビットが単一のサブキャリア上にマップされる。

【0069】

こうして、シリアル/パラレル・コンバータは各サブキャリアごとに多数のビットをグループ化し、各サブキャリアのこの一群のビットを出力ラインを介して上部ブランチ24のマップ（mapper）28aと下部ブランチ25のマップ（mapper）28bへ送る。同様に、単一のマップを使用することもできる。このときは、マップされたシンボルを上部ブランチ並びに下部ブランチに使用することができる。この場合、分岐は単一のマップの出力側に存在する必要がある。

20

【0070】

次に、上部マップ28aの出力は位相符号器23に入力され、位相符号器23はまた入力29において位相制御信号（phase control signal）を受信する。この位相制御信号は各サブキャリアを選択的に制御することができる、あるいは図9との関連で議論したチャンク（chunk）に基づくケースでは一群のサブキャリアを制御することもできる。しかしながら下部ブランチ25には位相符号器23は一切存在せず、変調器22がマップ28bの出力を位相変更なく受信するようになっている。しかしながら、変調器21は位相符号器の出力を位相制御信号29によって制御された位相変更を受けた後に受信する。当該分野では周知のように、OFDM変調器は図2bにおいて対応するシンボルで示された周波数/時間コンバータである。好ましくは、IFFTアルゴリズムがOFDM変調器21、22に使用される。変調器21の出力は上部ブランチ21のRF部30aに入力される。一方、変調器22の出力は下部ブランチのRF部30bに入力される。上部ブランチのRF部30aはアンテナ1、210に接続され、下部ブランチのRF部30bはアンテナ2、220に接続される。従って、図2bを図1と比べると、図1とは対照的に、位相シフトは第1の送信信号に適用されていることは明らかとなる。一方、図1の状況では、位相シフト（記号C）は第2の送信信号に導入された。

30

40

【0071】

当然、既に言及したように、下部ブランチ25にマップ28bの後に別個の位相符号器を導入することもできる。このとき、少なくとも1つのサブキャリアに対して上部ブランチと下部ブランチの間の位相関係を変更するため、位相符号器（複数）は、来るべき弱めあう重ね合わせを避けるために上部ブランチと下部ブランチにおける同じサブキャリアに対して異なる位相シフトを適用する必要がある。

【0072】

次に、好ましい受信品質閾値の選択を考えるために図3aをより詳細に議論する。

【0073】

図3aの上部は強めあう重ね合わせの状況を示している。チャンネルベクトルは互いに同

50

相である。このとき、両方の送信信号も互いに同相であると仮定すると、 P_{tr} が単一の送信信号の送信電力であり、両方の送信電力が互いに等しいとき、受信電力は送信電力 P_{tr} の4倍になる。

【0074】

両方の送信信号の送信電力が互いに異なっているとき、強めあう重ね合わせのコンテキストにおける受信電力はコヒーレントな重ね合わせのために送信電力の総和より高くなる。当然、受信機は送信機からは遠く離れているので、チャンネルベクトルの大きさが示す受信電力はかなり小さくなる。図3aの2番目の部分に示された弱めあう重ね合わせの場合、送信信号は受信アンテナで見ると互いに位相が 180° 異なる。それゆえ、両方の信号が受信アンテナにおいて同じ電力を有するとき、ベクトル表現ではゼロベクトルの結果をもたらす完全フェード (complete fade) が生じる。

10

【0075】

図3aの3番目の部分に示されたパワー的にニュートラル (power-neutral) な重ね合わせでは、両方の送信信号は互いに直交していると仮定される。ベクトル表現から、結果電力は単一アンテナの送信電力 P_{tr} の2倍に等しい。

【0076】

その点を考慮して、追加的な外乱 (disturbances) または歪み (distortions) が生じないときは、減衰係数に送信電力を掛けた値が1に規格化されると仮定して、受信電力が2を下回ると、ディープフェードが起こり始めると言うことができる。

【0077】

このため、受信電力 P_{rec} が上述した規格化した状況において2未満に降下するとすぐにフィードバック信号を生成および送信することが可能である。

20

【0078】

しかしながら、2未満の閾値が、ずっと良好なパフォーマンスを結果的にもたすことが証明されている。好ましくは、閾値は、ゼロより大きく、かつ2より小さくなるように選ばれる。好ましい範囲は0.05と1.14の間にある。閾値がより小さく選ばれるほど、一定期間内の位相フリップ数は小さくなる。従って、フェージング状況が重大ではあるが軽度のフェージングに対しては位相フリップを引き起こさないときは、非常に小さな閾値のみが位相フリップを引き起こす。これはシステムにおけるノイズ量が低いときに有用である。ノイズ電力が増大するほど、閾値を増大させることが好ましい。閾値が2程度に選ばれると、この結果、多数の位相フリップがもたらされるが、その数は閾値の低下とともに減少する。高い閾値は多数の位相フリップが起こってもそれほど厄介でない状況において有用である。

30

【0079】

斯かる閾値は現実のチャンネルの場合により良い受信特性を結果的にもたす。これは、図4から分かるように、 90° の状況にはないが 90° とは異なる角度を有する別個のチャンネルの短いチャンネル係数を合成することによって結果的により長いチャンネル係数が得られるためである。

【0080】

好ましい実施形態では、受信機は送信電力を把握し、チャンネル推定器がチャンネル推定に基づいてパイロットトーンを実行することによりチャンネル特性も把握する。このとき、受信電力を測定することによって、図3aの下の部分と関連して議論したように規格化されたケースにおける0.1と1.41の間の閾値が適用可能である。

40

【0081】

代わりに、例えば、閾値を下回るビット誤り率遞減、またはビット誤り率、または平均ビット誤り率と比べられるマルチキャリアシナリオにおける特定のキャリアに関係する受信電力、または複数のキャリアにわたる受信電力といった、他のチャンネル品質閾値が使用できる。図5を議論すると、全てのキャリアにわたって測定された平均受信電力と比べてキャリア337の受信電力には大きな偏差が測定される。従って、ディープフェードが特定の周波数で起こることの指標として単一キャリア特性の平均特性からの閾値の偏差 (th

50

ク信号が生成されるためのチャンク (chunk) またはリソースブロック (resource block) 内に一定数のパイロットトーン (図9の例ではチャンク内に2つのパイロットトーン92が存在する) が存在するときにフィードバック信号が生成できるだけにするようにフィードバック信号生成器140を制御するためにパイロットグリッド情報を利用する働きをする。こうして、チャンネル推定器60は位相フリップ (phase flipping) によって発生した位相の不連続性を処理する働きをする。しかしながら、フィードバック信号生成器140もチャンネル推定器60を制御するが、この際、チャンネル推定器60はチャンク内の他のサブキャリア値に対してチャンネル情報を補間するためにそのチャンク内のパイロットトーンを使用するだけにする。従って、チャンク外のどのパイロットトーンもチャンク内のチャンネルサブキャリア値を補間することには使用されない。この補間がチャンク外のパイロットトーンを利用することは避けられ、補間されたチャンネル情報がフィードバック信号生成器140によって生成されたフィードバック信号に即応した位相フリップによって発生した位相不連続性によって乱されないようする。

10

【0091】

図9の下部に斯かる装置のブロック図を示す。このブロック図は図2aのブロック図と似ており、要素23、21、22を有する。しかしこれらに加えて、1タイムスロットの間にサブキャリアの単一のOFDMグループに属するサブキャリアを収集する機能を有し、(その機能を持つことで) 単一の位相制御情報がそのグループに属する全てのサブキャリアを位相フリップするのに十分になるようにするための、リソースブロックマップ (resource block mapper) 90が提供される。当然、1つの斯かるグループは図9の上部にあるリソースブロック (チャンク) の単一の縦列のみをカバーする。時間次元も有する、すなわち一定数のOFDMシンボルに広がるチャンクを取得するため、リソースブロックマップ90は、同じ位相フリップが単一グループのサブキャリアまたは単一のOFDMシンボルで起こるだけでなく時間的に隣接する複数のOFDMシンボルにわたって起こることが保証されるように制御される。

20

【0092】

代わりの実施形態では、フィードバック信号は必要とされず、ダイバーシチ送信機 (diversity transmitter) がフィードバック情報なしに単独で遠隔の送信機における受信品質を決定する。ここでは、遠隔の送信機/受信機からの信号はパイロット情報または有用情報を含み、受信機は受信品質が閾値を下回ったときに位相制御信号を生成する働きをする。好ましくは、受信機は遠隔の送信機/受信機と当該送信機/受信機との間の送信チャンネルのパイロット誘導チャンネル推定 (pilot guided channel estimation) またはブラインドチャンネル推定 (blind channel estimation) を実行してチャンネル推定値を取得する働きをする。さらに、受信機は、そのチャンネル推定値がチャンネル推定閾値を下回ったときに位相制御信号を生成する働きをする。

30

【0093】

ここでは、受信機は、第1の送信アンテナと遠隔の送信機/受信機との間のチャンネルに対する第1の部分的な (partial) チャンネル推定値が得られるように、そして第2の送信アンテナと遠隔の送信機/受信機との間のチャンネルに対する第2の部分的な (partial) チャンネル推定値が得られるように、チャンネル推定を実行する働きをする。受信機はさらに、第1および第2の部分的なチャンネル推定値を使用して、弱めあう重ね合わせが遠隔の送信機/受信機に存在するかどうかを判定し、弱めあう重ね合わせが存在する場合には位相制御信号を生成する働きをする。好ましくは、位相符号器は、遠隔の送信機/受信機における弱めあう重ね合わせが強めあう重ね合わせに緩和または変更されるように、位相関係を変更する働きをする。好ましい実施形態では、位相符号器は第1または第2の部分的なチャンネル推定値に基づいて第1または第2の送信信号に適用される位相値を計算する働きをする。より高度だが計算集約的 (computational intensive) な実施形態では、位相状況は、図3aと、特に図4のベクトル表現から明らかになる強めあう重ね合わせが常に得られるように制御することが可能である。結果のチャンネルベクトル $H_{i,n}$ の長さを最大化する位相値を見つけることは常に可能である。

40

50

【0094】

一般に、フィードバック実施形態と関連して議論された閾値を決定するための同じ実施形態が非フィードバック実施形態にも利用することができる。

【0095】

本スキームは、アップリンクとダウンリンクのチャンネルが同一、すなわち同一の周波数を有する時分割全二重(TDD: Time Division Duplex)通信スキームが使用されるときに特にうまく機能する。しかし斯かるTDDスキームが全く使用されない状況でも、本スキームは、ダイバーシチ装置から遠隔の送信機/受信機への(ダウンリンク)チャンネルが遠隔の装置からダイバーシチ装置へのアップリンクチャンネルと少なくとも類似しているときに有用である。

10

【0096】

さらに、本発明の方法の一定の実施要件に応じて、本発明の方法はハードウェアまたはソフトウェアで実施が可能である。本発明の実施は、本発明の方法が実行されるようにプログラマブルなコンピュータシステムと協働することができるデジタル記憶媒体、特に電子的に可読な制御信号が保存された磁気ディスクCDを使用して行うことができる。一般に、本発明は従ってコンピュータ上で走らせたときに本発明の方法を実行する働きをするプログラムコードが機械可読媒体に記憶されたコンピュータ・プログラム製品である。言い換えると、本発明の方法は、コンピュータ上で走らせたときに本発明の少なくとも1つの方法を実行するためのプログラムコードを有するコンピュータ・プログラムである。

【0097】

<略語一覧>

IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) : 逆高速フーリエ変換

CSI (channel state information) : チャンネル状態情報

OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) : 直交波周波数分割多重

Rx (receiver) : 受信側

Tx (transmitter) : 送信側

【0098】

<文献一覧>

[1] S. Kaiser, "Spatial transmit diversity techniques for broadband OFDM systems," in Proceedings IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2000), San Francisco, USA, pp. 1824-1828, Nov./Dec. 2000.

30

[2] A. Dammann, S. Kaiser, "Standard conformable antenna diversity techniques for OFDM and its application to the DVB-T system," in Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2001), San Antonio, USA, pp. 3100-3105, Nov. 2001.

[3] COST 207, "Digital Land Mobile Radio Communications," Final Report, 1989

【図面の簡単な説明】

【0099】

【図1】本発明に基づく互いに通信し合う送信機/受信機と遠隔の送信機/受信機の概略構成図である。

【図2a】本発明の好ましい実施形態による、一般化された位相符号化を実行する送信機/受信機のブロック図である。

40

【図2b】OFDMマルチキャリアシステムのコンテキストにおける図2aの送信機/受信機のより詳細なブロック図である。

【図2c】2本のアンテナのコンテキストにおける位相符号化の好ましい方法を示す図である。

【図3a】強めあう重ね合わせと、弱めあう重ね合わせと、パワー的にニュートラルな重ね合わせとの間の比較を示す図である。

【図3b】周波数選択性チャンネルのチャンネルインパルス応答を示す図である。

【図3c】周波数選択性チャンネルのチャンネル伝達関数を示す図である。

【図4】本発明の好ましい実施形態の基礎となる位相符号化の原理を示す図である。

50

【図5】ディープフェードを回避する本発明の可能性を示すOFDMマルチキャリアシステムに対するシミュレーション結果を示す図である。

【図6】情報信号を受信し、フィードバック信号を送信するための本発明の送信機/受信機の詳細な構成図である。

【図7】一般的なアーバンチャネルモデルのシミュレーション結果を示す図である。

【図8】一般的な屋内チャネルモデルのシミュレーション結果を示す図である。

【図9】信号オーバーヘッドを減らすための本発明のチャンクベースの実施形態を示す図である。

【符号の説明】

【0100】

21、22	OFDM変調器	10
23、310	位相符号器	
24、25	上部、下部ブランチ	
26	ビット源	
27a、27b	S/Pコンバータ	
28a、28b	マップ	
30a、30b、61	RF部	
60	チャンネル推定器	
62	OFDM復調器	
63	情報復号器	20
65	受信電力検出器	
66a、66b	入力ライン	
90	リソースブロックマップ	
100、200	送信機/受信機	
110	受信モジュール	
120	Rxアンテナ	
130	受信品質エバリュエータ	
140	フィードバック信号生成器	
150	フィードバック信号	
210、220	Txアンテナ	30
230、240	チャンネル(伝送路)	
280	送信モジュール	
290、300	送信信号	
320	位相変更制御信号	
330	フィードバック信号用受信機	

【図1】

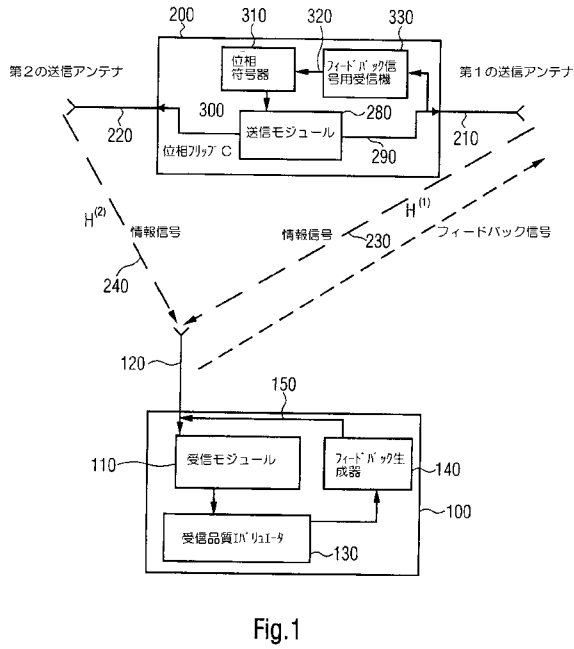


Fig.1

【図2a】

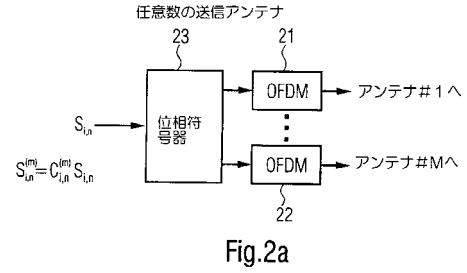


Fig.2a

【図2b】

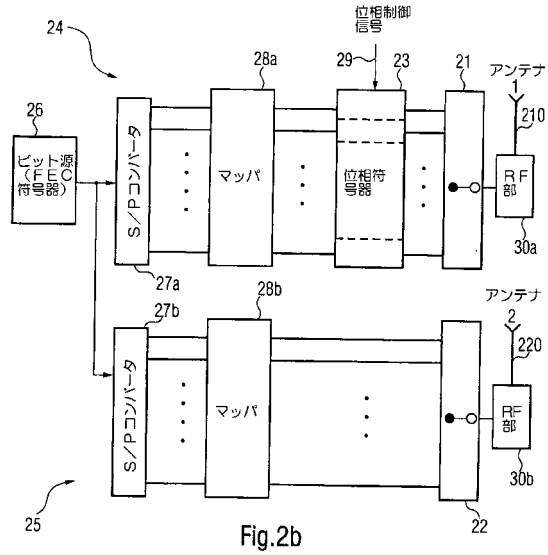
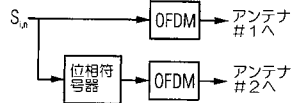


Fig.2b

【図2c】

- 2本の送信アンテナと1本の受信アンテナが存在するOFDMスキーム

- 右の位相符号化を実行する送信機



- アンテナ1上の信号 $S_{i,n}^{(1)} = S_{i,n}$

- アンテナ2上の信号 $S_{i,n}^{(2)} = C_{i,n} S_{i,n}$

- 位相符号化状態および係数

状態	A	B
係数 $C_{i,n}$	1	$e^{j\theta}$

- 状態変更の判定基準

$$\text{if } \begin{cases} |H_{i,n}| \geq V & \Rightarrow \text{状態変更せず} \\ |H_{i,n}| < V & \Rightarrow \text{状態変更する} \end{cases}$$

- Vは判定閾値

Fig.2c

【図3a】

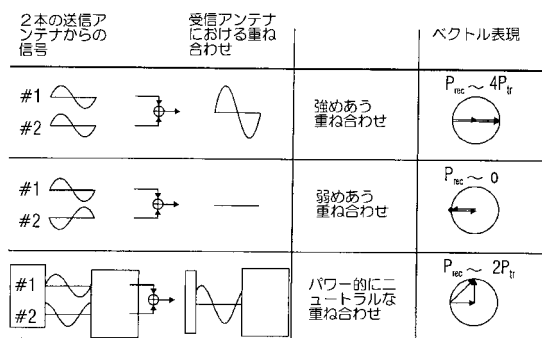


Fig.3a

【図3b】

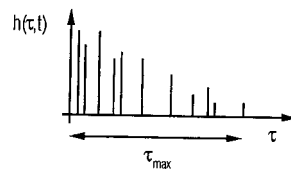


Fig.3b

【 図 3 c 】

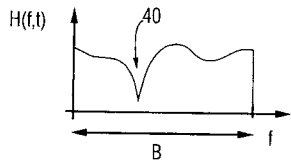


Fig.3c

【 図 4 】

$H_{i,n}^{(2)}$ 第1の送信アンテナからのチャネルのチャネル係数
 $H_{i,n}^{(1)}$ 第2の送信アンテナからのチャネルのチャネル係数
 $H_{i,n}$ 受信アンテナにおける結果的なチャネル係数

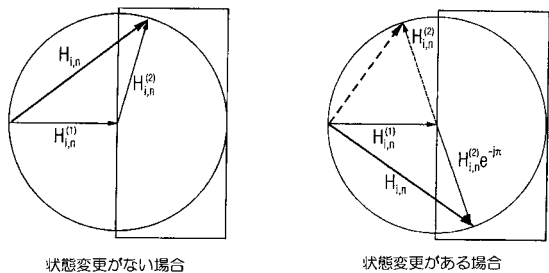


Fig.4

【 図 5 】

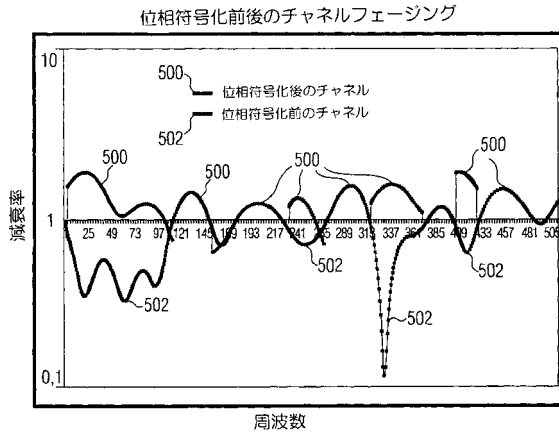


Fig.5

【 図 6 】

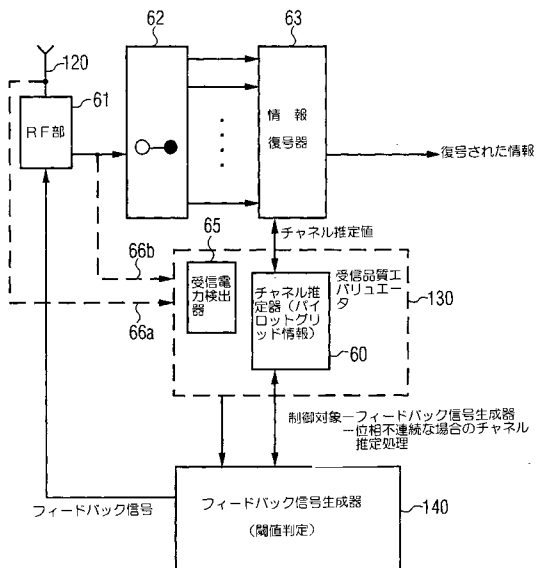
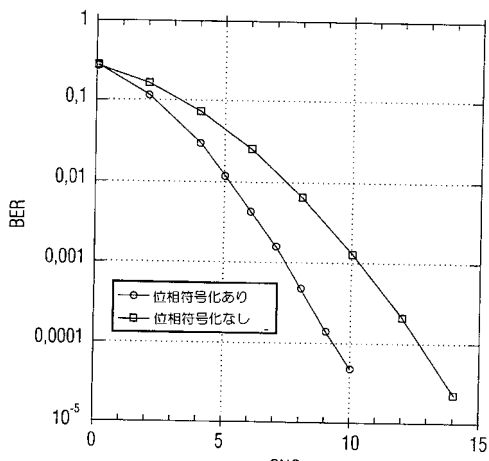


Fig.6

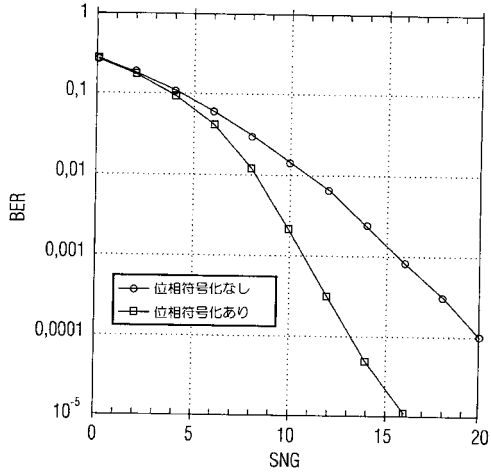
【 図 7 】



シミュレーションパラメータ：
 ・ 畳み込み符号 R=1/2
 ・ QPSKシンボルマッピング
 ・ サブキャリア数=512
 ・ COST 207のTU (Typical Urban) チャネル
 ・ 最大ドップラ周波数：55.56Hz
 BER: ビット誤り率
 SNR: 信号対ノイズ比、 E_t / N_0 。ただし、
 E_t : ビット当たりの送信エネルギー
 N_0 : ノイズスペクトル密度

Fig.7

【 図 8 】



シミュレーションパラメータ:

- ・ 畳み込み符号 $R=1/2$
- ・ QPSKシンボルマッピング
- ・ サブキャリア数=512
- ・ JTC屋内商用Bチャンネルモデル
- ・ 最大ドップラ周波数: 5.56Hz

BER: ビット誤り率

SNR: 信号対ノイズ比、 E_t/N_0 。ただし、

E_t : ビット当たりの送信エネルギー

N_0 : ノイズスペクトル密度

Fig.8

【 図 9 】

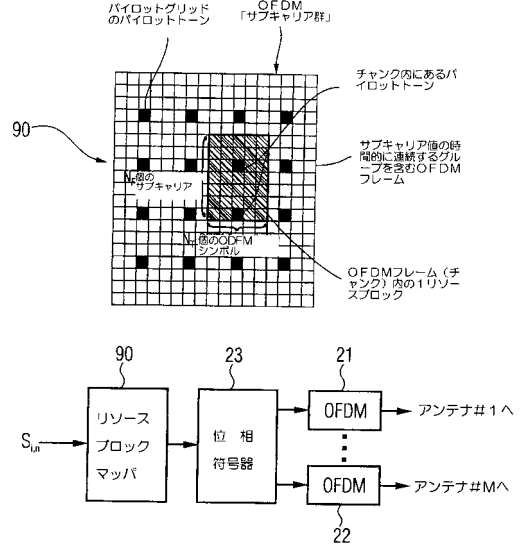


Fig.9

フロントページの続き

(56)参考文献 欧州特許出願公開第01681784(E P, A1)

特開2001-168777(J P, A)

特開2006-222937(J P, A)

S. Kaiser, "Spatial transmit diversity techniques for broadband OFDM systems," , in Proceedings IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2000), San Francisco, 米国, 2000年12月, pp. 1824-1828

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/06, 7/24 - 7/26

H04W 4/00 - 99/00

H04J 11/00