

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5436453号
(P5436453)

(45) 発行日 平成26年3月5日(2014.3.5)

(24) 登録日 平成25年12月20日(2013.12.20)

(51) Int. Cl.		F I	
HO 4 J 99/00	(2009.01)	HO 4 J 15/00	
HO 4 J 11/00	(2006.01)	HO 4 J 11/00	Z
HO 4 B 7/04	(2006.01)	HO 4 B 7/04	

請求項の数 23 (全 28 頁)

(21) 出願番号	特願2010-547812 (P2010-547812)	(73) 特許権者	392026693
(86) (22) 出願日	平成21年2月20日 (2009.2.20)		株式会社NTTドコモ
(65) 公表番号	特表2011-518451 (P2011-518451A)		東京都千代田区永田町二丁目11番1号
(43) 公表日	平成23年6月23日 (2011.6.23)	(74) 代理人	100088155
(86) 国際出願番号	PCT/US2009/034758		弁理士 長谷川 芳樹
(87) 国際公開番号	W02009/108583	(74) 代理人	100113435
(87) 国際公開日	平成21年9月3日 (2009.9.3)		弁理士 黒木 義樹
審査請求日	平成24年2月2日 (2012.2.2)	(74) 代理人	100121980
(31) 優先権主張番号	61/031,077		弁理士 沖山 隆
(32) 優先日	平成20年2月25日 (2008.2.25)	(74) 代理人	100128107
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 深石 賢治
(31) 優先権主張番号	12/335,389	(72) 発明者	バーサリオグル, オズグン
(32) 優先日	平成20年12月15日 (2008.12.15)		アメリカ合衆国, カリフォルニア州,
(33) 優先権主張国	米国 (US)		ロサンゼルス, アルヴァラド テラス
			1317

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ツリーポジション適応の軟出力Mアルゴリズムの受信機構造

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

送信機を有する無線通信システムにおいて使用するための装置であって、

OFDM及びビットインタリーブ符号化変調を使用して無線送信された、前記送信機からの情報搬送信号を受信するための受信機であって、軟出力Mアルゴリズム(SOMA)ベースの多入力多出力(MIMO)検出プロセスを使用して、各トーンに対してジョイントインナデマッピングを実行する、SOMAベースのMIMOジョイントデマッパを有する、内復号器構造を備え、前記SOMAベースのMIMOジョイントデマッパが、パイロット信号からのチャンネル状態情報及び外復号器からの外来情報に基づいて、トーン毎に適応したツリー探索シンボル順序を使用して、トーン毎に検出ツリーを探索するように動作可能であり、前記ツリーのどのレベルからも、いくつかの最良選択枝のみが展開され、前記SOMAベースの検出プロセスが、前記検出ツリー内の各深さにおいて局所的に推定された最良経路を、各深さにおいてさらに延長されない対応する代替経路と比較することによって、軟出力値を計算する、受信機

を具備する装置。

【請求項2】

前記SOMAベースのMIMOジョイントデマッパが、復号されるビットについての軟出力情報を提供するように動作可能である、請求項1に記載の装置。

【請求項3】

前記SOMAベースのMIMOジョイントデマッパが、前記検出ツリーを探索すること

によって、多くの候補の中から最良候補を識別するように動作可能である、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 4】

前記チャンネル状態情報が、推定受信シンボルエネルギーを含み、最も高いシンボルエネルギーを有するシンボルが、前記ツリー内のルートに存在し、次に高いシンボルエネルギーを有するシンボルが、前記ツリー内の次に存在し、残りのシンボルが、エネルギーレベルの降順で前記ツリー内に存在する、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 5】

前記チャンネル状態情報及び外来情報が、組み合わされて、信号対雑音比 (SNR) 基準を生成する、請求項 1 に記載の装置。

10

【請求項 6】

前記ツリー探索順序が、前記ツリー上のシンボルの信号レベル及び SNR の一方に基づく、請求項 5 に記載の装置。

【請求項 7】

前記内復号器構造が、チャンネル行列を与えられた場合に、前記ツリー探索順序を選択するためのコントローラを備える、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 8】

前記コントローラが、前記ツリー上のシンボルの間で反復的に選択を行うことによって、前記ツリー探索シンボル順序を選択する、請求項 7 に記載の装置。

【請求項 9】

前記 SOMA ベースのインナ MIMO ジョイントデマッパからの前記軟出力値を使用して、出力データを生成するための軟入力軟出力 (SISO) 復号器をさらに備え、前記 SISO 復号器が、反復復号のために、軟値を前記内復号器構造にフィードバックする、請求項 1 に記載の装置。

20

【請求項 10】

前記 SOMA ベースの MIMO 検出プロセスが、軟出力値計算において使用される、前記ツリー内の早期終了経路の数 (T) に基づいて適応可能である、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 11】

前記 SOMA ベースの MIMO 検出プロセスが、トーン品質に基づいたトーン毎の反復回数に基づいて適応可能である、請求項 1 に記載の装置。

30

【請求項 12】

前記 SOMA ベースの MIMO 検出プロセスが、各反復の最中にトーン品質に基づいてあらゆるトーンに適応可能である、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 13】

前記 SOMA ベースの MIMO ジョイントデマッパが、トーン毎に 1 つの複数の SOMA 検出器を含み、前記軟出力計算の際に、前記ツリーの前記探索が、各レベルにおいて、可変数の展開経路及び可変数の早期使用終了経路を用いて行われるように、パラメータが、1 つの SOMA 検出器内でトーン毎に変化する、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 14】

前記受信機が、前記内復号器構造から前記出力を受け取り、軟出力を生成するように通信可能に結合される外復号器をさらに備える、請求項 1 に記載の装置。

40

【請求項 15】

前記外復号器が、BCJR 復号器を含む、請求項 14 に記載の装置。

【請求項 16】

前記外復号器が、反復復号において使用するための、前記内復号器構造へのフィードバック情報を生成するように動作可能である、請求項 14 に記載の装置。

【請求項 17】

前記外復号器が、反復復号を行わない場合に使用するための軟入力硬出力復号器を含む、請求項 14 に記載の装置。

50

【請求項 18】

前記軟入力硬出力復号器が、ビタビ復号器を含む、請求項 17 に記載の装置。

【請求項 19】

前記受信機が、
複数のアンテナと、

複数の高速フーリエ変換 (FFT) モジュールであって、前記複数の FFT モジュールの各々が、前記複数のアンテナの 1 つから信号を受け取るように結合される、複数の FFT モジュールと、

前記デマッパによって出力されたデータの第 1 の組を復号して、前記受信機からの出力データを生成するための、2 値外符号化器と関連する外復号器と

をさらに備える、請求項 1 に記載の装置。

10

【請求項 20】

前記外復号器が、前記外符号化器のための MAP 復号器を含み、前記 2 値外符号化器が、畳み込み外符号化器を含む、請求項 19 に記載の装置。

【請求項 21】

前記外復号器が、MAP 復号器、Max Log MAP 復号器、及びターボタイプの復号器からなる群のうちの 1 つであり、各々が、2 値レート互換パンクチャード畳み込み (RCC) 符号、2 値ターボ符号、及び 2 値 LDPC 符号からなる群のうちの 1 つを含む符号化器のためのものである、請求項 16 に記載の装置。

【請求項 22】

無線通信システム内の受信機によって受信された個々の OFDM トーンの品質を評価するステップと、

第 1 の復号操作を実行して、最有力の送信ビット推定値とこれらの各推定値の信頼性についての情報とを表す出力データの第 1 の組を生成するステップであって、

少なくともチャンネル状態情報に基づいて、トーン毎に適応されるツリー探索シンボル順序を使用して、トーン毎に検出ツリーを探索することによって、ジョイントインナデマッピングのために各トーンに対して SOMA ベースの MIMO 検出プロセスを実行するサブステップであって、前記ツリーのどのレベルからも、いくつかの最良選択肢のみが展開される、サブステップと、推定最良経路を前記最良経路から分岐する最良代替経路と比較することによって、軟出力値を計算するサブステップであって、各々が、前記ツリーの終端で終了するか、又はあらゆるレベルにおいて非終了である、サブステップとを含むステップと

20

を含む方法。

【請求項 23】

第 1 の復号操作を実行するステップが、軟出力外復号器の使用によって、前記 SOMA ベースのインナ MIMO 検出プロセスからの前記軟出力値を使用して、出力データを生成するサブステップと、反復復号のために前記第 1 の復号操作を実行する内復号器構造に軟値をフィードバックするサブステップとをさらに含む、請求項 22 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

40

【0001】

(優先権)

[0001] 本特許出願は、2008年2月25日に出願された「Tree Position Adaptive Soft Output M-algorithm Receiver Structures for MIMO/OFDM/QAM Systems with BICM/ID」と題する対応する暫定特許出願第 61/031077 号の優先権を主張し、参照することによりこの暫定特許出願を組み込む。

【0002】

[0002] 本発明は、多数の送信アンテナと、潜在的に多数の受信アンテナと、を用いる無線システムを介して情報を受信するための、適応複雑度低減受信機構造 (adaptive

50

e reduced-complexity receiver structure) の分野に関し、より詳細には、本発明は、基本方式 (baseline system) において、同じ基地局に送信アンテナが並置された場合に関する。

【背景技術】

【0003】

[0003] 将来の無線システムは、与えられた伝送帯域幅内で達成可能なデータレートを高めるために、無線周波数スペクトルの効率的な利用を必要とする。これは、信号処理と組み合わせられた、多数の送信アンテナ及び受信アンテナを利用することによって達成することができる。最近開発された技術及び出現した規格の多くは、基地局で多数のアンテナを利用することに基づいて、無線システムの有効データレートを損なうことなく、無線媒体を介したデータ通信の信頼性を高める。この目的のため、いわゆる時空間ブロック符号 (STBC: space-time block-code) が使用される。

10

【0004】

[0004] 具体的には、無線通信における最近の進歩は、複数のシンボルを一緒に時間とともに符号化することと、基地局に複数の送信アンテナを備えることと、によって、信頼性 (ダイバーシチ) 利得に加えて、基地局から各セルラユーザまでの有効データレートの向上も獲得できることを示している。これらの多重化 (スループット) 利得及びダイバーシチ利得は、基地局で利用される時空間符号化 (space-time coding) 技術に依存する。多重化利得及びダイバーシチ利得は、それらが、システム内の送信アンテナの数及び受信アンテナの数によって決定される多重化-ダイバーシチトレードオフ曲線 (multiplexing-diversity trade-offs curve) によって基本的に制限されるという意味で、配備されたシステム内の送信アンテナ及び受信アンテナの数にも本質的に依存する。

20

【0005】

[0005] 高データレート及び広帯域伝送の場合、OFDMの使用は、等化器を不要にする。多値変復調器 (multilevel modem) を用いる場合、符号化変調システムは、2値畳み込み外符号 (outer binary convolutional code) と、いわゆるビットインタリーブ符号化変調 (BICM: bit-interleaved coded modulation) 方式のインタリーブと、の使用によって容易に設計することができ、このことは、当技術分野においてよく知られている。

30

【0006】

[0006] 内外復号器構造 (inner-outer decoder structure) を含む、符号化MIMO/OFDM/BICM/IDシステムなどの、多くの設計が存在し、それによって、外復号器は、最適に選択される。設計は以下のものを含む。これらは、MAPベースの内復号器を有する反復復号 (ID: iterative decoding) 受信機、MaxLogMAPベースの内復号器を有するIDシステム、QRD/Mアルゴリズムベースの内復号器を使用する受信機、及びMMSEベースの内復号器を使用する受信機を含む。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

40

【0007】

[0007] 反復復号 (ID) とMAPベースの内復号器とを有する受信機は、すべての内/外復号器構造の中で最適なビット誤り率 (bit-error-rate) 性能を有する内復号器を使用する。しかし、MAPベースの内復号器は、 N (送信アンテナの数/一緒に解決される必要のあるQAMシンボルの数) 及び b (各QAMシンボルによって表されるビットの数) が増加するにつれて、計算的に扱いが困難になる。

【0008】

[0008] MaxLogMAPベースの内復号器を有するIDシステムは、MAPベースのシステムよりも低い複雑度を有し、高いSNRにおいて準最適なビット誤り率性能を有する点で、漸近的に (高いSNRで) 最適である。しかし、MaxLogMAPベースの内

50

復号器も、N及びbが増加するにつれて、計算的に扱いが困難になる。

【0009】

[0009]QRD/Mアルゴリズムベースの内復号器を使用する受信機は、Mアルゴリズムの変形を使用して、信頼性情報とともに硬ビット推定値(hard bit estimate)を生成する。結果として、当該受信機は、ビット誤り率性能と引き換えに、Mパラメータの適切な選択によって、複雑度の大幅な低減をもたらすことができる。これらの方法は、「硬出力」Mアルゴリズムを直接的に利用して、硬出力推定値を生成し、その後、結果のM個の候補を利用して、軟情報を獲得する。しかし、任意のビット位置の軟情報を生成するために、そのビットの両方の値が、残りのM個の候補からなるプール内で利用可能でなければならない。結果として、これらの方法は、発見的(かつ劣等)なソフト

10

【0010】

[0010]MMSEベースの内復号器を有する反復受信機は、はるかに低い複雑度を有するが、特により高い外符号レート(outer-code rate)でのビット誤り率性能において難点を有する。

【0011】

[0011]これらの受信機構造は網羅的なものではなく、むしろ代表的なものであることに留意されたい。文献には、球復号器(spherical decoder)、軟出力ビタビアルゴリズム(SOVA:soft-output Viterbi-algorithm)ベースの内復号器などを含む、他の多くの内復号器構造が載っている。

20

【課題を解決するための手段】

【0012】

(発明の概要)

[0012]本明細書では、ツリーポジション適応のSOMA受信機構造(tree position adaptive SOMA receiver structure)のための方法及び装置が開示されている。無線通信システムにおいて使用するための装置は、一実施形態で、OFDM及びビットインタリーブ符号化変調を使用して無線送信された、送信機からの情報搬送信号を受信するための受信機を備え、受信機は、軟出力Mアルゴリズム(SOMA:soft output M-algorithm)ベースの多入力

30

【図面の簡単な説明】

40

【0013】

(図面の簡単な説明)

[0013]本発明は、以下に与えられる詳細な説明と、本発明の様々な実施形態についての添付の図面と、からより十分に理解されるが、それらは、本発明を特定の実施形態に限定するものと見なされるべきではなく、もっぱら説明及び理解のためのものである。

【図1】復号プロセスの一実施形態のフロー図である。

【図2】広帯域周波数選択性チャンネルのためのOFDM変調とともにビットインタリーブ符号化変調(BICM)を用いる時空間符号化のための送信機の一実施形態のブロック図である。

【図3】図2に示される符号化OFDMシステムのための反復復号器を有する受信機の一

50

実施形態のブロック図である。

【図4】BICM/IDを用いるMIMO/OFDMシステムのための、異なるOFDMトーン用の異なるSOMA検出器を有するMIMOジョイントデマッパユニットを有するMIMOデマッパの一実施形態のブロック図である。

【図5】16値QAM用の集合分割(set partition)タイプのマッパを示す図である。

【図6】1つのOFDMトーン上における送信シンボルに対するチャンネルの影響であって、当該OFDMトーンにおける送信アンテナと受信アンテナとの間のチャンネル係数を含む行列Hを、送信アンテナによって送信されるシンボルベクトルに乗じる乗算として表される、チャンネルの影響を示す図である。

10

【図7】各トーン用の各MIMOデマッパが示された、図3の受信機の別の表現を示す図である。

【図8】3個の送信アンテナが存在する場合の、ツリーにおけるメトリックの再帰計算を可能にするデシジョンツリー(decision tree)を示す図である。

【図9】デシジョンツリーの一例を示す図である。

【図10】トーン上におけるSOMA内復号操作を設定するためのプロセスの一実施形態のフロー図である。

【図11】特定の深さにおけるSOMA検出プロセスのフロー図である。

【図12】(式の右辺からの雑音の寄与が省略された)QR分解(QR decomposition)の結果を示す図である。

20

【発明を実施するための形態】

【0014】

(本発明の詳細な説明)

[0014]適応複雑度低減受信機構造のための方法及び装置が開示されている。一実施形態では、開示されている技術は、MIMO/OFDM/BICM/IDのための受信機複雑度低減を扱う。開示されている技術は、直交時空間ブロック内符号(inner orthogonal space-time block code)又は準直交時空間ブロック内符号(inner quasi-orthogonal space-time block code)も利用する、MIMO/OFDM/BICM/IDシステムとともに使用することもできる。また、送信アンテナは、一般には並置されるが、並置される必要はない。

30

【0015】

[0015]一実施形態では、検出プロセスは、上述の伝送システムに関連する。これは、反復(ターボライク(turbo-like))復号も利用できる内/外復号器構造から成り、内復号器(MIMOデマッパ)及び外復号器の両方が、軟入力軟出力(SISO: soft-in soft-out)検出/復号を実行する。一般に、複雑度に寄与する1つのシステム構成要素は、ジョイントデマッパと呼ばれる内復号器である。

【0016】

[0016]本発明を適用できる内復号器アルゴリズムの1つのクラスは、複雑度低減軟出力MIMO内復号器であり、これは、修正軟出力Mアルゴリズム(SOMA)を適応的に使用する。この軟出力MIMO検出器は、OFDMシステムのあらゆるトーン又はサブチャンネルに加え、復号のあらゆる反復において適用される。SOMA検出器は、そのMIMO検出プロセスにおいて、候補総数の一部のみを使用し、したがって、複雑度がかなり低減される。

40

【0017】

[0017]一実施形態では、チャンネルに適応したツリー探索順序(channel-adaptive tree-search ordering)に基づいた、1組のSOMAアルゴリズムが提示される。枝刈りが行われていない完全なツリーは、QAMシンボルの系列のすべての可能な組み合わせを表し、系列の長さ(又はツリーの深さ)は、与えられたOFDMトーン上で伝送されるシンボルの数に等しい(送信アンテナの数にも等しい)

50

。SOMAアルゴリズムは、知的に完全なツリーの一部を探索する。一実施形態では、ツリーは、測定された受信シンボルエネルギーに基づいてQAMシンボルを順序付けることによって、設定される。これらの受信信号レベル量は、受信機においてチャネル状態情報(CSI)から抽出することができる。最も高い受信信号エネルギーを有するシンボルが、ツリーのルートに配置され、2番目に高い受信信号エネルギーを有するシンボルが、次に配置され、系列内の残りのシンボルも、受信エネルギーレベルが減少する順になるように選択される。その後、Mの値を固定し、T及びIパラメータも固定して、最も簡単な形式のSOMAを動作させることができる。しかし、一実施形態では、上記のものは、トーンの信号レベル(トーンの受信品質)に応じて、M、T、Iパラメータの適応に加え、異なるOFDMトーンのための異なるSOMAパラメータへの適応とも組み合わせることができる。説明された形態では、シンボル順序付けは、原則としてトーン毎に実行されるが、ブロック再順序付け方式に拡張することもでき、それによって、与えられたブロック内のトーンにわたる受信シンボルレベル又はSNRの比較によって、ブロック内のトーンに対して同じツリー探索順序が選択されることに留意されたい。例えば、検出ツリー自体の上におけるシンボルの信号レベル(又はSNR)など、他の比較を実行して、ツリー探索順序を決定することもできる。

10

【0018】

[0018]以下の説明では、本発明のより完全な説明を提供するために、多くの細部が説明されている。しかし、本発明がこれらの特定の細部がなくても実施できることは当業者には明らかであろう。他の場合では、よく知られた構造及び装置は、本発明を曖昧にしないように、詳細にはなく、ブロック図形式で示される。

20

【0019】

[0019]以下の詳細な説明のいくつかの部分は、コンピュータメモリ内のデータビットに対する操作のアルゴリズムとシンボル表現と、によって提示される。これらのアルゴリズム記述及び表現は、機能の内容を他の当業者に最も効果的に伝えるためにデータ処理分野の当業者によって使用される手段である。アルゴリズムは、ここでは一般に、所望の結果をもたらす自己矛盾のないステップの系列であると見なされる。ステップは、物理量に対して必要とされる物理的操作である。必ずしも必要ではないが通常は、これらの量は、保存、転送、組み合わせ、比較、及び他の操作が可能で、電氣的又は磁氣的信号の形式をとる。これらの信号を、ビット、値、要素、シンボル、文字、項、又は数などとしてみなすことが、主として共通使用の理由から、時に便利であることが分かっている。

30

【0020】

[0020]しかし、上記及び類似の用語のすべては、適切な物理量に関連付けられ、これらの量に適用される単に便利なラベルにすぎないことに留意すべきである。以下の解説から明らかなように別途具体的に述べられない限り、説明の全体にわたって、「処理する」、「計算する」、「算出する」、「決定する」、又は「表示する」などの用語を利用した解説は、コンピュータシステムのレジスタ及びメモリ内の物理(電子的)量として表現されるデータを操作及び変形して、コンピュータシステムのメモリ若しくはレジスタ内の、又は他のそのような情報ストレージ、伝送、若しくは表示装置内の物理量として同様に表現される他のデータにする、コンピュータシステム又は類似の電子コンピューティング装置の動作及びプロセスに言及していることが理解される。

40

【0021】

[0021]本発明は、本明細書における操作を実行するための装置にも関する。この装置は、必要とされる目的のために特に構成することができ、又は、コンピュータ内に保存されたコンピュータプログラムによって選択的に起動若しくは再構成される汎用コンピュータを含むことができる。そのようなコンピュータプログラムは、フロッピディスク、光ディスク、CD-ROM、及び磁気光ディスクを含む任意のタイプのディスク、リードオンリメモリ(ROM)、ランダムアクセスメモリ(RAM)、EPROM、EEPROM、磁気若しくは光カード、又は電子的命令を保存するのに適した任意のタイプの媒体などの、しかしそれらに限定されない、コンピュータ可読記憶媒体内に保存することができ、その

50

各々は、コンピュータシステムバスに結合される。

【0022】

[0022]本明細書で提示されたアルゴリズム及び表示は、いずれか特定のコンピュータ又は他の装置に本質的に関係しない。本明細書の教示によるプログラムとともに、様々な汎用システムを使用することができ、又は必要とされる方法ステップを実行するために、より専門的な装置を構成することが便利であると分かることもある。様々なこれらのシステムに必要とされる構造は、以下の説明から明らかとなる。加えて、本発明は、いずれか特定のプログラミング言語を参照して説明されない。本明細書で説明される本発明の教示を実施するために、様々なプログラミング言語が使用できることが理解されよう。

【0023】

[0023]機械可読媒体は、機械（例えばコンピュータ）によって可読な形式で情報を保存又は伝送するための任意の機構を含む。例えば、機械可読媒体は、リードオンリメモリ（「ROM」）、ランダムアクセスメモリ（「RAM」）、磁気ディスク記憶媒体、光記憶媒体、フラッシュメモリデバイスなどを含む。

【0024】

（概要）

[0024]第1の装置（例えば基地局）が、送信機を有し、第2の装置（例えば移動端末）が、OFDM及びビットインタリーブ符号化変調を使用して無線送信された、送信機からの情報搬送信号を受信するための受信機を有する、無線通信システムが説明されている。一実施形態では、本明細書で説明される通信システムは、マルチキャリアOFDM変調と組み合わされたビットインタリーブ符号化変調を用いる時空間符号化を適用する送信機と、反復デマッピング及び復号を用いるOFDM復調を適用する受信機とを含む、符号化変調システムである。本明細書で説明されるシステムは、 N_t 個の送信アンテナと、 N_r 個の受信アンテナとを有する。 N_r 個の受信アンテナの各々は、 N_t 個の送信アンテナから送信された信号のチャネル変形バージョンの総和である信号を受信する。本発明によるそのような符号化変調システムは、無線ローカル/ワイドエリアネットワーク（LAN/WAN）用途において有利に利用することができる。

【0025】

[0025]一実施形態では、本明細書で説明される時空間符号化システムは、広帯域伝送のためのOFDMと、高スペクトル効率のためのMIMO及び多値数の大きなQAMコンステレーションと、ビットインタリーブ符号化変調（BICM）方式のためのビットインタリーブと、2値外符号と、を含む。全体的な検出は、一般に、反復的に実行される。これは、インナMIMOデマッパ（inner MIMO demapper）及び外復号器の両方が、軟入力軟出力（SISO）検出/復号を実行することを必要とする。上で説明したように、複雑度に寄与する1つのシステム構成要素は、一般にジョイントデマッパである。外符号は、複雑度に関してはあまり重要ではない。一実施形態では、MIMO検出器は、原理的に、任意の2値外符号とともに機能する。この符号は、ターボ符号、LDPC符号、正則畳み込み符号（regular convolutional code）、又はRCC符号とすることができる。外符号のための復号器は、好ましくは、軟入力軟出力（SISO）タイプの復号器、例えばMAP復号器である。外復号器は、反復符号のために、MIMO内検出器に軟情報を供給する。

【0026】

[0026]例示的な実施形態が、ビットインタリーブ符号化変調を用いる時空間符号化について説明されるが、時空間符号化のための他のタイプの符号化変調を使用することもできる。加えて、例示的な実施形態が、ビットインタリーブ符号化データの、QAMを使用するシンボルへのマッピングについて説明されるが、例えば位相偏移変調（PSK：phase-shift keying）などの、しかしそれに限定されない、他の変調方式を使用することもできる。

【0027】

[0027]一般に、受信機は、チャネル応答行列 $H[f]$ 内の要素の値を推定する回路を含

10

20

30

40

50

み、そのような推定は、送信機によって受信機に送信される定期試験（パイロット）信号を使用して生成することができる。チャネルインパルス応答のそのような事前情報は、シミュレーションを介して生成することもできる。行列 $H[f]$ は、第 f の OFDM トーン上におけるチャネル応答を表し、次元が $N_r \times N_t$ の行列である。

【0028】

[0028] 信号処理と組み合わせられた場合、多数の送信アンテナ及び受信アンテナは、高められた帯域幅効率（データレート）、拡張された電力効率（レンジ）、又はその両方を有する、通信リンクをもたらすことができる。本発明の実施形態は、主として下りリンクを、すなわち、伝送方向が基地局から移動局への伝送を扱う。適応軟出力 MIMO アルゴリズムベースの受信機構造のための方法及び装置が開示されている。

10

【0029】

[0029] 一実施形態では、受信機内の複雑度低減軟出力 MIMO 検出器は、修正軟出力 MIMO アルゴリズム（SOMA）を利用する。一実施形態では、軟出力 MIMO 検出器は、OFDM システムのあらゆるトーン又はサブチャネルに対して適用され、復号プロセスのあらゆる反復にも適用される。SOMA デマッパの利点を説明するため、比較として、最大事後確率（MAP: maximum a posteriori probability）検出器と呼ばれる最適 MIMO 検出器について検討する。MAP は、すべての送信アンテナにわたって、また含まれるすべての QAM コンステレーションシンボル及びビットにわたって、ジョイントデマッピング機能を実行する。比較として、漸近的に最適であるが、より単純で網羅的な、Max Log MAP 検出アルゴリズムについても検討する。より単純な Max Log MAP 検出器においてさえも、網羅的なデマッピング操作が必要とされ、それは、送信アンテナの数（ N_t ）と QAM コンステレーション点当たりのビットの数（ B ）の積とともに指数関数的に増大する探索空間を伴う。例えば、64 値 QAM 変調（コンステレーション点当たり 6 ビット）を使用する、 6×6 MIMO システム（6 個の送信アンテナと 6 個の受信アンテナ）を用いる場合、この積は 36 である。そのようなケースでは、復号の複雑度は、 2^{36} のオーダーとなり、今日の技術を用いて、Max Log MAP を実施することはできない。対照的に、一実施形態では、SOMA 検出器は、その MIMO 検出プロセスにおいて、候補総数の一部のみを使用し、したがって、複雑度がかなり低減される。もちろん、性能と複雑度低減の程度の間にはトレードオフが存在する。

20

30

【0030】

[0030] 一実施形態では、以下でさらに詳細に説明されるように、受信機の全体的な複雑度対性能のトレードオフを最適化するために、検出探索を実行するときのツリー探索シンボル順序が、（与えられた OFDM トーンにおける）チャネル状態に従って、（OFDM トーン毎に 1 つの）各 SOMA モジュールによって適応される点で、SOMA は適応的に使用される。より具体的には、すべての内/外復号器反復の最中に、SOMA 検出器は、各 OFDM トーンに対して SOMA 検出プロセスを実行する。一実施形態では、SOMA 検出プロセスにおいて探索される候補の数は、検出ツリーの各ノード又はレベルから延長される経路の数を表すパラメータ（ M ）によって制御される。特に、検出ツリーの任意の与えられたレベルでは、訪問された候補からなる部分集合 M だけが残存候補（survivor）として保持され、次のレベルに延長される。このレベルでテストされた候補の残りは、早期終了経路（early-terminated path）と呼ばれる。早期終了経路は、軟出力計算を実行するために、SOMA によって使用される。一実施形態では、SOMA 検出プロセスにおいて探索される早期終了経路も軟出力計算において役割を果たすので、これらの経路の数も適応パラメータである。本明細書の目的では、この値は、 T で表され、軟出力値計算においてアルゴリズムによって使用される。全体的な検出プロセスにおいては、内/外復号器反復の数 I も、総合的な復号複雑度及び関連する性能に影響を及ぼす。

40

【0031】

[0031] 一実施形態では、トーン毎に 1 つの MIMO 検出器を有する OFDM ベースのシ

50

システムにおいて、SOMAベースの検出器における複雑度低減は、シンボル再順序付けの使用によって、トーン毎に適応的に実施され、その後、SOMAベースの復号器が続く。一実施形態では、再順序付けプロセスは、(ツリー再順序付けが実行されるかどうかに関わらず)受信機において収集されるCSIに基づいた相対的に単純な手順である。各トーンに対して利用されるSOMA復号器は、(固定のM、I、Tパラメータを使用して)固定することができ、又はチャンネル適応的とすることができる。SOMAツリーにおいて使用されるM値は、固定することができ、又は復号ツリーにわたって変化することができる。そのようなシステムでは、MaxLogMAP、改良MaxLogMAPメトリック、又は任意の修正/補正MaxLogMAPメトリックを利用することができる。

【0032】

[0032]図1は、復号プロセスの一実施形態のフロー図である。プロセスは、(例えば専用ロジック、回路などの)ハードウェア、(汎用コンピュータシステム若しくは専用マシン上で動作するような)ソフトウェア、又は両方の組み合わせを含むことができる、処理ロジックによって実行することができる。一実施形態では、復号プロセスは、無線通信システム内の受信機によって実行される。

【0033】

[0033]図1を参照すると、プロセスは、処理ロジックが、無線通信システム内の受信機によって受信された個々のOFDMトーンの品質を評価することによって開始する(処理ブロック101)。個々のOFDMトーン/サブチャンネルの品質は、受信機において評価/推定される。一実施形態では、OFDMトーンの品質は、受信シンボル信号レベルに基づいている。別の実施形態では、OFDMトーンの品質は、信号対雑音比(SNR)に基づいている。本明細書では、「トーン」及び「サブトーン」という用語は交換可能に使用されることに留意されたい。

【0034】

[0034]OFDMトーンの品質を評価した後、処理ロジックは、第1の復号操作を実行して、送信ビットの最有力決定値と、これらの決定の信頼値と、を表す出力データの第1の組を生成するが、この操作は、チャンネル状態情報に基づいてトーン毎に適応されたツリー探索シンボル順序を使用してトーン毎に検出ツリーを探索することによって、ディスジョイントインナデマッピング(disjoint inner demapping)のために各トーンに対してSOMAベースのMIMO検出プロセスを実行することを含み、ツリーのどのレベルからも、いくつかの最良選択肢のみが展開される(処理ブロック102)。一実施形態では、SOMAベースのMIMO検出プロセスは、ビット毎の軟出力情報を生成する。プロセスの一部として、SOMAベースのMIMO検出は、多くの候補の中から最良候補を識別する。これは、硬出力を、すなわち、N個のQAMシンボル内のすべてのビットの硬値推定値(1及び0)を生成する。

【0035】

[0035]一実施形態では、チャンネル状態情報基準は、推定された受信シンボルエネルギーを含み、最も高いシンボルエネルギーを有するシンボルが、ツリー内のルートに存在し、次に高いエネルギーを有するシンボルが、ツリー内の次に存在し、残りのシンボルは、エネルギーレベルが減少する順になるようにツリー内に存在する。一実施形態では、チャンネル状態情報基準は、信号対雑音比(SNR)基準に対応する。別の実施形態では、ツリーにおけるシンボル順序付けのために使用されるチャンネル状態情報基準は、ツリー探索中における各シンボルのSNRに対応する。特に、すべてのシンボルは、最初はツリー上の第1のシンボルと見なされ、ツリーの第1のレベルにおいて最も高いSNRをもたらすシンボルが、ツリーの第1のレベルにおけるシンボルとして選択される。その後、残りのすべてのシンボルが、ツリーの第2のレベルにあると見なされ、第2のレベルにおいて最も高いSNRを有するシンボルが、ツリーの第2のレベルにおけるシンボルとなるように選択される。このプロセスは、完全なツリーシンボル順序が選択されるまで続けられる。一実施形態では、内復号器構造は、デマッパに含まれ、チャンネル行列が与えられた場合にツリー探索順序を選択するコントローラを含む。一実施形態では、コントローラは、シンボル

10

20

30

40

50

の中から反復的に選択することによって、ツリー探索シンボル順序を選択する。一実施形態では、ツリー探索シンボル順序は、2つ以上のトーンからなるグループに対して選択される。一実施形態では、各トーンは、OFDMトーンである。

【0036】

[0036]一実施形態では、軟入力軟出力(SISO)外復号器は、SOMAベースのインナMIMOジョイントデマッパからの軟出力値を使用して、出力データを生成し、反復復号のために、軟値を内復号器構造にフィードバックする。別の実施形態では、軟入力硬出力ビタビ復号器は、SOMAベースのインナMIMOジョイントデマッパからの軟出力値を使用して、非反復復号のための硬出力データを生成する。そのようなケースでは、硬出力を生成するために、より単純な外復号器が使用されることに留意されたい。

10

【0037】

[0037]第1の復号操作を実行した後、処理ロジックは、2値外符号化器を用いて第2の復号操作を実行する(処理ブロック103)。一実施形態では、外復号器は、送信システムにおいて外符号化器として使用される、関連する2値符号のためのMAP復号器を含む。外復号器は、従来の畳み込み符号、レート互換パングチャード畳み込み(RCPC: rate-compatible punctured convolutional)符号、ターボ符号、又はLDPC符号のための畳み込み最適又は準最適復号器を、そのような2値符号が送信システムにおける外符号化器として使用される場合を含むことができる。

【0038】

[0038]一実施形態では、パラメータM及びT、並びにI又はIは、与えられた総合的な複雑度レベルに対して全体的な性能が最良になるように適応的に選択され、適応性の指標となる量は、異なるOFDMトーンの品質である。例えば、あるトーンの高い信号レベル又は代替的に大きな信号対雑音比(SNR)は、そのトーンの品質レベルが良好であることを意味する。そのような場合、SOMA検出プロセスは、より低いMの値、より低いTの値、及び潜在的により低いIの値を用いて復号を実行する。他方、品質が貧弱なトーン、すなわち、信号レベル又はSNRが低いトーンの場合、SOMA検出プロセスは、全体的な複雑度の最良の使用のために、より高いM、T、Iの値を用いて復号を実行する。適応性は、時間にわたって、すなわち、連続するOFDMシンボルにわたって拡張することもできる。

20

30

(送信機及び受信機の実施形態)

図2及び図3は、BICM及びIDを用いるMIMO/OFDMシステムのための送信機及び受信機のブロック図を示している。より具体的には、図2は、広帯域周波数選択性チャネルのためのOFDM変調とともにビットインタリーブ符号化変調(BICM: bit-interleaved coded modulation)を用いる時空間符号化のための送信機の一実施形態のブロック図である。図2を参照すると、送信機200は、(一例として)畳み込み符号化器201と、ビットインタリールバ202と、直並列変換器203と、マッパ変復調器 $207_1 \sim 207_{N_t}$ と、逆高速フーリエ変換(IFFT: inverse fast Fourier transform)モジュール $208_1 \sim 208_{N_t}$ と、送信アンテナ $209_1 \sim 209_{N_t}$ とを備える。IFFTモジュール $208_1 \sim 208_{N_t}$ は、当技術分野でよく知られた方法で実行される、巡回プレフィックス(circular-prefix)操作も含む。また、IFFT/巡回プレフィックスモジュールによって生成される結果の系列は、当技術分野でよく知られた方法で、パルス振幅変調を介して、電氣的な連続時間信号に変換される。

40

【0039】

[0039]データに対してBICM符号化を実行するため、畳み込み符号化器201は、2値畳み込み符号を、入力ビット(入力データ)210に適用する。その後、ビットインタリールバ202が、畳み込み符号化器201からの符号化ビットをインタリールして、ビットインタリール符号化ビットを生成する。このビットインタリールは、フェージングチャネルを脱相関し、ダイバーシチを最大化し、畳み込み符号化器201からの畳み込み符号

50

化ビットの系列内の相関を除去し、反復復号の性能を向上させるためにデータを調整する。畳み込み符号化器 201 及びビットインタリーブ 202 は、一般に、データパケットなど、入力データの別個のブロックに対して動作することができる。

【0040】

[0040] ビットインタリーブを実行した後、ビットマッピング及び変調、並びに OFDM が、ビットインタリーブ符号化ビットに適用される。直並列変換器 203 は、ビットインタリーブ 202 から、直列ビットインタリーブ符号化ビットストリームを受け取る。直並列変換器 203 は、受信機が別個の情報ブロックに対する復号を同期させることを可能にするフレーミング情報をビットストリームに挿入するための、フレーミングモジュール（図示されず）を含むことができることに留意されたい。直並列変換器 203 は、長さ N_t 長のワードを生成し、ワードの各要素は、マップ変復調器 207₁ ~ 207_{N_t} の対応する 1 つに提供される。ワードの要素は、単一ビット値とすることができ、又は B ビット値とすることができ、ここで、B は各変復調器コンステレーションシンボルによって表されるビットの数である。

10

【0041】

[0041] マップ変復調器 207₁ ~ 207_{N_t} の各々は、B ビットを ($Q = 2^B$ とする Q 元シンボル空間 (Q-ary symbol space) の) 対応するシンボルに変換する。各マップ変復調器 207 の出力は、シンボルである。IFFT モジュール 208₁ ~ 208_{N_t} の各々は、最大で F 個のシンボルを収集し、その後、F 個のシンボルからなるブロックに、長さ F の IFFT 操作を適用する。F は、その値が一般に、小さい方では 64 ~ 4096 以上の範囲にあり得る整数であり、利用可能な伝送帯域幅、搬送波周波数、及びシステムによって許容される必要があるドップラ偏移の量に依存する。したがって、IFFT モジュール 208₁ ~ 208_{N_t} の各々は、対応するアンテナ 209₁ ~ 209_{N_t} を介して送信され得る F 個の並列サブチャネルを生成する。各サブチャネルは、チャネルを介して伝送される変調副搬送波である。

20

【0042】

[0042] 一実施形態では、送信機及び受信機は、等しい数の、すなわち、 $N_t = N_r = N$ の送信アンテナ及び受信アンテナを有する。本明細書で u_k と表される 2 値情報搬送信号は、最初、送信機において、畳み込み符号化器 201 を使用して、2 値外符号によって符号化され、符号化系列 c_k を生成する。この系列は、疑似ランダムビットインタリーブ 202 によってインタリーブされる。その後、マップ変復調器 207₁ ~ 207_{N_t} の各々は、B 個のインタリーブビットからなるグループを一度に、 2^B 値 QAM シンボルにマッピングする。結果の QAM シンボルは、ラウンドロビン方式で、 $N = N_t$ 個の送信アンテナ 209₁ ~ 209_{N_t} を介して多重化され、OFDM 伝送が、IFFT モジュール 208₁ ~ 208_{N_t} を使用して、各アンテナに対して適用される。便宜的に、本明細書における目的のため、 $s_k[n]$ は、アンテナ k によってトーン n 上で送信される QAM シンボルであり、 $b_k^1[n]$ は、 $s_k[n]$ を生成するために、マップ変復調器 207₁ ~ 207_{N_t} の 1 つにおいて入力として使用される B 個のビットのうちの第 1 ビットである。 $b_k[n] = [b_k^1[n], b_k^2[n], \dots, b_k^B[n]]$ とした場合、

30

【数 1】

$$s_k[n] = \text{map}(b_k[n]) \quad (1)$$

40

であり、ここで、map は、マップ操作を表す。図 5 は、 $B = 4$ の場合のそのようなマッピングを示している。

【0043】

[0043] 図 3 は、OFDM システムのための時空間符号用の反復復号器を有する受信機の一実施形態のブロック図である。図 3 を参照すると、受信機 300 は、受信アンテナ 301₁ ~ 301_{N_r} と、高速フーリエ変換 (FFT) モジュール 302₁ ~ 302_{N_r} と、復調器 / 検出器 303 と、並直列変換器 307 と、ビットデインタリーブ 308 と、最大

50

事後確率 (MAP) 復号器 309 と、ビットインタリーバ 310 と、直並列変換器 311 とを備える。図示されてはいないが、FFT モジュール 302₁ ~ 302_{N_r} の各々の前側に、フィルタリング、サンプリング、巡回プレフィックス除去操作を実行するフロントエンドが配置される。

【0044】

[0044] 受信機 300 は、受信アンテナ 301₁ ~ N_r の各々について OFDM 復調を実行し、復調及びデマッピングは、F 個の並列サブチャネルにわたって実行される。第 i の受信アンテナ 301 (i) は、N_t 個の送信アンテナから送信された信号の様々な寄与 (すなわち、図 2 の対応するアンテナ 209₁ ~ 209_{N_t} を介して送信された複数の F 個の並列狭帯域フラットフェージングサブチャネルの寄与) からなる信号を感知する。一実施形態では、電気信号が受信アンテナによって感知されると、信号は、ダウンコンバート及び復調され、低域通過又は帯域通過フィルタリングされ、サンプリングされ、その後、FFT / 巡回プレフィックス除去ステップが実行される。

10

【0045】

[0045] FFT モジュール 302₁ ~ 302_{N_r} の各々は、受信アンテナ 301₁ ~ 301_{N_r} の対応する信号に F ポイント FFT を適用し、F 個のサブチャネルからなる N_r 個の並列する組を生成する。

【0046】

[0046] 一実施形態では、検出器 303 は、ただ 1 つのサブチャネルではなく、F 個のサブチャネルの各々におけるビットを推定する。検出器 303 は、一般にパイロット送信を介して獲得 / 推定されるチャネル状態情報を決定するためのチャネル状態推定器 304 と、多入力多出力 (MIMO) デマッパ 305 とを含む。MIMO デマッパ 305 は、FFT モジュール 302₁ ~ 302_{N_r} からの F 個のサブチャネルからなる N_r 個の並列する組に基づいて、送信機の N_t 個のアンテナからの F 個のサブチャネルの各々において、デマッピングビット (すなわち、コンステレーションシンボルからマッピングされたビット) の軟推定値を生成する。MIMO デマッパ 305 は、MAP 復号器 309 による (再インタリーブが後続する) 軟出力復号によって生成された信頼性情報を使用して、デマッピングビットの推定値と、これらのビットについての信頼性情報とを生成する。

20

【0047】

[0047] 一実施形態では、MIMO デマッパ 305 は、F 個の非オーバーラップサブチャネルの各々の上で送信されるビットの軟値を、正しい軟値である事後確率の推定値 (近似) とともに計算する。

30

【0048】

[0048] 図 4 は、異なる OFDM トーン / サブチャネルのための MIMO ジョイントデマッパユニットを有する MIMO デマッパ 305 の一実施形態のブロック図である。図 4 を参照すると、N_r 個の受信アンテナ 301₁ ~ 301_{N_r} の各信号は、FFT を適用することによって (図 4 に図示されていない復調器 304 を介して) F 個のサブチャネルに分割され、対応するサブチャネル MIMO デマッパ 401₁ ~ 401_F に送られる。すべての N_r 個の受信アンテナの第 k のサブチャネルの信号出力は、第 k のサブチャネル MIMO デマッパ 401 (k) に提供される。最初の反復の後、直前の反復における MAP 復号器 309 の出力によって生成された外来情報を使用して、信頼性情報が、第 k のサブチャネル MIMO デマッパ 401 (k) に提供される。外来情報は、各反復におけるビット誤り率性能を高めるために、MIMO デマッパ 305 と MAP 復号器 309 の間で交換される。そのような内 / 外復号器環境において外来情報を計算するための方法は、当技術分野においてよく知られている。最初の反復では、ソフトデマッパに入力される外来情報は存在しない。その後の反復では、一実施形態では、外来情報は以下のように計算される。MAP 復号器 309 によって生成される外来情報を計算するために、最初に、MAP 外復号器によって軟出力が計算され、その軟出力から (同じ外復号器に入力される) 入力信頼性情報が差し引かれる。この外来情報は、デインタリーブされ、次の反復において、入力として MIMO デマッパ 305 に渡される。

40

50

【 0 0 4 9 】

[0049] 図 3 を参照すると、M I M O デマッパ 3 0 5 からの F 個の並列ストリーム内のビットの推定値は、それらのビットの信頼値と一緒に、これらのビットの各 1 つに関する外来信頼性情報とともに、並直列変換器 3 0 7 に提供される。信頼性情報は、(デマッパ 3 0 5 によって生成された) それらのビットの出力信頼値と、(デマッパ 3 0 5 に入力された) それらのビットの入力信頼値と、の差として計算される。変換器 3 0 7 は、受信機 3 0 0 によって推定された、送信機によって生成された B I C M 符号化ビットストリームの推定値を再構成する。その後、推定された B I C M 符号化ビットストリーム (及び外来信頼性情報) は、ビットインタリープ 3 0 8 によってインタリーブされ、送信機によって適用された畳み込み符号化を逆転させるために、M A P 復号器 3 0 9 に与えられる。この場合の逆転操作は、畳み込み符号化器 2 0 1 に入力された情報ビットストリームのビット値の推定値を生成することに対応し、新しい信頼性情報として (再インタリーブの後) M I M O デマッパ 3 0 3 に渡される外来情報を生成することにも対応する。

10

【 0 0 5 0 】

[0050] M A P 復号プロセスは、当技術分野でよく知られた方法で、送信された情報ビットの軟出力値を生成する。

【 0 0 5 1 】

[0051] M A P 復号器 3 0 9 からの外来情報は、最初にビットインタリープ 3 1 0 に与えられる。ビットインタリープは、外来情報の要素を、M I M O デマッパ 3 0 5 からのインタリーブされた推定 B I C M 符号化ビットストリームと、合わせる。加えて、インタリーブされた外来情報は、直並列変換器 3 1 1 に与えられ、直並列変換器 3 1 1 は、送信機において形成された並列ビットストリームに対応する、外来情報の N_t 個の並列ストリームを形成する。

20

【 0 0 5 2 】

[0052] 外来情報は、各反復におけるビット誤り率性能を高めるために、M I M O デマッパ 3 0 5 と M A P 復号器 3 0 9 との間で交換される。一実施形態では、各ビット位置のビット L L R 値を計算するために、M a x L o g M A P タイプの近似が使用される。別の実施形態では、M I M O デマッパ 3 0 5 と、送信方式における外符号化器として使用される畳み込み符号に関連する M A P 復号器 3 0 9 と、の両方において、L L R の計算のための改良 M a x - L o g 近似を使用することができる。更新された前向き再帰 (f o r w a r d r e c u r s i v e)、後向き再帰 (r e v e r s e r e c u r s i v e)、及びブランチメトリック系列 (b r a n c h m e t r i c s s e q u e n c e) を計算して、L L R を計算する場合、事後 L L R 値の計算のための改良 M a x - L o g 近似は、以下の式の m a x * 項関係を利用することができる。

30

$$\max^*(x, y) = \log(e^x + e^y) = \max(x, y) + \log(1 + e^{-|x - y|})$$

したがって、各成分 M I M O デマッパ 3 0 5 又は M A P 復号器 3 0 9 は、m a x 項 (m a x (x , y)) と対数補正項 (l o g (1 + e ^ { - | x - y | })) の計算を分離することによって、m a x * 項を計算する。

【 0 0 5 3 】

[0053] 図 5 は、反復復号において使用する 1 6 値 Q A M のための、いわゆる集合分割タイプのマッパの一実施形態を示している。このタイプのマッパは、非反復復号プロセスに常に適したグレイマッパ (G r a y m a p p e r) とは対照的に、反復復号 (I D) を用いる B I C M に適し得る。

40

【 0 0 5 4 】

(内復号器構造の実施例)

[0054] O F D M フロントエンド前処理の後、各受信アンテナからの各トーン上のサンプルは、上で説明された図 3 及び図 4 に示される、復号のための内 / 外軟入力軟出力復号器構造に渡される。やはり上で説明されたように、一実施形態では、外復号器は、最適 (軟入力軟出力) B C J R 復号器である。これらのタイプの符号化 O F D M / B I C M / O F

50

DMシステムに関連する準最適受信機の複雑度は、図3の受信機構造の内復号器に存する。第mの受信アンテナの第nのトーン上の受信信号サンプルは、

【数2】

$$y_m[n] = \sum_k h_{km}[n] s_k[n] + w_m[n] \quad (2)$$

と表すことができ、ここで、 $h_{mk}[n]$ は、第kの送信アンテナと第mの受信アンテナの間の第nのトーン上の有効チャネル利得を表し、 $w_m[n]$ は、第mのアンテナの第nのトーン上の関連する熱雑音項を表す。代替的に、(2)は、以下のようにコンパクトに表し直すことができ、

【数3】

$$y[n] = H[n]s[n] + w[n] \quad (3)$$

ここで、 $h_m[n] = [h_{1m}[n] \quad h_{2m}[n] \quad \dots \quad h_{N_m}[n]]^T$ として、 $h[n] = [h_1[n] \quad h_2[n] \quad \dots \quad h_N[n]]^T$ であり、 $s[n] = [s_1[n] \quad s_2[n] \quad \dots \quad s_N[n]]^T$ であり、 $y[n]$ 及び $w[n]$ は、同様に定義され、 $N_t = N_r = N$ と仮定される。

【0055】

[0055]送信機ではチャネル状態情報(CSI)は利用可能でないが、受信機ではCSIは完全に利用可能であると仮定され、すなわち、 $H[n]$ の組は、受信機では知られているが、送信機では知られていないと仮定される。

【0056】

[0056]各OFDMトーン上で、N個のQAMシンボルが、同時に送信され、N個の受信アンテナの各々が、これらN個のシンボルの線形結合を受信する(それによって、線形結合は、同時的チャネル係数(instantaneous channel coefficient)によって決定される)。

【0057】

[0057]上で述べられたように、一実施形態では、受信機は、軟出力Mアルゴリズム(SOMA)の修正バージョンを使用する。SOMAは、当技術分野においてよく知られており、例えば、参照により本明細書に組み込まれる、Wong、「The Soft Output M-algorithm and its applications」、Ph.D. Thesis、Queens University、Kingston、カナダ、2006年8月、を参照されたい。一実施形態では、修正軟出力Mアルゴリズム(SOMA)は、適応的に使用される。Mアルゴリズムは、当技術分野においてよく知られており、Lin & Costello、「Error Control Coding, 2nd Edition」、Prentice Hall、ニューヨーク、2003年、で説明されている。

【0058】

[0058]軟出力値を与えない基本Mアルゴリズムとは対照的に、一実施形態では、ジョイントデマッパは、検出ツリーにおいて縮小探索(reduced search)を行うことによって、指数関数的に増大する候補母集団の中から最良選択枝を見つけるために、修正SOMAを使用する。これは、すべての選択枝の代わりに、ツリーのどのレベルからも、M個の最良選択枝のみを展開することによって行われる。一実施形態では、M個の最良選択枝は、メトリックを使用して決定される。一実施形態では、メトリックは、Lin & Costello、「Error Control Coding, 2nd Edition」、Prentice Hall、New York、2003で説明されているような、いわゆるMaxLogMAPタイプのメトリックであり、当技術分野においてよく知られている。

【0059】

10

20

30

40

50

[0059] 検出ツリーの探索に基づいて、ジョイントデマッパは、推定された最良経路を、最良経路から分岐する最良代替経路と比較することによって、軟出力値を計算する。ツリーのレベルを通過するこれらの経路は、ツリーの終端において終了することができ（M個のそのような経路が存在する）、又はあらゆるレベルにおいて非終了（non-terminating）となり得る（T個の早期終了経路が存在する）。すなわち、SOMA検出プロセスは、アルゴリズムのツリー探索の最中に、これらの軟出力計算を反復的に実行し、それによって、ツリーの各深さにおいて、SOMA検出プロセスは、可能なすべてのビット位置の信頼値を計算するために、その深さにおける早期終了経路と、同じ深さにおける最良候補と、を使用する。

【0060】

10

[0060] その後、SOMAベースのインナMIMOジョイントデマッパからの軟出力値は、2値外符号のための軟入力軟出力復号器によって使用される。今度は、この復号器が、反復ターボタイプの反復復号において、軟値を内復号器にフィードバックする。別の実施形態では、軟入力硬出力ビタビ復号器（すなわち、より単純な外復号器）が、SOMAベースのインナMIMOジョイントデマッパからの軟出力値を使用して、非反復復号のための硬出力データを生成する。

【0061】

[0061] 内復号器は、シンボル順序が、与えられたトーン上でチャンネルによって決定されるので、チャンネル適応的である。そのようなSOMA内復号器のチャンネル適応バージョンは、性能をあまり低減させることなく、（基本SOMA設計に対して）複雑度を節減するのに加え、与えられたチャンネル実現に対して、所望の目標BER性能に近づくように最適化可能である。

20

【0062】

[0062] 一実施形態では、SOMAアルゴリズムは、最初に上記の計算をツリー上の計算に変換し、次にツリーの探索を限定することによる近似最大化（approximate maximization）計算を実行することによって、（推定）シンボル決定値及び関連するビット推定値についての信頼性情報を計算する。

【0063】

[0063] 次に、固定であるが任意のOFDMトーンn上でのSOMA動作を中心に説明を行う。便宜的に、すべての変数、ベクトル、及び行列の、OFDMインデックスnに対する依存性を省略する。一実施形態では、チャンネル行列のQRタイプの分解の利用に基づいた、MaxLogMAPデマッパ計算のツリー構造へのマッピングが説明される。 $\{1, \dots, N\} : \{1, \dots, N\}$ は、置換関数を表すとし、 $s^{(1)} = [s^{(1)}_1, s^{(1)}_2, \dots, s^{(1)}_N]^T$ は、sの関連するNシンボル置換を表し、 $P^{(1)}$ は、関連する置換行列、すなわち、 $s^{(1)} = P^{(1)} s$ となる行列を表す。

30

【0064】

[0064] 任意の固定順序 π に関連して、分解は、式(3)のチャンネル行列Hを、 $H^{(\pi)} = H [P^{(\pi)}]^T$ と表し、 $H^{(\pi)}$ は $H^{(\pi)} = Q^{(\pi)} L^{(\pi)}$ の形式をとり、 $Q^{(\pi)}$ はユニタリ行列、 $L^{(\pi)}$ は下三角行列である。結果として、yの $[Q^{(\pi)}]^H$ への情報無損失射影（information lossless projection）操作は、式(3)のyにおけるものと等価な1組の測定を構成するベクトル

40

【数4】

$$\tilde{y}$$

をもたらす、それは、以下のように表すことができ、

【数5】

$$\tilde{y} = L^{(\pi)} s^{(\pi)} + \tilde{w}. \quad (4)$$

50

それによって、 $l_{ij}(\cdot) = \{L\}_{ij}$ であり、 $i > j$ の場合は、 $l_{ij}(\cdot) = 0$ である。一例として、 $N_t = N_r = N = 3$ である場合の、式(4)の右辺の第1項の構造が示された図12を参照されたい。

【0065】

[0065]上で与えられた(数4)についての式を与えた場合、完全探索MaxLogMAPは、ツリーの探索を介して、上記の1組の測定に基づいて、容易に実施することができる。ツリーの深さkにおいては、式(4)からの最初のk個の式のみが検討されて、候補をランク付けする。これらの式は、 $s(\cdot)$ 内の最初のk個のシンボルにのみ依存するので、候補の集合は、グループ内でランク付けされ、それによって、各グループは、によって表される順序における最初のk個のシンボルにおいて同じシンボル値を有するすべてのNシンボル候補に対応する。特に、

【数6】

$$\tilde{s}$$

が、 2^B 値QAMシンボルの値からなる任意の $N \times 1$ ベクトルを表し、

【数7】

$$\tilde{s}_m = [\tilde{s}]_m$$

であり、

【数8】

$$\{\tilde{b}_m^1, \tilde{b}_m^2, \dots, \tilde{b}_m^B\}$$

が、

【数9】

$$\tilde{s}_m$$

に写像される第kビットの関連する値を表すとすると、MaxLogMAP計算は、

【数10】

$$L(\tilde{b}_m^k) = \max_{\tilde{s}: \tilde{b}_m^k=1} \Gamma(\tilde{s}, \hat{s}) - \max_{\tilde{s}: \tilde{b}_m^k=0} \Gamma(\tilde{s}, \hat{s}) \quad (5)$$

に変形され、ここで、

【数11】

$$\hat{s} = [L^{(\pi)}]^{-1} y$$

であり、

【数12】

$$\Gamma(\tilde{s}, \hat{s}) = \sum_{m=1}^N \left\| l_{mm}^{(\pi)} (\tilde{s}_m - \hat{s}_m) + \sum_{n=1}^{m-1} l_{mn}^{(\pi)} (\tilde{s}_n - \hat{s}_n) \right\|^2 \quad (6)$$

である。

【0066】

[0066]量

10

20

30

40

【数 1 3】

$$\Gamma(\tilde{s}, \hat{s})$$

は、深さが N 、ノード当たりのブランチが 2^B 個のツリーの完全ツリー探索を介して、再帰的に容易に実施することができる。

【0067】

[0067] SOMA アルゴリズムは、基本的に、限定的な Max Log MAP メトリックベースの探索をツリー上で実行する。任意の M アルゴリズムと同様に、任意の与えられたレベルにおけるすべての残存候補から、すべての可能な候補が次のレベルに展開されるが（このケースでは $2^B M$ ）、それらの部分集合 M のみが、ツリー内のより高い深さにおける探索のために保持される。SOMA の重要な要素は、SOMA が、ツリー上で表される N B 個のビットの各々の各値の品質メトリック推定値を再帰的に生成し、更新することである。特に、SOMA は、2つの $N \times B$ 行列 (0) 及び (1) を利用し、それによって、 s_m の第 k ビットの値 0 及び 1 に関連する相対信頼性メトリックは、それぞれ $(0)_{m,k} = [(0)]_{m,k}$ 及び $(1)_{m,k} = [(1)]_{m,k}$ によって表される。方式は、レベル m における各残存経路を、次のレベルにおける 2^B 個の経路延長に再帰的に延長し、新しい経路の累積メトリックを計算し、経路をメトリックの減少する順にソートすることに依存する。 $p_{[1,i],r}$ が深さ I において第 r にランク付けされた経路を表す場合、 M 個の上位経路、すなわち、集合 $\{p_{[1,i],r}; 1 \leq r \leq M\}$ 内の経路は保持されるが、 $\{p_{[1,i],r}; r > M\}$ 内の経路は終了される。しかし、 N_{term} 個の最良終了経路からなる部分集合 $\{p_{[1,i],r}; M+1 \leq r \leq M+N_{\text{term}}\}$ は、 $[(0)]$ 及び $[(1)]$ 内の関連する位置を更新することによって、ビットの相対信頼性更新及びビットが表すビット値を生成するために、廃棄される前にまだ使用される（本明細書では、 T 及び N_{term} は、終了経路の数を表すために交換可能に使用されることに留意されたい）。深さ N における完了の後、SOMA は最初に、最良累積メトリックを有する長さ N の残存経路を硬推定として選択する。QAM シンボル推定からなるこの $N \times 1$ ベクトルは、直接的にデマッピングし、 NB 個のビット

【数 1 4】

$$\{\tilde{b}_m^k; 1 \leq k \leq B, 1 \leq m \leq N\}$$

の硬推定値を獲得するために使用される。信頼性メトリックは、 $2^{r-M} = N_{\text{term}}$ である長さ N のすべてのツリー候補に基づいて、2つの行列において更新される。その後、第 m の QAM シンボル内で表される第 k ビットの相対信頼性情報が、

【数 1 5】

$$L(b_m^k) = [2\tilde{b}_m^k - 1] \delta_{m,k}^{(1-\tilde{b}_m^k)} \quad (7)$$

によって与えられる。 M （深さ当たりの残存候補）及び N_{term} （早期終了経路に基づいて軟情報を収集するために使用される候補の数）の値は、計算複雑度をビット誤り率性能とトレードオフするために様々とするすることができる。反復復号環境では、各反復サイクルにおいて、各復号器は、（MIMO デマッパの場合は適切にデインタリーブされ、MAP 外復号器の場合は再インタリーブされた）入力として他の復号器に渡される外来情報を計算する。外来情報は、復号器によって生成された軟出力情報（例えば、MIMO デマッパの場合は、式（7）を参照されたい）と復号器に入力された固有情報の差として計算される。一般に、任意の与えられた特定のビット位置について復号器間で渡される外来情報は、差分値の形式、すなわち、「ビット = 1」の値と「ビット = 0」の信頼値の間の差

の形式をとる。反復復号が使用される場合、式(6)に示されるSOMA復号のために使用されるメトリックは、外来項を含むように修正される。特に、式(6)の右辺に別の項が追加され、その項は、複数の項の総和であり、1つの項は、シンボル(数6)の2進表現における各ビット位置のためのものである。差分信頼値が利用される場合、任意の与えられた固定のビット位置に対応する追加項は、(数6)におけるそのビット位置のビット値が0である場合は、ゼロに等しく、それ以外の場合は、差分入力信頼値に等しい。

【0068】

[0068]図6は、単純な2×2の例における1つのトーンのためのMIMOデマッパの動作を示している。図6を参照すると、 y_1 及び y_2 信号は、第1及び第2のアンテナからのシンボル s_1 及び s_2 から生成される。これは、以下に従って、よく知られた方法で行われる。

【数16】

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix}$$

この場合、 s は、サイズが $N_t = N_r = N = 2$ のベクトルであり、 s の各エントリは、コンステレーションシンボルに対応する。

【0069】

[0069]MIMOデマッパは、1つのトーンについて、 y_1 及び y_2 信号を受け取り、シンボル s_1 及び s_2 によって表されるビットの推定値を返し、これは、2つのシンボルを表すすべてのビットについての硬推定値を提供することになる。MIMOデマッパは、シンボル s_1 及び s_2 の各々を表す各ビットについての信頼性(軟)情報も提供する。加えて、1組の推定ビットについての軟出力(信頼性情報)が提供される。図7は、図3の受信機の別の表現を示しており、各トーンのための各MIMOデマッパが示されている。

【0070】

[0070]QR分解の後、式(4)に示される形式の2つのスカラ測定が獲得される。説明の目的で、 s_1 、 s_2 の順序に対応する置換順序を考える。(4)のL行列の構造のため、(数4)の第1の測定は、 s_1 のみに依存するが、第2の測定は、 s_1 及び s_2 の両方に依存する。次に、式(6)のメトリックが検討され、このケースでは、それは2つの項の総和である。第1の項($m=1$)は、(数4)の第1の測定による項であり、 s_1 のみに依存する。第2の項($m=N=2$)は、第2の測定による項である(l_{12} 及び l_{22} 項からなる)。この構造は、(6)のメトリックの各々の計算が、ツリー上で実行されることを可能にする。ツリーの第1のレベルでは、(6)の総和の第1の項($m=1$)のみが計算される。これらは s_1 のみに依存するので、計算される項の数(したがって、ツリー内のレベル1ノードの数)は、 s_1 が取り得る可能な値の数に等しい。第2のステップでは、レベル1における各ノード(各々は s_1 の異なる値に対応する)から、 s_2 の可能な各値のリーフが延長され、式(6)の総和の第2の項(ブランチメトリック)が計算され、 s_1 の特定の値に対応する第1の項に追加される。終端(このケースではレベル2)では、シンボルの候補ベクトルが存在する数と同数の終端ノードが存在し、各ノードは、特定のベクトルシンボル候補についての(6)の計算を表す。したがって、それらは、QAMシンボルベクトルによって表されるすべてのビットについてのビット推定値及び信頼性情報を提供するために、(5)におけるように比較することができる。

【0071】

[0071]図8は、3個の送信アンテナが存在する、すなわち、 $N_t = N_r = N = 3$ である場合における、ツリー上でのメトリックのこの再帰計算を可能にするデシジョンツリーを示している。SOMAアルゴリズムは、完全なツリーを探索せず、むしろ限定された1組の経路を探索する。経路を限定する方法は、ツリーのルートから経路を展開し始め、各レベルにおいて、経路の部分集合のみを残存経路として(すなわち、さらに延長される経路として)保持するというものである。図8を参照すると、ツリーの新しい各レベルにおい

10

20

30

40

50

て、M個の最良候補に対してのみツリーを延長するという決定が下される。この決定は、各候補の部分距離メトリック (partial distance metric) を計算することに基づくことができる。具体的には、レベル「n」において、比較のために使用される距離メトリックは、式(6)の最初の「n」個の項に対応する(すなわち、式(6)の $m = 1, 2, \dots, n$ のすべての項の総和)。その後、このメトリックに基づいて、最良のM個のメトリックが、残存メトリックとして選択される。したがって、ツリーは、各深さにおいて、最良のM個の経路のみを保持することによって、刈り込まれる。図9に、これが表されている。

【0072】

[0072]より具体的には、ツリー探索に関して、SOMAは、その探索を特定のシンボル順序に関連付けられたツリー上で動作させる。刈り込まれていない完全なツリーは、QAMシンボルの系列のすべての可能な組み合わせを表し、系列の長さ(又はツリーの深さ)は、送信アンテナの数に等しい。Qは、単一のQAMシンボルが取ることのできる値の数を表すとする($Q = 2^B$)。ツリーの深さ1においては、Q個の候補が存在し、その各々は、「いわゆる」第1順位シンボルに関連するQ個の値に対応する。次の深さにおいては、レベル1の候補の各々からQ個の候補が展開され、各候補は、「いわゆる」第2順位QAMシンボルに関連するQ個の値に対応し、それ以降も、レベルNになるまで同様に続けられ、レベルNになった場合には、(与えられたOFDMトーン上の)N個すべての送信QAMシンボルのすべてのシンボル値が表されている。例えば、64値QAMを用いる6×6 MIMOアンテナシステムの場合、系列の長さは、QAMシンボル6個分である。SOMAは、復号においてツリーを刈り込み、各レベルにおけるメトリックに従って、ツリーの最も有望な部分のみを探索する。

【0073】

[0073]SOMAを特定のOFDMトーンに適用する場合、(受信アンテナ及び送信アンテナが存在する数と同数の)N個の測定と、解決される必要があるN個のQAMシンボル(これらはN個の送信アンテナを介してこのOFDMトーン上を送信されるシンボルである)と、が存在する。SOMAを特定のシンボル順序を表すツリーに適用するため、(ジョイントデマッパのQR分解フロントエンドによって実行される)よく知られたQR分解に基づいた事前処理技術が、N個の測定に適用される。N個すべての測定を表すN次元の列ベクトルが、ユニタリ変換に射影される。具体的には、 $AA^H = I$ を満たすN行N列の次元を有する行列Aが、左側からベクトルに乗算され、ここで、Iは単位行列であり、上付き文字の「^H」は、転置及び要素毎の共役操作を表す。測定の任意のそのようなユニタリ変換は、可逆であり、したがって、情報保存的である。結果として、新たに処理されたN個の測定、すなわち、元の測定に対する左側乗算の結果は、情報保存的である。ユニタリ行列Aが、チャネル行列のQR分解に基づいて選択された場合、結果の処理された測定は、以下の特性を有し、すなわち、第1の測定は、第1順位のシンボルにのみ依存し、第2の測定は、第1及び第2順位のシンボルにのみ依存し、第kの測定は、最初の第k順位までのシンボルにのみ依存する。その後、これらの処理された測定は、特定のシンボル順序を有するツリー上でSOMAアルゴリズムを実施するために使用される。異なるシンボル順序によって形成されたツリー上でSOMAを動作させるには、異なるユニタリ行列Aを使用すべきであることに留意されたい。その場合、新しいユニタリ変換は、第kの測定が新しいシンボル順序での最初のk個のシンボルにのみ依存するように、異なる1組の処理された測定を生成する。

【0074】

[0074]一実施形態では、復号ツリーは、シンボルの受信エネルギーレベル又は信号対雑音比(SNR)レベルによるシンボルの再順序付けに基づいて組織される。一実施形態では、これらの受信信号又はSNRレベルは、潜在的に外復号器によって提供される外来情報を考慮して、受信機においてチャネル状態情報から推定される。第kのシンボル(すなわち、第kの送信アンテナによって送信されたQAMシンボル)に関連する受信シンボルエネルギーを計算するため、受信機は、第kの送信アンテナからすべての受信アンテナへ

の総受信チャネル係数エネルギーを計算する。最も高い受信エネルギーレベルに対応するシンボルは、ツリーのルートに配置され、復号アルゴリズムにおいて最初に処理される。ツリー内の第2のシンボルは、それが2番目に高い受信エネルギーレベルを有するように順序付けられる。残りのシンボルは、受信エネルギーレベル値が減少する順になるように選択される。このランク付けは、より良い検出効率をもたらす。その後、必要とされるQR分解に続いて、Mを固定値とし、T及びIパラメータも固定として、最も単純な形式のSOMAを動作させることができる。別の実施形態では、ツリー探索中に関連するシンボルの信号エネルギーが、順序付けのために代わりに使用される。最初、すべてのシンボルが、ツリー順序が1番目のシンボルとしてテストされ、ツリーの第1のレベル上で最も高い信号エネルギーを有するシンボルが選択される。次に、残りのすべてのシンボルが、順序が2番目のシンボルと見なされ、ツリーの第2のレベル上で最も高い信号レベルを有するシンボルが、順序が2番目のシンボルとして選択される。プロセスは、すべてのシンボルが順序付けられるまで続けられる。一実施形態では、テストされた各シンボルのツリー上での信号エネルギーは、以下のように計算することができる。シンボルは、ツリーのレベルmにおいて、(順序が1, 2, . . . , m - 1番目のシンボルがすでに選択された後の)順序が「m」番目のシンボルであると見なされていると仮定する。順序が選択され、それによって、最初のm個のシンボルは、与えられた順序のシンボルであり、残りのシンボルには、任意の順序が付けられる。その後、そのシンボル順序についてのQR分解が実行され、式(4)の形式の式が獲得される。その場合、式(4)の行列Lの主対角線上の第「m」のエントリの大きさは、ツリー内の第「m」のシンボルにおける信号レベルを表す。主対角線上の第「m」のエントリの大きさのみが必要とされ、そのエントリの値は、完全QR分解を実行することなしに、計算効率の良い方法で計算できることに留意されたい。具体的には、順序が「m」番目のシンボルを選択することを考える。説明された実施形態では、順序が最初のm - 1番目までのシンボルは、すでに選択されており、残りのすべてのシンボルが、順序が「m」番目のシンボルとして比較される。これらのシンボルの各々について、(シンボル固有の)順序についてのQR分解が獲得され、順序に従って、最初のm - 1個のシンボルは、すでに選択されたシンボルであり、第「m」のシンボルは、比較中のシンボルであり、順序の残りは任意である。QR分解の行列Aの最初のm - 1個の行の中で、固定だが任意の行を考える。行列Aの任意のそのような行は、シンボルを順序が「m」番目のシンボルとしてテストするこれらQR分解の各々について同じである。また、必要なSNR情報を獲得するためには、すなわち、式(4)の行列Lの主対角線に沿った第「m」の要素を獲得するためには、任意のそのような順序に関連するA行列の第「m」行のみを決定すればよい。これは、当技術分野においてよく知られた方法で効率的に計算することができる。

【0075】

[0075]上で説明されたように、SOMA探索ツリーを設定するためのシンボル順序付けは、トーン毎に行われ、すなわち、順序付けは、OFDMシステムのあらゆるトーンについて独立に実行されることに留意されたい。しかし、原理的には、これは必要とされない。別の実施形態では、他のブロック再順序付け方式が使用され、与えられたブロック内のトーンにわたる受信シンボルレベルの比較によって、ブロック内のトーンに対して同じツリー探索順序が選択される。

【0076】

[0076]ツリー探索シンボル再順序付け技術は、多くの利点を有する。1つの利点は、それが、軟出力を有する高性能のインナジョイントデマッパのための方法を、反復復号環境においてそれを実施可能にする全体的な複雑度で提供することである。さらに、ツリー順序付けは、最低限の追加的な複雑度しか必要とせず、同じ複雑度で改善された性能をもたらすことができ、又はより低い受信機複雑度で同じビット誤り率性能の達成を可能にすることができる。

【0077】

[0077]SOMA検出プロセスは、最良経路を選択するのに加えて、当技術分野において

10

20

30

40

50

よく知られた方法で、各ビットについての軟（信頼性）情報も計算することに留意されたい。

【 0 0 7 8 】

[0078]一実施形態では、SOMA内復号器の複雑度は、パラメータM（最良経路の数）及びT（早期終了経路）の値によって制御される。全体的な複雑度も、内復号器アルゴリズムが使用される回数によって制御され、その回数は、今度は、OFDMトーンの数と、反復復号のために使用される反復の数（I）によって決定される。図10は、トーンf上におけるSOMA内復号操作を設定するためのプロセスの一実施形態のフロー図である。プロセスは、（例えば回路、専用ロジックなどの）ハードウェア、（汎用コンピュータシステム若しくは専用マシン上で動作するような）ソフトウェア、又は両方の組み合わせを含むことができる、処理ロジックによって実行される。プロセスは、各トーン上で実行される。

10

【 0 0 7 9 】

[0079]図10を参照すると、任意の与えられたトーンf上におけるすべての送信-受信アンテナペアの間のチャンネルを推定するために（これはチャンネル行列 $H[f]$ を推定することに対応する）、（パイロット信号に基づいた）第1のチャンネル測定が使用される（1001）。チャンネル推定値及びSNR計算は、OFDMトーンf上におけるパイロット測定（1031）に基づいている。（例えば、ツリー探索シンボル順序の変更、I、M、又はTの変更など）SOMAの適応性を設定するために、チャンネル推定値及びルックアップテーブル（LUT）1005が使用される。

20

【 0 0 8 0 】

[0080]より具体的には、これらの測定は、チャンネル行列のQR分解を設定するため、ツリー探索シンボル順序セクタ/コントローラ1050を使用してSOMA検出ツリーを設定するため（1003）、及び（例えば、ルックアップテーブルを用いて）SOMAアルゴリズムのパラメータを選択するため（1004）に使用される。フロー図が明らかにするように、これらのパラメータの選択は、チャンネル状態に依存する。その後、QR分解（1002）、検出ツリー（1003）、SOMAパラメータ（1004）が設定されると、トーンfについてのすべての受信アンテナにおける測定データ（1032）は、QR分解（1002）によって処理されて、有効な1組のチャンネル測定を生成し、ツリーが構築され（1003）、その後、SOMA内検出アルゴリズムが実施される。SOMAは、LUT 1005によって提供されるトーンf上におけるSOMAパラメータを使用して、OFDMトーンf上で実施される。LUT 1005の出力は、トーンf上におけるSOMAパラメータの1つ又は複数の可変値、すなわち、M、T（1032）と、内/外軟出力復号器反復の数、すなわち、I（1033）とを提供することができる。すなわち、LUT 1005は、T及びIの値は変更しないで（非適応可能）、Mの値を指定することができる（Mが適応的である場合）、又はM及びIの値は変更しないで（非適応可能）、Tの値を指定することができる（Tが適応的である場合）。2つ以上のM、T、Iの値についても、同様とすることができる。これらの値は、異なるレベルにわたって適応が生じるように、ツリーの異なる深さ/レベルにおいて変更することができる。そのような場合、適応はトーン品質及び深さに基づいて生じる。一代替実施形態では、LUTは使用されず、値はSOMAアルゴリズム自体において変更される。そのような場合、一実施形態では、値はアルゴリズムにおいて閾値制御される。例えば、トーンのチャンネル推定値が、第1の範囲内に含まれる場合、Mのある値（例えば $M=8$ ）が使用されるが、トーンのチャンネル推定値が、別の範囲内に含まれる場合、Mの異なる値（例えば $M=12$ ）が使用される。値のこれらの変更も、送信アンテナの数、2値外符号のレートなどに基づくことができる。（Mより多い若しくは少ない）クラスタ内のメトリック、又はクラスタ内の最悪メトリックのあるパーセンテージ内の値を有する（例えば、クラスタ内の最低品質メトリックの値の95%を有する）メトリックが、ツリー内の次のレベル/深さに延びることを許可されるように、一緒にクラスタ化されたメトリックを、最良メトリックを有する経路のグループが有するかどうかに基づいて、ある値は変更できることに留意されたい。結果の

30

40

50

残存経路の集合は、Mより多い又は少ない濃度 (c a r d i n a l i t y) を有することができる。代替的に、プロセスは、相対メトリックが最良経路のメトリックのあるパーセンテージ (例えば95%) 内にあるすべての経路を、残存経路として保持することができる。SOMA内検出アルゴリズムの出力は、ビット推定値、ビット相対性情報、及びビット外来情報である。

【0081】

[0081]一実施形態では、ツリー探索シンボル順序セレクタ/コントローラ1050及びLUT 1005は結合される。そのような場合、ツリー探索シンボル順序セレクタ/コントローラ1050は、順序を選択し、ツリーを設定するために使用される式(4)の形式の分解も指定する。ツリーのレベルmにおけるSNR値は、式(4)のL行列の第m行によって与えられる。これらのSNR値は、ツリーの各レベルにおいて、例えばMパラメータの値を、LUT 1005を介して選択するために使用することもできる。

10

【0082】

[0082]図11には、深さnにおけるSOMA検出プロセスのフロー図が示されている。図11を参照すると、主な入力は、深さn-1における1組の残存経路と、これらの残存経路のメトリック(1101)である。最初に、アルゴリズムによって訪問される長さnのすべての経路からなる組を生成するために、これらの長さ「n-1」の経路の各々についてのすべての可能な長さ1の延長が、直前の深さの残存経路とそれらのメトリック(1101)に基づいて構成される。次に、深さn-1における残存メトリック(1101)と、深さnにおける有効測定(1102)が、1103において構成されるこれらの長さnの経路の長さnのメトリックを計算する(1104)ために使用される。次に、深さnにおける与えられたOFDMトーンについてのM及びTのパラメータ値(1120)に基づいて、経路が、それらのメトリック品質に基づいてソートされる(1105)。最良メトリックを有するM個の経路が、よく知られたSOMAプロセスと同じ方法で、深さnにおける残存経路(1112)として選択される。経路の残りは、終了される経路のリストに入れられる(1107)。(明らかに残存経路である)これらの経路の各1つについて、長さnにおける最良経路に対する相対メトリックが計算される(1109)。次に、終了経路の各々について、その相対メトリックが、ビットLLR(最小尤度比(Least Likelihood ratio))テーブル内のエントリからなる部分集合と比較されて、そのエントリを更新すべきかどうかを決定する。特に、第mのシンボルの表現における第kのビットが0である場合、 (0) の(k,m)エントリが更新され(1108)、それ以外の場合、 (1) の(k,m)エントリのみが更新される(1108)。新しい経路によって提供される相対メトリックが、LLRテーブル内の関連エントリのメトリックを改善する場合、エントリは更新される。出力は、更新されたビットLLRテーブル(1111)である。

20

30

【0083】

(他の適応的实施形態)

[0083]一実施形態では、適応SOMA受信機は、さらに他の方法でも同様に適応させることができる(例えば、ツリーにおいて変数Mを有し、M、I、TパラメータをOFDMトーンの品質に適応させるSOMAアルゴリズム)。本発明の一実施形態は、独立に、又はそれらの適応方法と任意選択的に組み合わせて使用することができる。

40

【0084】

[0084]別の実施形態では、SOMAベースのMIMO検出プロセスは、軟出力値計算で使用される、ツリーにおける早期終了経路の数(T)に基づいて適応される。別の実施形態では、SOMAベースのMIMO検出プロセスは、トーン品質に基づいたトーン毎の反復の数に基づいて適応される。さらに別の実施形態では、SOMAベースのMIMO検出プロセスは、各反復の最中にトーン品質に基づいてあらゆるトーンに適応される。別の実施形態では、SOMAベースのMIMO検出プロセスは、トーン品質に基づいて、パラメータの1つ又は複数、ツリーにおける早期終了経路の数、及び反復の総数を適応させる。

【0085】

50

[0085]一実施形態では、異なるSOMA検出器が、異なるトーンに対して使用され、トーンの品質に基づいて適応的に選択される。品質が良好なトーン（高い信号レベル又は高いSNR）の場合、M値を低くすることができ、及び/又はT値を低くすることができ、及び/又はI値を低くすることができる。M及びTの値の範囲は、システムにおける、送信ストリームの数（送信アンテナの数）N、利用されるQAMコンステレーションのサイズ、及び外符号のレート関数として変化する。一例として、4×4 16値QAM MIMOの実験に基づくと、準最適の性能を得るには、M=16で十分である。しかし、この値は、ストリーム及びQAMコンステレーションの数が増加するにつれて増加する。一般に、SNR（又は信号レベル）範囲の組に対して、使用すべきM（及びT）の値を列挙した、（事前計算された）ルックアップテーブルを利用することができる。この手法は、その特定のSOMA検出器により低い相対複雑度をもたらす。他方で、品質が貧弱なトーン（OFDMサブチャネル）（低い信号レベル又は低いSNR）の場合、M、T、Iの全部又は一部について、より高い値が選択される。例えば、1つの手法は、移動局におけるビット誤り率の目標性能を設定することに対応する（これはアプリケーションによって事前設定できる）。この場合、トーンにおけるSNRが高いほど、所望の性能を達成するのに必要とされるMの値は低くなる。SNRが低減するにつれて、反対の影響が現れる。しかし、（複雑度がどうであれ）その値を超えて受信SNRを引き下げると、移動局において所望の性能を達成することが不可能になるようなSNRレベルが存在する。そのレベルを超えると、Mの最大許容可能値が使用され、又は停止イベントが宣言される。これは、この特定のトーンについてより高い複雑度の値をもたらす。SOMA及び反復回数の適応的使用は、性能を低減させることなく複雑度を節減する。非適応的な場合、性能は、かなりの程度、最悪品質トーンによって決定され、最悪品質トーンは、SOMA検出器の最も高い相対複雑度に対応する。

10

20

【0086】

[0086]別の実施形態では、補正SOVAアルゴリズムで使用されるものとほぼ同様のメトリック補正項が、軟出力アルゴリズムに適用される。例えば、Kitty Wong、「The Soft Output M-algorithm and its applications」、PhD Thesis、Queens University、Kingston、カナダ、2006年8月、を参照されたい。

【0087】

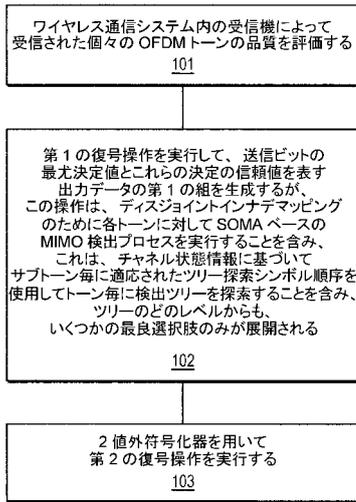
[0087]また別の実施形態では、反復復号のためのマップのタイプは、QAMコンステレーション用のグレイマップであるよりも、むしろ集合分割タイプのマップである。

30

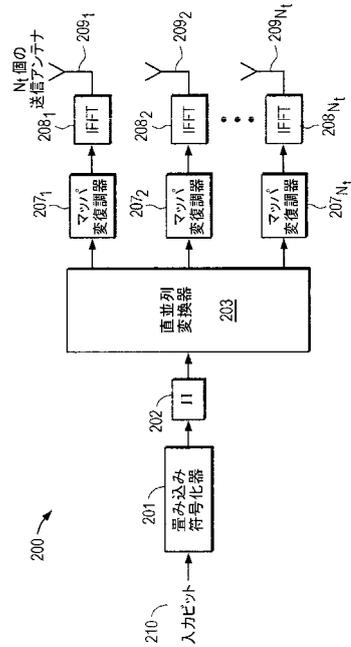
【0088】

[0088]上記の説明を読んだ後では、本発明の多くの代替及び変更が、当業者には疑いもなく明らかになるが、例示によって示され、説明された任意の特定の実施形態は、限定的なものに見なされることを決して意図していないことを理解されたい。したがって、様々な実施形態の詳細についての言及は、本発明の本質的要素と見なされるような特徴のみをそれ自体が列挙する特許請求の範囲を限定することを意図していない。

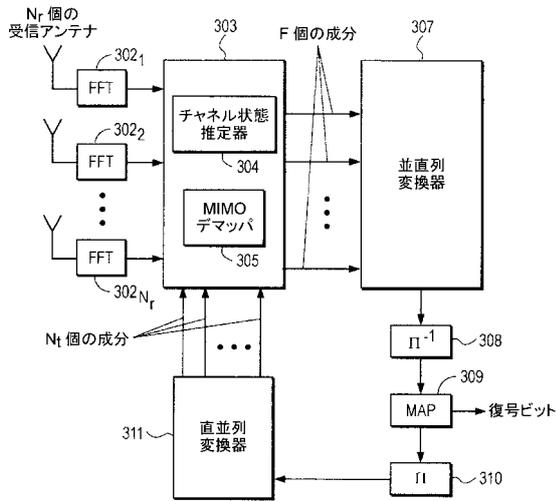
【図1】



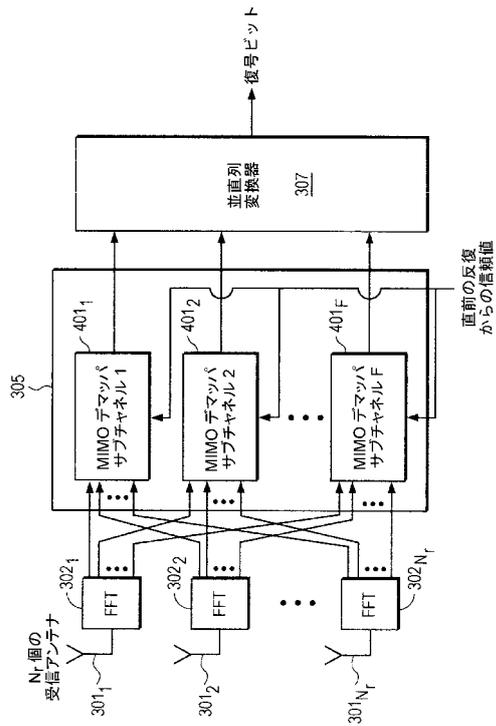
【図2】



【図3】



【図4】



【 図 5 】

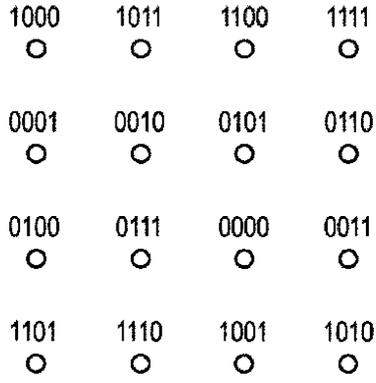


FIG. 5

【 図 6 】

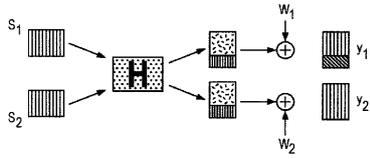


FIG. 6

【 図 8 】

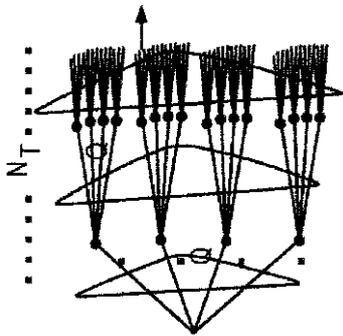
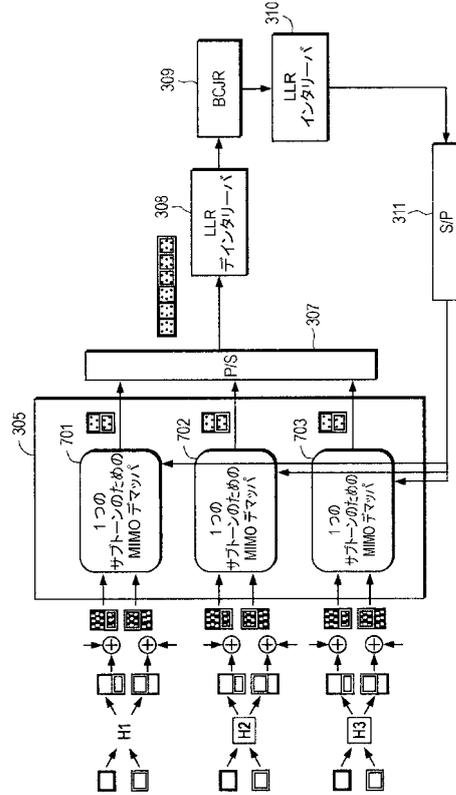


FIG. 8

【 図 7 】



【 図 9 】

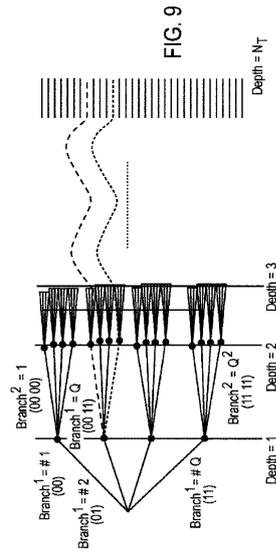
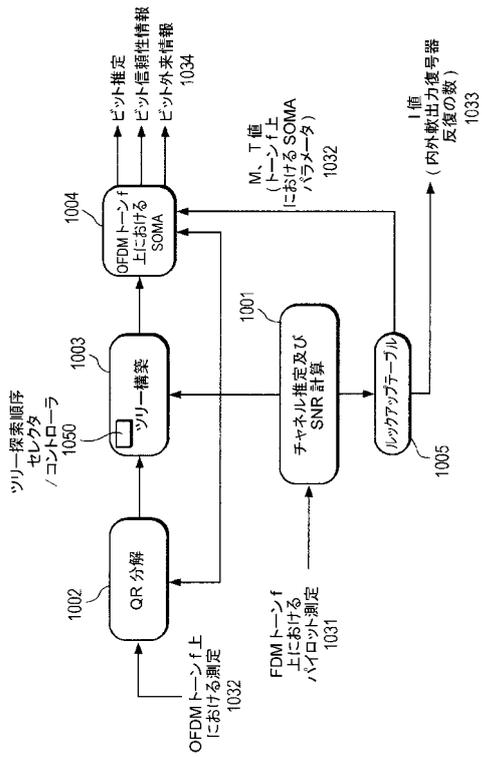
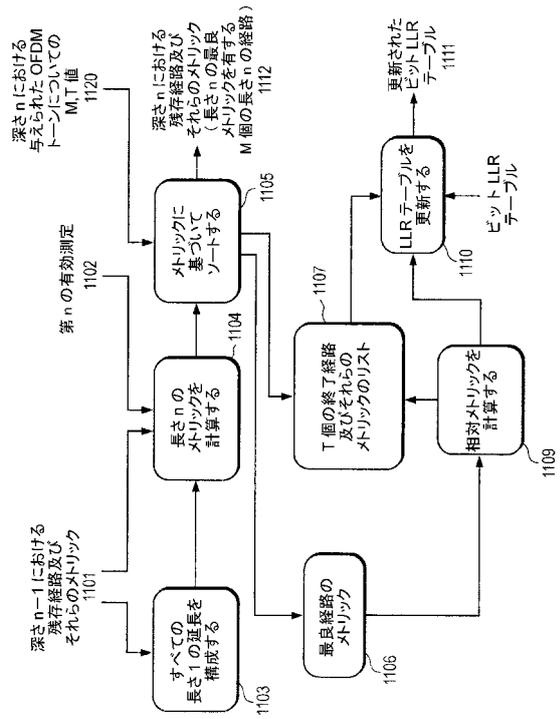


FIG. 9

【図10】



【図11】



【図12】

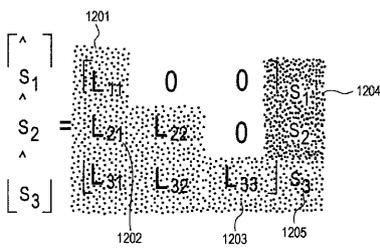


FIG. 12

フロントページの続き

- (72)発明者 パパドポウロス, ハララボス
アメリカ合衆国, カリフォルニア州, サン ノゼ, サウス サイプレス アヴェニュー 3
9 0
- (72)発明者 サンドバーグ, カール エリック, ダブリュ.
アメリカ合衆国, カリフォルニア州, サニーヴェール, アパートメント 1107, アノ
ヌエヴォ アヴェニュー 395

審査官 藤江 大望

- (56)参考文献 Kyeong Jin Kim, Jiang Yue, Ronald A. Iltis, Jerry D. Gibson, A QRD-M/Kalman Filter-Base
d Detection and Channel Estimation Algorithm for MIMO-OFDM Systems, IEEE TRANSACTIONS O
N WIRELESS COMMUNICATIONS, 2005年 3月, VOL. 4, NO. 2, , Pages:710 - 721
KITTY KAR YAN WONG, THE SOFT-OUTPUT M-ALGORITHM AND ITS APPLICATIONS, [ONLINE], QUEEN'
S UNIVERSITY, 2006年 8月 1日, P1-233, U R L, [http://www.ece.queensu.ca/direct
ory/laboratories/qwcl/thesis/PhDThesis_KittyWong.pdf](http://www.ece.queensu.ca/direct
ory/laboratories/qwcl/thesis/PhDThesis_KittyWong.pdf)
Yongmei DAI, Sumei SUN, Zhongding LEI, A Comparative Study of QRD-M Detection and Sphe
re Decoding for MIMO-OFDM Systems, 2005 IEEE 16th International Symposium on Personal
, Indoor and Mobile Radio Communications, 2005年 9月, Pages: 186 - 190
ADACHI Koichi, NAKAGAWA Masao, Iterative Modified QRD-M Based on CRC Codes for OFDM MI
MO Multiplexing, IEICE transactions on communications E90-B(6), 2007年 6月 1日
, Pages:1433-1443
Kitty K.Y. Wong, Peter J. McLane, Reduced-Complexity Equalization Techniques for ISI a
nd MIMO Wireless Channels in Iterative Decoding, Selected Areas in Communications, IEEE
Journal on, 2008年 2月 1日, Volume:26, Issue: 2, Pages: 256 - 268

(58)調査した分野(Int.Cl., D B名)

H 0 4 J 9 9 / 0 0
H 0 4 B 7 / 0 4