

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4673616号
(P4673616)

(45) 発行日 平成23年4月20日 (2011. 4. 20)

(24) 登録日 平成23年1月28日 (2011.1.28)

(51) Int. Cl. F I
 HO 4 J 99/00 (2009. 01) HO 4 J 15/00
 HO 4 B 7/04 (2006. 01) HO 4 B 7/04
 HO 4 J 11/00 (2006. 01) HO 4 J 11/00 Z

請求項の数 9 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2004-356127 (P2004-356127)	(73) 特許権者	500587067
(22) 出願日	平成16年12月9日 (2004. 12. 9)		アギア システムズ インコーポレーテッド
(65) 公開番号	特開2005-176376 (P2005-176376A)		アメリカ合衆国, 18109 ペンシルヴァニア, アレントアウン, アメリカン パークウェイ エヌイー 1110
(43) 公開日	平成17年6月30日 (2005. 6. 30)		
審査請求日	平成19年6月25日 (2007. 6. 25)	(74) 代理人	100094112
(31) 優先権主張番号	60/528170		弁理士 岡部 譲
(32) 優先日	平成15年12月9日 (2003. 12. 9)	(74) 代理人	100064447
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 岡部 正夫
(31) 優先権主張番号	10/952400	(74) 代理人	100085176
(32) 優先日	平成16年9月28日 (2004. 9. 28)		弁理士 加藤 伸晃
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100106703
			弁理士 産形 和央

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 1つまたは複数の追加受信パスを有するMIMO受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

M本の送信アンテナから送信されるM個のマルチキャリア信号を受信するための受信機であって(M > 1)、

各受信パスが、前記M個のマルチキャリア信号を受信し、前記受信信号を個々のサブキャリア信号に分割するように適合される少なくとも(M + 1)本の受信パスと、

前記個々のサブキャリア信号を処理して、前記M個の送信マルチキャリア信号それぞれの復元信号を発生させるように適合されるプロセッサとを含むことからなり、

前記プロセッサが、

各受信パスから前記個々のサブキャリア信号を受信し、第1の信号の各々が(1)前記送信アンテナの1つに対応する希望信号と(2)干渉とを含むM個の第1の信号を発生させるように連続除去アルゴリズムを前記個々のサブキャリア信号に適用する第1の処理ブロックと、

各受信パスから前記個々のサブキャリア信号を受信し、前記M個の第1の信号中の干渉を表す第2の信号を発生させるように連続除去アルゴリズムを前記個々のサブキャリア信号に適用する第2の処理ブロックと、

各第1の信号と前記第2の信号の一部とを合成して、前記各第1の信号よりも干渉が少ない復元信号を発生させる干渉除去ブロックとを含む受信機。

【請求項2】

各受信パスが、

前記マルチキャリア信号を受信するように適合される受信アンテナと、
前記受信マルチキャリア信号をデジタル化するように適合されるアナログ/デジタル変換器と、

時間領域にある前記デジタル化マルチキャリア信号を周波数領域にある前記個々のサブキャリア信号に変換するように適合される変換ブロックとを含む、請求項 1 に記載の発明。

【請求項 3】

前記変換ブロックが、

前記デジタル化マルチキャリア信号の最初の組を、前記周波数領域にある個々のサブキャリア信号の最初の組に変換するように適合される第 1 の変換器と、

前記デジタル化マルチキャリア信号の後の組を、個々のサブキャリア信号の前記最初の組に基づいて、前記周波数領域にある個々のサブキャリア信号の後の組に変換するように適合される第 2 の変換器とを含む、請求項 2 に記載の発明。

【請求項 4】

前記第 2 の変換器が、前記デジタル化マルチキャリア信号の前記後の組を個々のサブキャリア信号の前記後の組に変換する際に、再帰的フィルタリングを利用するように適合される、請求項 3 に記載の発明。

【請求項 5】

前記第 2 の変換器の前記再帰的フィルタリングが、前記第 1 の変換器からの個々のサブキャリア信号の前記最初の組に基づいて初期化されるように適合される、請求項 4 に記載の発明。

【請求項 6】

前記第 2 の変換器の前記再帰的フィルタリングが、

$$X_k(i+1) = W^{-k} [X_k(i) + x(i+N) - x(i)]$$

によって与えられる再帰関係に基づき、 $x(i+N)$ は、前記再帰的フィルタリングへの入力信号、

【数 1】

$$W = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$$

で、 N は前記第 2 の変換器のサイズ、及び $X_k(i+1)$ は、前記再帰的フィルタリングからの出力信号である、請求項 4 に記載の発明。

【請求項 7】

前記第 1 および第 2 の処理ブロックが、前記連続除去アルゴリズムを用いてトレーニングされるように適合され、

前記第 1 および第 2 の処理ブロックが、

(1) 信号ゼロ空間を構成する工程と、

(2) 前記構成された信号ゼロ空間に基づいて、空間フィルタリングされた信号を取得する工程と、

(3) 前記取得された空間フィルタリングされた信号に基づいて、干渉空間を構成する工程と、

(4) 前記構成された干渉空間に基づいて、信号合成および干渉を構成する工程と、

(5) 前記構成された信号合成および干渉に基づいて、信号対雑音干渉比を計算する工程と、

(6) 前記計算された信号対雑音干渉比に基づいて、前記第 1 の処理ブロックと前記第 2 の処理ブロックの関係を発生させる工程とによってトレーニングされるように適合される、請求項 1 に記載の発明。

【請求項 8】

M 本の送信アンテナから送信される M 個のマルチキャリア信号を受信するための方法であって ($M > 1$)、

10

20

30

40

50

前記M個のマルチキャリア信号を少なくとも(M+1)本の受信パスで受信する工程と

、前記受信信号を各受信パスで個々のサブキャリア信号に分割する工程と、

前記個々のサブキャリア信号を処理して、前記M個の送信マルチキャリア信号それぞれの復元信号を発生させる工程とを含むことからなり、

前記プロセッサが、

各受信パスから前記個々のサブキャリア信号を受信し、第1の信号の各々が(1)前記送信アンテナの1つに対応する希望信号と(2)干渉とを含むM個の第1の信号を発生させるように連続除去アルゴリズムを前記個々のサブキャリア信号に適用することと、

各受信パスから前記個々のサブキャリア信号を受信し、前記M個の第1の信号中の干渉を表す第2の信号を発生させるように連続除去アルゴリズムを前記個々のサブキャリア信号に適用することと、

各第1の信号と前記第2の信号の一部とを合成して、前記各第1の信号よりも干渉が少ない復元信号を発生させることを含む方法。

【請求項9】

M個のマルチキャリア信号を送信するように適合されるM本の送信アンテナを備える送信機と(M>1)、

各受信パスが、前記M個のマルチキャリア信号を受信し、前記受信信号を個々のサブキャリア信号に分割するように適合される少なくとも(M+1)本の受信パスを有する受信機と、

前記個々のサブキャリア信号を処理して、前記M個の送信マルチキャリア信号それぞれの復元信号を発生させるように適合されるプロセッサとを含むことからなり、

前記プロセッサが、

各受信パスから前記個々のサブキャリア信号を受信し、第1の信号の各々が(1)前記送信アンテナの1つに対応する希望信号と(2)干渉とを含むM個の第1の信号を発生させるように連続除去アルゴリズムを前記個々のサブキャリア信号に適用する第1の処理ブロックと、

各受信パスから前記個々のサブキャリア信号を受信し、前記M個の第1の信号中の干渉を表す第2の信号を発生させるように連続除去アルゴリズムを前記個々のサブキャリア信号に適用する第2の処理ブロックと、

各第1の信号と前記第2の信号の一部とを合成して、前記各第1の信号よりも干渉が少ない復元信号を発生させる干渉除去ブロックとを含む無線通信システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線通信に関し、詳細には、MIMO直交周波数分割多重化方式(OFDM)の無線ローカル・エリア・ネットワーク(WLAN)システムなど、多入力/多出力(MIMO)システム用の受信機に関する。

【背景技術】

【0002】

本出願は、2003年12月9日に出願された米国仮出願第60/528170号の出願日の恩典を主張し、同出願の教示は、参照により本明細書に組み込まれる。

【0003】

従来のM×M MIMO-OFDM WLANシステムでは、M本の送信アンテナを備える送信機が、(マルチキャリア信号タイプの)M個のOFDM信号を、送信OFDM信号を復元したM個の信号を発生させるのに使用するM本の受信パスを有する受信機に送信する。

【0004】

図1に、従来の2×2(すなわち、M=2)MIMO-OFDM WLANシステムで使用される、従来技術による受信機100のフロントエンドのブロック図を示す。図1に

10

20

30

40

50

示すように、 2×2 受信機 100 は、2本の受信パス 102 と 1個のプロセッサ 104 を有する。受信パス 102 はそれぞれ、受信アンテナ 106、RF/アナログ・ブロック 108、アナログ/デジタル変換器 (ADC) 110、サイクリック・プレフィックス (CP) 除去ブロック 112、および高速フーリエ変換 (FFT) ブロック 114 を有する。

【0005】

各受信パス 102 において、受信アンテナ 106 は、2本のアンテナを備える MIMO-OFDM WLAN 送信機が送信した M 個の OFDM 信号が混合した信号を受信する。RF (無線周波) 実装においては、RF/アナログ・ブロック 108 が、受信アンテナ 106 からの信号を、中間周波 (IF) またはベースバンドにダウンコンバートし、ADC 110 が、ダウンコンバートされたアナログ OFDM 信号をデジタル化して、サイク
リック・プレフィックスによって分割された OFDM シンボルから構成されるデジタル・スト
リームを形成する。CP 除去ブロック 112 は、デジタル・ストリーム中の OFDM シン
ボルの間からサイクリック・プレフィックスを除去する。FFT ブロック 114 は、時間
領域にあるデジタル OFDM シンボルのフレーム (例えば、20 ミリ秒) を、異なる OF
DM サブキャリア信号についての周波数領域の係数に変換する。

【0006】

プロセッサ 104 は、マルチキャリア OFDM 信号中のサブキャリア毎にマトリクス
116 を有する。各マトリクス 116 は、異なる FFT ブロック 114 から、OFDM
サブキャリアの 1 つに関するすべての係数を受け取る。一般に各 FFT ブロック 114 か
らのデータには、すべての送信アンテナから送信された OFDM 信号についての情報が含
まれていることに留意されたい。各マトリクス 116 は、個々の等化されたサブキャ
リア係数ストリーム 118 を復元するため、対応するサブキャリアの係数の組を処理するよ
うに適合され、異なる復元サブキャリア係数ストリーム 118 はそれぞれ、異なる送信ア
ンテナから送信された OFDM 信号に対応する。図 1 には示されていないが、復元 OFD
M サブキャリア係数ストリーム 118 は、例えば、受信 OFDM 信号中に符号化されてい
るデータを検出するため、従来の OFDM 復号技法を用いて処理することができる。

【非特許文献 1】Y. Hu, 「CORDIC-based VLSI architectures for digital signal processing」、IEEE Signal Processing Magazine, vol. 9, no. 3, 1992 年 7 月、16 ~ 35 ページ

【非特許文献 2】Simon Haykin, 「Adaptive Filter Theory, (4th Edition)」, Prentice Hall, 2001 年 (ISBN: 0130901261)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

MIMO-OFDM WLAN システムに付随する問題の 1 つは、対象とする送信機の
空間位置とは異なる空間位置からの信号も受信機が同時に受信してしまう、同一チャネル
干渉 (CCI) に関する。CCI は、1 つまたは複数の追加の送信機が、(例えば、同じ
OFDM サブキャリアを用いるなど) 対象とする送信機と同じチャネルで動作するとき
発生する場合があります、追加の送信機からの信号が、対象とする送信機からの希望信号の復
元に干渉する。CCI 発生別のシナリオとして、選択力の弱い受信機のチャネル選択フ
ィルタリングに起因するものがあり、その場合、隣接チャネルの信号が、対象チャネルに
混入する。

【課題を解決するための手段】

【0008】

従来技術が抱える問題は、本発明の原理に基づき、M 本のアンテナを備える送信機と (M + 1) 本の受信パスをもつ受信機とを有する、MIMO-OFDM WLAN システムによって対処される。有利には、MIMO-OFDM WLAN システムの受信機がもつ追加の受信パスは、同一チャネル干渉を低減させるために利用することができる。

【 0 0 0 9 】

本発明の一実施形態では、本発明は、M本の送信アンテナから送信されたM個のマルチキャリア信号を受信するための受信機である(M > 1)。この受信機は、少なくとも(M + 1)本の受信パスと1個のプロセッサを含む。各受信パスは、M個のマルチキャリア信号を受信し、受信信号を個々のサブキャリア信号に分割するように適合され、プロセッサは、個々のサブキャリア信号を処理して、M個の送信マルチキャリア信号をそれぞれ復元した信号を発生させるように適合される。

【 0 0 1 0 】

本発明のその他の態様、特徴、および利点は、以下の詳細な説明、添付の特許請求の範囲、および添付の図面からより完全に明らかになるであろう。図面において、同じ参照番号は、同様のまたは同一の要素を表す。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 1 1 】

図2に、本発明の一実施形態による受信機200のフロントエンドのブロック図を示す。図2に示すように、受信機200は、3本の受信パス202と1個のプロセッサ204を有する。受信機200は、2本の送信アンテナを備える送信機から送信される2個のOFDM信号を受信し、処理するように設計され、その2個のOFDM信号を復元した信号を発生させる。さらに、この具体的な実施形態では、受信機200は、復元すべく設計された送信OFDM信号の数よりも1つ余分な受信パスを有する。

【 0 0 1 2 】

受信パス202はそれぞれ、受信アンテナ206、RF/アナログ・ブロック208、ADC210、CP除去ブロック212、およびFFTブロック214を有し、これらはそれぞれ、図1の従来技術による受信機100の受信パスにある対応する要素と類似している。しかし、受信パス202はそれぞれさらに、フィルタバンク216を有し、フィルタバンクは、プロセッサ204に与える周波数領域にあるサブキャリア係数ストリームを発生させる。

【 0 0 1 3 】

図1のCP除去ブロック112と同じように、CP除去ブロック212は、ADC210から受け取ったデジタル・ストリーム中のOFDMシンボルの間からサイクリック・プレフィックスを除去する。しかし、CP除去ブロック212はさらに、連続したOFDMシンボルの間のガードタイム間隔から除去されたこれらCPの一部218を、フィルタバンク216に供給する。代替実装においては、ADC210からのデジタル・ストリーム全部を、フィルタバンク216で使用することができる。

【 0 0 1 4 】

図3に、図2の各フィルタバンク216においてサブキャリア毎に使用できるフィルタ300のブロック図を示す。フィルタ300は、遅延302、308、加算ノード304、および増幅器306を含む。入力信号310は、遅延302と加算ノード304に与えられる。遅延302は、入力信号310をNサイクルだけ遅延させる。ただし、Nは、FFTのサイズであり、一般にサブキャリア数と等しく設定される。遅延302からの出力は、反転され、加算ノード304に与えられる。加算ノードからの出力は、出力信号312であり、増幅器306に与えられる。増幅器306からの出力は、1サイクル遅延308に与えられ、遅延308からの出力も、加算ノード304に与えられる。

【 0 0 1 5 】

k番目のサブキャリアの、フィルタ300によるフィルタリングは、以下の式(1)に示す再帰的な関係によって表現することができる。

$$X_k(i+1) = W^{-k} [X_k(i) + x(i+N) - x(i)] \quad (1)$$

ただし、 $x(i+N)$ は入力信号310、 $X_k(i+1)$ は出力信号312であり、 $X_k(i)$ は以下の式(2)で与えられる。

10

20

30

40

【数 1】

$$X_k(i) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n+i)W^{nk}, \quad (2)$$

ただし、

【数 2】

$$W = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$$

10

とする。フィルタ 300 の入力信号 310 は、図 2 においては、信号 218 で表されるが、フィルタ 300 は、図 2 の FFT 214 からの k 番目のサブキャリア信号 220 を用いて、式 (1) で $X_k(0)$ となるように初期化される。 W^{-k} は固定値となるので、増幅器 306 は、乗算器を一切必要とせず、加算器を用いて効率的に実装することができる。

【0016】

図 3 に、離散フーリエ変換 (DFT) フィルタバンク用として可能なフィルタ構造の 1 つを示す。図 3 の DFT フィルタバンクは、(N-1) タップの有限インパルス応答 (FIR) フィルタと見なすことができ、図 4 に、その周波数応答のサンプルを示す。フィルタバンク 216 には他の可能な実装もあることは、当業者であれば理解されよう。例えば、フィルタバンク 216 は、スライディング・ウィンドウ DFT を実装するのに適した任意のフィルタ構造を用いて、実装することができる。

20

【0017】

図 2 に示すように、各受信パス 202 のフィルタバンク 216 からのサブキャリア係数は、プロセッサ 204 の対応する P ブロック 222 (マスタ・ブロックとも呼ばれる) と、P (「P 直交」と読む) ブロック 224 (スレーブ・ブロックとも呼ばれる) に与えられる。P ブロック 222 はそれぞれ、3 本の受信パスからの 3 個の対応する係数ストリームを、2 個 (信号 + CCI) の係数ストリーム 226、すなわち、2 個の送信 OFDM 信号のうち異なる方と対応する係数ストリームと、対応する希望信号および場合によっては同一チャネル干渉も含む係数ストリームとに変換する。一方、P ブロック 224 はそれぞれ、3 本の受信パスからの 3 個の対応する係数ストリームを、1 個の CCI 係数ストリーム 228、すなわち、発生し得る同一チャネル干渉に対応する係数ストリームに変換する。マスタ・ブロック P およびスレーブ・ブロック P の動作は、OFDM ロングプリアンブル・トレーニング・フェーズ中に推定される。

30

【0018】

従来技術によるこれまでの $M \times M$ MIMO-OFDM システムでは、マスタ・ブロック (例えば図 1 の P 行列 116) は、推定チャネル行列 H の逆行列 (すなわち、 $P = H^{-1}$) を実行する。ただし、チャネル行列は、M-1 個の空間ゼロを連続して物理的に配置して、1 つの出力ポートで一度に 1 つの希望信号を個別に抽出し、次に抽出された希望信号を等化することによって推定される。

40

【0019】

本発明の $M \times (M+1)$ MIMO-OFDM では、 H^{-1} は存在せず、マスタ・ブロック P は、少し違った意味をもつ。ロングプリアンブル・トレーニング・フェーズに CCI が存在しない場合、マスタ・ブロックは、利用可能な追加ゼロを調整することで追加の最大比合成法を実行することによって、擬似逆行列、一般逆行列、またはムーア・ペンローズ逆行列 (すなわち、 $P = H^{\sim}$) として導き出すことができる。これによって、後で CCI が発生しないならば、後の復号フェーズにおいて、ダイバーシチ利得の可能性が生みだされる。ロングプリアンブル・トレーニング・フェーズ中に CCI が存在する場合、マスタ・ブロック P は、利用可能な追加ゼロを調整することで干渉除去を実行する。この場合は、後の復号フェーズにおいて、ダイバーシチ利得を期待することはできない。

50

【 0 0 2 0 】

単一のサブキャリアは、以下の式 (3) に基づいて、モデル化することができる。

$$Y = S H + J + \quad (3)$$

ただし、

Y は、受信シンボルの $T \times (M + 1)$ 行列であり、T は、送信機当たりの送信トレーニング・シンボル数とし、

S は、既知のトレーニング・シンボルの $T \times M$ 行列であり、

H は、未知のチャネル伝達関数の $M \times (M + 1)$ 行列であり、

J は、未知の C C I の $T \times 1$ ベクトルであり、

J は、未知の C C I チャネル伝達関数の $1 \times (M + 1)$ ベクトルであり、

$J_i, J_j \sim N(0, \sigma^2)$ は、要素が、独立同一分布・複素・円対称・白色ガウス雑音、 $J_i, J_j \sim N(0, \sigma^2)$ である、 $T \times (M + 1)$ 行列であるとする。

10

【 0 0 2 1 】

式 (3) を解くには、(クラメル - ラオの下限 (C R L B) に接近するという) 式 (3) の漸近最適性のため、最尤推定 (M L E) を用いることができる。白色ガウス雑音を仮定すると、これは、最小自乗推定 (L S E) または加重された L S E と等価である。C C I が無いと仮定すると、マスタ・ブロック P は、以下の式 (4) によって、表すことができる。

【数 3】

$$P = \hat{H}_{MLE}^{-1}, \quad (4)$$

20

ただし、

【数 4】

$$\hat{H}_{MLE} = \hat{H}_{LSE} = \min_{\hat{H}} \| Y - S \hat{H} \|^2 = S^{-1} Y. \quad (5)$$

とする。トレーニング・シンボル S は既知であるので、行列 $S^{-1} = (S^H S)^{-1} S^H$ は、あらかじめ計算して、メモリに保存しておくことができる。ただし、 S^H は、S のエルミート転置とする。

30

【 0 0 2 2 】

特異値分解 (S V D) を用いることができるが、擬似逆行列演算 ($[\cdot]^{\sim}$) を明示的に計算することもできる。こうした手法は、未知の干渉および白色ガウス雑音を 1 つの多変量正規分布雑音としてモデル化する一般的な共分散の場合、M L E を用いて改良することができる。これが行列式判定の最適化と等価であることを示すことができる。

【 0 0 2 3 】

マスタ・ブロック 2 2 2 の基本機能は逆多重化であるので、以下の式 (6) で表される直接 L S 解を代替手法とすることができる。

$$P = \min_{\hat{H}} \| Y - S \hat{H} \|^2 = Y^{-1} S \quad (6)$$

40

これは、すべての受信信号についてのチャネルの一部である「C C I チャネル」が未知であるため、部分チャネル逆行列推定と呼ばれる。以下の式の導出に示されるように、結果は不偏推定値となる。

【 0 0 2 4 】

$Y = X G$ を式 (6) に代入すると、以下の式 (7) が導かれる。ただし、 $X = [S]$ 、 $G = [H^H \quad J^H]^H$ とする。

【数5】

$$\begin{aligned}
 P &= Y^{-1}S \\
 &= (Y^H Y)^{-1} Y S \\
 &= (G^H X^H X G)^{-1} G^H X^H S \\
 &= G^{-1} (X^H H)^{-1} X^H X \begin{bmatrix} I_M \\ 0 \end{bmatrix} \\
 &= G^{-1} \begin{bmatrix} I_M \\ 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{7}$$

10

また、逆多重化された信号は、以下の式(8)のように書くことができる。

【数6】

$$\begin{aligned}
 YP &= (SH + vJ)P \\
 &= \begin{bmatrix} S & v \end{bmatrix} G G^{-1} \begin{bmatrix} I_M \\ 0 \end{bmatrix} \\
 &= S
 \end{aligned} \tag{8}$$

20

式(8)が偏りのある項または自己干渉をもたないことに留意されたい。

【0025】

式(4)の手法とは異なり、式(6)の解は、Y. Hu、「CORDIC-based VLSI architectures for digital signal processing」、IEEE Signal Processing Magazine、vol. 9、no. 3、1992年7月、16～35ページに記載の、CORDICベースのVLSIアーキテクチャを用いて実施できる、特異値分解を必要とすることができる。同文献の教示は、参照により本明細書に組み込まれる。Yの階数は、チャンネル状態とCCIが存在するかどうかに応じて、1からM+1の間で変動することができる。反復プリアンプルが採用される場合、連続除去を用いることができる。

30

【0026】

図5に、2×3 MIMOシステムにおいて可能な連続除去アルゴリズムの1つを示したフローチャートを示す。最初、工程502で、以下のように、2つの信号ゼロ空間を構成する。

【数7】

$$Z_1 = \begin{bmatrix} -c_1 & 1 & 0 \\ -c_2 & 0 & 1 \end{bmatrix}, c_i = \min_{c_i} \|y_{1,2,i+1} - c_i y_{1,2,i}\| = \frac{y_{1,2,i+1}^H y_{1,2,i}}{y_{1,2,i}^H y_{1,2,i}}$$

40

(TX1が動作中の場合は、TX1をゼロにする)

【数 8】

$$Z_2 = \begin{bmatrix} -c_1 & 1 & 0 \\ -c_2 & 0 & 1 \end{bmatrix}, c_i = \min_{c_i} \|y_{3:4,i+1} - c_i y_{3:4,1}\| = \frac{y_{3:4,i+1}^H y_{3:4,1}}{y_{3:4,1}^H y_{3:4,1}}$$

(TX2 が動作中の場合は、TX2 をゼロにする)

ただし、 $y_{1:2,i+1}$ は、第 1 の送信機 (TX1) が動作中である場合の、(i+1) 番目の受信機における受信信号を示し、 $y_{3:4,i+1}$ は、第 2 の送信機 (TX2) が動作中である場合の、(i+1) 番目の受信機における受信信号を示す。

10

【0027】

次に、工程 504 で、以下のように、2 つの空間フィルタリングされた信号を取得する。

【数 9】

$$\begin{aligned} X^{(1)} &= Y_{1:2,1:3} Z_2 \\ X^{(2)} &= Y_{3:4,1:3} Z_1 \end{aligned}$$

次に、工程 506 で、以下のように、干渉空間を構成する。

20

【数 10】

$$Z_3 = \begin{bmatrix} -c & 1 \end{bmatrix}, c = \min_c \|X_{1:2,2} - c X_{1:2,1}\| = \frac{X_{1:2,1}^{(1)H} X_{1:2,2}^{(1)}}{X_{1:2,1}^{(1)H} X_{1:2,1}^{(1)}}$$

(TX1 と TX2 の両方をゼロにする)

次に、工程 508 で、以下のように、信号合成および等化を構成する。

【数 11】

$$E_1 = \begin{bmatrix} e_1 & e_2 \end{bmatrix} (e_1^H e_1 + e_2^H e_2)^{-1}, E_2 = \begin{bmatrix} e_3 & e_4 \end{bmatrix} (e_3^H e_3 + e_4^H e_4)^{-1}$$

30

ただし、

【数 12】

$$e_1 = \frac{S_{1:2,1}^H X_{1:2,1}^{(1)}}{S_{1:2,1}^H S_{1:2,1}}, e_2 = \frac{S_{1:2,1}^H X_{1:2,2}^{(1)}}{S_{1:2,1}^H S_{1:2,1}}, e_3 = \frac{S_{3:4,2}^H X_{1:2,1}^{(2)}}{S_{3:4,2}^H S_{3:4,2}}, e_4 = \frac{S_{3:4,2}^H X_{1:2,2}^{(2)}}{S_{3:4,2}^H S_{3:4,2}}$$

40

次に、工程 510 で、以下のように、信号対雑音干渉比 (SNIR) を計算する。

【数 13】

$$SNIR = \frac{\text{tr}(S^H S)}{\left(Y_{1:2} Z_2 E_1 - S_{1:2,1} \right)^H \left(Y_{1:2} Z_2 E_1 - S_{1:2,1} \right) + \left(Y_{3:4} Z_1 E_2 - S_{3:4,2} \right)^H \left(Y_{3:4} Z_1 E_2 - S_{3:4,2} \right)}$$

次に、工程 512 で、SNIR が 22 (27 dB) より小さい場合、CCI が存在し、以下のようになることが暗示される。

50

$$E_1 = (X^{(1)})^{-1} S_{1:2,1}, E_2 = (X^{(2)})^{-1} S_{3:4,2}$$

最後に、工程 514 で、以下のように、マスタ・ブロック P およびスレーブ・ブロック P を導き出す。

【数 14】

$$P = \begin{bmatrix} Z_2 E_1 & Z_1 E_2 \end{bmatrix}$$

$$P^\perp = Z_2 Z_3$$

10

【0028】

図 2 に示すように、P ブロック 222 および P ブロック 224 からの出力は、対応する CCI 除去ブロック 230 に与えられ、CCI 除去ブロックは、2つの係数ストリーム 226 中の CCI 量を低減させるための除去方式を利用して、対応する出力係数ストリーム 232 を発生させる。一実装においては、除去ブロック 230 はそれぞれ、一般的なウィナー・ホッフ解に基づく適応方式を利用し、この方式においては、P ブロック 222 の各対をマスタ・ブロックとし、対応する P ブロック 224 を、その出力 228 が適応除去方式において基準信号として用いられる、スレーブ・ブロックとする。各出力係数ストリーム 232 からの情報は、CCI 係数ストリーム 228 を 2つ (信号 + CCI) の係数ストリーム 226 の間にどのように分散させるかを決定するため、フィードバックされる。

20

【0029】

具体的には、出力係数ストリーム 232 はそれぞれ、対応する計数回路 234 にフィードバックされ、計数回路は、出力係数ストリームのエネルギーまたは電力レベルに基づいて、CCI 係数ストリーム 228 に適切なスケール・ファクタを適用する。その結果のスケール調整された係数ストリーム 236 は、減算ノード 238 で、対応する (信号 + CCI) 係数ストリーム 226 から減算され、対応する出力係数ストリーム 232 を発生させる。スケール・ファクタは、(例えば、直射を用いるなど) 一括方法で、または (例えば、最小平均 2 乗 (LMS) アルゴリズムまたは符号アルゴリズム (SA) を用いるなど) 再帰的方法で計算することができる。SA は、LMS を簡略にしたもので、LMS では、誤差の符号と大きさがフィードバックされるのに対し、SA では、誤差の符号だけがフィードバックされる。例えば、Simon Haykin、「Adaptive Filter Theory, (4th Edition)」、Prentice Hall、2001 年 (ISBN: 0130901261) などを参考とされたい。同書の教示は、参照により本明細書に組み込まれる。

30

【0030】

2本のアンテナを備える送信機と3本の受信パスをもつ受信機とを有する、MIMO-OFDM WLAN システムを前提として、本発明を説明してきたが、本発明は、そのようなシステムに限定されるものではない。一般に、本発明は、任意の数 M に拡張することができ、その場合、システムは、M本のアンテナを備える送信機と (M+1)本の受信パスをもつ受信機を有する。さらに、M本のアンテナを備える送信機を有するシステムのため、(M+1)本の受信パスをもつ受信機として、本発明を実施することもできる。これらの追加受信パスは、追加ダイバーシチ利得と同一チャネル干渉抑制の間でトレードオフを実行するのに使用することができ、追加ダイバーシチ利得は、チャネル・フェージングに対する堅牢性の増加に関連する。さらに、わずかな変更を施すことで、符号分割多元接続 (CDMA) 変調方式など、OFDM 以外の適切な変調方式に基づいた MIMO システムにおいても、本発明を実施することができる。同様に、無線ワイド・エリア・ネットワーク (WWAN) など、WLAN 以外の適切なシステムにおいても、本発明を実施することができる。M本の送信アンテナが単一装置内に配置される、空間分割多重化 (SDM) 方式に加えて、M本の送信アンテナは同一装置内に配置されず、代わりに 2以上の異なる

40

50

ユーザに対応する複数の装置に配置される、空間分割多元接続 (S D M A) 方式においても、本発明を実施することができる。

【 0 0 3 1 】

本発明は、(A S I C または F P G A などの) 単一集積回路、マルチチップ・モジュール、単一カード、またはマルチカード回路パックとして可能な実装を含む、回路ベースの処理として実施することができる。当業者に明らかなように、回路要素の様々な機能を、ソフトウェア・プログラムの処理工程として実施することもできる。そのようなソフトウェアは、例えば、デジタル信号プロセッサ、マイクロコントローラ、または汎用コンピュータで利用することができる。

【 0 0 3 2 】

本発明は、方法およびそれらの方法を実行する装置の形態で実施することができる。本発明は、フロッピー (登録商標) ディスク、C D - R O M、ハード・ドライブ、またはその他の任意のマシン可読記憶媒体など、有形な媒体中に実施されるプログラム・コードの形態で実施することもでき、プログラム・コードがコンピュータなどのマシンによってロードされ、実行されると、マシンは、本発明を実行するための装置となる。本発明は、記憶媒体に保存され、マシンによってロードおよび / または実行され、または電線もしくは電気ケーブル、光ファイバ、または電磁放射など、送信媒体もしくは搬送波を介して送信される、プログラム・コードの形態で実施することもでき、プログラム・コードがコンピュータなどのマシンによってロードされ、実行されると、マシンは、本発明を実行するための装置となる。汎用プロセッサ上で実施される場合、プログラム・コード・セグメントは、プロセッサによって結合され、特殊な論理回路と同じような動作を行う独自の装置を提供する。

【 0 0 3 3 】

さらに、添付の特許請求の範囲において明確にされる本発明の範囲から逸脱することなく、本発明の本質を説明するために説明し図示した部分の詳細、材料、および構成に、当業者が様々な変更を施し得ることも理解されよう。

【 0 0 3 4 】

特許請求の範囲における方法クレーム中の工程は、存在する場合は、対応するラベルが付された特定の順番で説明されるが、方法クレームの説明において、それらの工程の一部または全部を実施するための特定の順番について、別の方法で言及されないかぎり、それらの工程は、その特定の順番で実施されるように必ずしも限定されるものではない。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 3 5 】

【 図 1 】 従来の 2×2 M I M O - O F D M W L A N システムで使用される従来技術による受信機のフロントエンドを示したブロック図である。

【 図 2 】 本発明の一実施形態による受信機のフロントエンドを示したブロック図である。

【 図 3 】 図 2 の各フィルタバンクにおいてサブキャリア毎に使用できるフィルタを示したブロック図である。

【 図 4 】 図 3 のフィルタの周波数応答を示した図である。

【 図 5 】 2×3 M I M O システムにおいて可能な連続除去アルゴリズムの 1 つを示したフローチャートである。

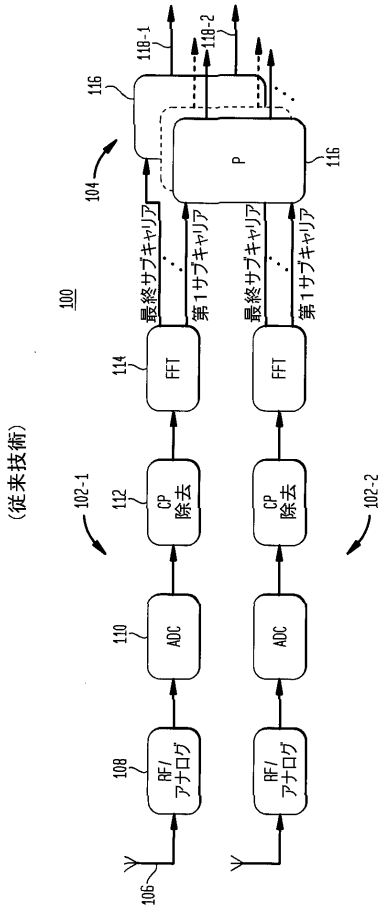
10

20

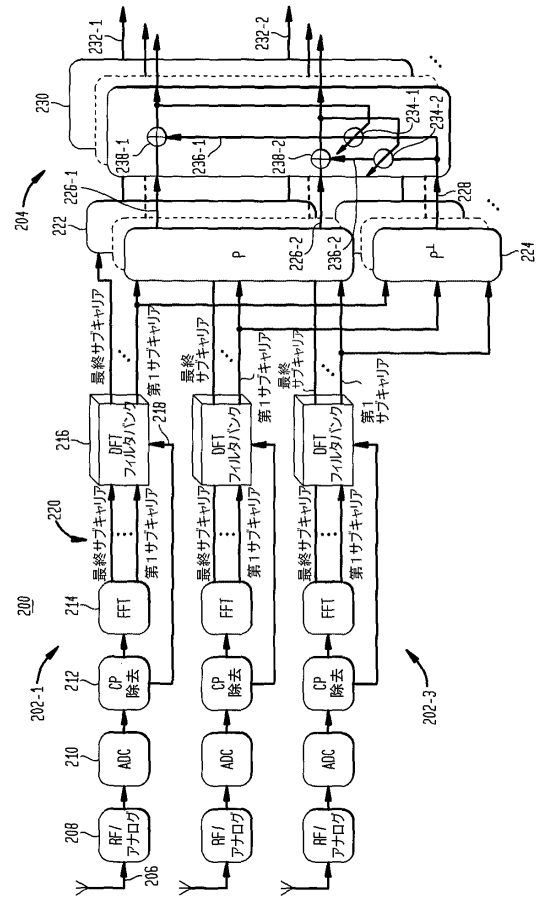
30

40

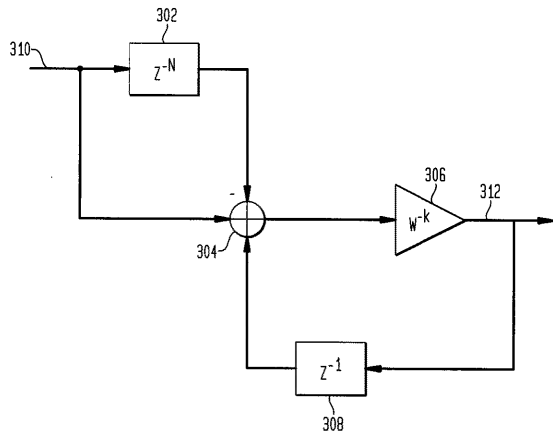
【図1】



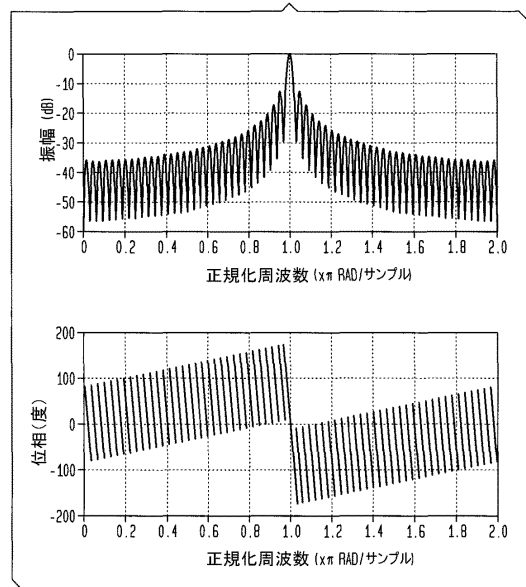
【図2】



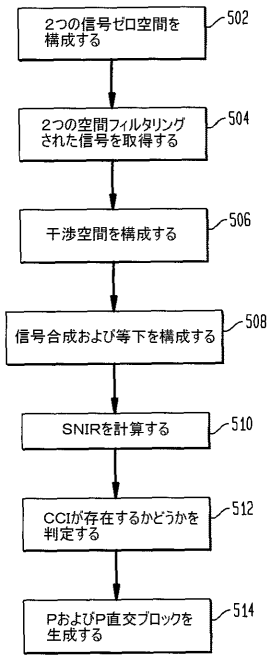
【図3】



【図4】



【図5】



フロントページの続き

- (74)代理人 100096943
弁理士 臼井 伸一
- (74)代理人 100101498
弁理士 越智 隆夫
- (74)代理人 100096688
弁理士 本宮 照久
- (74)代理人 100104352
弁理士 朝日 伸光
- (74)代理人 100128657
弁理士 三山 勝巳
- (72)発明者 アドリアーン カマーマン
オランダ国 3 4 3 7 エッチピー, ニューウェゲイン, ポセイドンバーグ 9
- (72)発明者 イザベラ モドネシ
オランダ国 3 7 3 1 ジェーシー, デ ビルト, ヘーゼンウェグ 9 ビー
- (72)発明者 ティム シェンク
オランダ国 5 6 1 1 エッチエル, エインドホーヴェン, プリンス ヘンドリックストラート
4 2 イー
- (72)発明者 シャオ - ジアオ タオ
オランダ国 7 5 8 1 ピーエル, ローザー, ベゴニアストラート 7
- (72)発明者 アラート ヴァン ゼルスト
オランダ国 3 4 4 8 テーエル, ウォルデン, パーデプロエムウエイド 5 3

審査官 橋 均憲

- (56)参考文献 国際公開第03/075479(WO, A1)
欧州特許出願公開第01185001(EP, A1)
特開2001-230752(JP, A)
国際公開第03/084092(WO, A1)
特開2001-196982(JP, A)
特開2003-069529(JP, A)
Chung-Lien HO et al., An OSIC Based Reduced-Rank MIMO Equalizer Using Conjugate Gradient Algorithm, IEICE Transactions of Communications, 2003年 9月 1日, Vol.E-86-B, No.9, pp.2656-2664

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 99/00
H04J 11/00
H04B 7/04