(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号

特許第5395099号
(P5395099)

(45)発行日　平成26年1月22日(2014.1.22)　(24)登録日　平成25年10月25日(2013.10.25)

(51)Int.Cl.		F I		
H03M 13/45	(2006.01)	H03M	13/45	
H04J 11/00	(2006.01)	H04J	11/00	Z
H04J 99/00	(2009.01)	H04J	15/00	

請求項の数 23　(全 32 頁)

(21)出願番号	特願2010-549787 (P2010-549787)
(86)(22)出願日	平成21年3月2日(2009.3.2)
(65)公表番号	特表2011-514780 (P2011-514780A)
(43)公表日	平成23年5月6日(2011.5.6)
(86)国際出願番号	PCT/US2009/035735
(87)国際公開番号	WO2009/111400
(87)国際公開日	平成21年9月11日(2009.9.11)
審査請求日	平成24年3月1日(2012.3.1)
(31)優先権主張番号	61/034,409
(32)優先日	平成20年3月6日(2008.3.6)
(33)優先権主張国	米国(US)
(31)優先権主張番号	12/335,409
(32)優先日	平成20年12月15日(2008.12.15)
(33)優先権主張国	米国(US)

(73)特許権者　392026693
株式会社ＮＴＴドコモ
東京都千代田区永田町二丁目１１番１号
(74)代理人　100088155
弁理士　長谷川　芳樹
(74)代理人　100113435
弁理士　黒木　義樹
(74)代理人　100121980
弁理士　沖山　隆
(74)代理人　100128107
弁理士　深石　賢治
(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　ホゼ,　サウス　サイプレス　アヴェニュー　３９０

最終頁に続く

(54)【発明の名称】適応前向き－後向き軟出力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】

ＯＦＤＭ及びビットインタリーブ符号化変調を使用してワイヤレスに送信された、送信機からの情報搬送信号を受信するための、無線通信システムにおいて使用される受信機であって、

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、内復号器構造であって、前記ＳＯＭＡベースのＭＩＭＯジョイントデマッパが、検出ツリーを辿る前向きパスを使用してトーン毎に前記検出ツリーを探索することによって、複数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り、前記ツリーのどのレベルからも、複数の最良選択肢のみが展開され、軟出力関連情報が収集及び保存されて、第１のパスの間に収集及び保存された情報を用いる各ビットに対して軟出力が計算される前記検出ツリー上の第２のパスを前記前向きパスに続いて実行し、前記前向きパスの場合、前記検出ツリーの各深さにおいて、反対決定部分メトリックが、早期終了経路に基づいてビットの一部についてのみセーブされ、すべての部分メトリックが、残存経路についてセーブされ、前記部分メトリックが、可能な限り最長及び最良利用可能な経路を含む、内復号器構造と、

反復復号を実行するために、前記ＳＯＭＡベースの内復号器とともに動作可能な外復号器と

を備える受信機。

【請求項２】
前記ＳＯＭＡベースの内復号器は、ＳＯＭＡツリーを辿って作成される後向きパスの一部として軟出力情報を計算するだけである、請求項１に記載の受信機。
【請求項３】
前記ＳＯＭＡベースの内復号器が、Ｍ個の最良経路を保持することによって、各レベルにおいて前記ＳＯＭＡツリーを刈り込み、最良全長経路の部分長メトリックと、反対の決定値を有する最良及び最長の経路とに基づいて、各ビットに対する軟情報を計算する、請求項１に記載の受信機。
【請求項４】
前記前向きパスが、
すべてよりも少ない早期終了経路及びそれらのメトリックと、Ｍ個の残存経路に関連するすべての部分経路とを保存することと、
硬ビット推定を獲得する際に、前記ＳＯＭＡツリーを辿る最良全長経路を獲得することとを含み、
さらに、前記後向きパスが、前記ツリーを後向きに辿ることによって、ビットＬＬＲ推定を計算することを含む、
請求項１に記載の受信機。
【請求項５】
前記軟出力情報が、前記後向きパスにおいてのみ収集される、請求項４に記載の受信機。
【請求項６】
前記ビットＬＬＲ推定の計算が、前記最良全長経路と、対象ビットにおいて反対の決定を有する訪問された最長及び最良の経路とを使用して実行される、請求項４に記載の受信機。
【請求項７】
ビットにおける前記軟出力情報が、訪問された最良全長符号語のメトリックと、訪問された最長代替決定経路のメトリックとの間の差として計算され、前記訪問された最長代替決定経路が、与えられたビットにおいて、訪問された最良全長経路の決定とは異なる決定を有する訪問された最良経路である、請求項１に記載の受信機。
【請求項８】
前記最良全長経路が、前記前向きパスの最後に計算される、請求項１に記載の受信機。
【請求項９】
前記検出ツリーの探索が、チャネル状態情報及び前記外復号器からの外来情報に基づいて、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実行される、請求項１に記載の受信機。
【請求項１０】
前記チャネル状態情報が、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、前記ツリーのルートに存在し、次に高いエネルギーを有するシンボルが、前記ツリーの次に存在し、残りのシンボルが、エネルギーレベルが降順になるように前記ツリー内に存在する、請求項９に記載の受信機。
【請求項１１】
前記ツリー探索シンボル順序が、前記ツリーにおけるシンボルの信号レベル又はＳＮＲに基づく、請求項９に記載の受信機。
【請求項１２】
前記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、出力データを生成する軟入力軟出力（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に記載の受信機。
【請求項１３】
前記前向きパスが、Ｍアルゴリズムによって訪問された最良全長経路を、部分経路メト

リックと、当該ビット位置についてビットＬＬＲが計算された深さを表す、与えられたビット位置についてのエントリを有するテーブルと、当該ビット位置についてのビットＬＬＲ計算で使用される代替ビット値メトリックを表す、ビット位置当たり１つのエントリを有するテーブルと、ともに出力する、請求項１に記載の受信機。

【請求項１４】

前記第２のパスが、ビットについてのビットＬＬＲを獲得する、請求項１３に記載の受信機。

【請求項１５】

前記第２のパスが、

ある深さレベルにおいて長さメトリックに基づいて軟出力が計算される１組のビット位置を決定することと、

１組のビット位置の各々について代替ビット値メトリックを獲得することと、

前記獲得したメトリックを前記最良全長経路の前記長さメトリックから減算することと、

前記減算の結果に基づいて各ビット位置についてのビットＬＬＲ値を更新することと

を含む、請求項１に記載の受信機。

【請求項１６】

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に記載の受信機。

【請求項１７】

前記ＳＯＭＡベースの検出プロセスが、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に記載の受信機。

【請求項１８】

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

をさらに備える、請求項１に記載の受信機。

【請求項１９】

前記外復号器が、ＭＡＰ復号器、ＭａｘＬｏｇＭＡＰ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、畳み込み符号、レート互換パンクチャード畳み込み（ＲＣＰＣ）符号、ターボ符号、及びＬＤＰＣ符号からなる群のうちの２値外復号を含む符号化器のためのものである、請求項１に記載の受信機。

【請求項２０】

第１の復号操作を実行して、最尤の送信ビット推定値と、これらの各推定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、

検出ツリーを辿る前向きパスを使用してトーン毎に前記検出ツリーを探索することによって、複数の候補の中から最良候補を識別することによって、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、複数の最良選択肢のみが展開され、第１のパスの間に軟出力関連情報が収集及び保存される、サブステップと、

推定された最良経路を、ビットにおいて反対の決定を有する訪問された最長及び最良の経路と比較することによって、前記第１のパスの後の、前記検出ツリー上の第２のパスに反応を示す各ビットに対して軟出力値を計算し、前記第１のパスの間に収集及び保存された情報を用い、前記前向きパスの場合、前記検出ツリーの各深さにおいて、反対決定部分メトリックが、早期終了経路に基づいてビットの一部についてのみセーブされ、すべての部分メトリックが、残存経路についてセーブされ、前記部分メトリックが、可能な限り最長及び最良利用可能な経路を含むサブステップと

を含むステップ

を含む方法。

【請求項２１】
各ビットに対して軟出力値を計算するサブステップが、当該ビット位置において反対の決定を有する訪問された最良経路と最長経路の間のメトリック差に基づいて、各ビットに対して軟出力値を計算することを含む、請求項２０に記載の方法。
【請求項２２】
各ビットに対して軟出力値を計算するサブステップが、訪問された最良全長符号語のメトリックと、与えられたビットにおいて訪問された最良全長経路の決定とは異なる決定を有する最長代替決定のメトリックの間の差を計算することを含む、請求項２０に記載の方法。
【請求項２３】
第１の復号操作を実行するステップが、前記ＳＯＭＡベースのインナＭＩＭＯ検出プロセスからの軟出力値を使用して、軟出力外復号器の使用によって出力データを生成するサブステップと、反復復号のために軟値を前記第１の復号操作を実行する内復号器構造にフィードバックするサブステップとを含む、請求項２０に記載の方法。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
（優先権）
[0001]本特許出願は、２００８年3月6日に出願された「Ａｄａｐｔｉｖｅ Ｆｏｒｗａｒｄ－Ｂａｃｋｗａｒｄ Ｓｏｆｔ Ｏｕｔｐｕｔ Ｍ－Ａｌｇｏｒｉｔｈｍ Ｒｅｃｅｉｖｅｒ Ｓｔｒｕｃｔｕｒｅｓ ｆｏｒ ＭＩＭＯ／ＯＦＤＭ／ＱＡＭ Ｓｙｓｔｅｍｓ ｗｉｔｈ ＢＩＣＭ／ＩＤ」と題する対応する特許仮出願第６１／０３４４０９号の優先権を主張し、参照することによりこの仮出願を組み込む。
【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 ｒｅｄｕｃｅｄ－ｃｏｍｐｌｅｘｉｔｙ ｒｅｃｅｉｖｅｒ ｓｔｒｕｃｔｕｒｅ）の分野に関し、より詳細には、本発明は、軟出力Ｍアルゴリズム（ＳＯＭＡ：ｓｏｆｔ ｏｕｔｐｕｔ Ｍ－ａｌｇｏｒｉｔｈｍ）の前向き－後向き（ｆｏｒｗａｒｄ－ｂａｃｋｗａｒｄ）バージョンに基づいた、場合により（ｐｏｓｓｉｂｌｙ）最適な外復号器及び内復号器を有する内／外復号器構造に関する。
【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された、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。最近開発された技法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、ワイヤレス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。
【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、基地局から各無線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。

【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値畳み込み符号などの外符号（ｏｕｔｅｒ　ｂｉｎａｒｙ　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）方式のインタリーバと、の使用によって容易に設計することができる。

【０００６】

[0006]ＭＩＭＩＯ、ＯＦＤＭ、及びＢＩＣＭの使用を組み合わせた伝送システム、すなわち、符号化ＭＩＭＯ／ＯＦＤＭ／ＢＩＣＭ／ＩＤシステムのための多くの既存の受信機構造が存在する。これらの受信機は、内外復号器構造（ｉｎｎｅｒ－ｏｕｔｅｒ　ｄｅｃｏｄｅｒ　ｓｔｒｕｃｔｕｒｅ）を含み、それによって、外復号器は最適に選択される。受信機は、反復復号（ＩＤ：ｉｔｅｒａｔｉｖｅ　ｄｅｃｏｄｉｎｇ）受信機、ＭａｘＬｏｇＭＡＰベースの内復号器を有するＩＤ受信機、ＱＲＤ／Ｍアルゴリズムベースの内復号器を使用する受信機、ＭＭＳＥベースの内復号器を有する受信機、及び従来のＳＯＭＡに基づいたツリー探索を利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】

【０００７】

[0007]ＭＡＰベースの内復号器を有する反復復号（ＩＤ）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。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受信機は、ＭＡＰベースのシステムほど複雑でなく、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（軟出力）情報とともにビット硬推定（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、従来のＭアルゴリズムを直接的に利用して、硬出力推定を生成し、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（且つ劣等）なソフティファイイング（ｓｏｆｔｉｆｙ－ｉｎｇ）技法に頼って、一方のビット値のみが残りのＭ個の候補からなるプール内で利用可能である各ビット位置の軟出力を生成する。加えて、これらの受信機構造は、反復復号を利用しない。

【００１０】

[0010]ＭＭＳＥベースの内復号器を有する受信機は、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]従来の軟出力ＭアルゴリズムＳＯＭＡに基づいたツリー探索を利用する受信機は、信頼性情報を計算するために発見的手法に頼らなければならない難点を有さない。代わりに、ＳＯＭＡ受信機では、Ｍアルゴリズムがツリー上で実施されるときに、信頼値が前

向きに再帰的に計算される。これらのＳＯＭＡ受信機は、反復復号のためにも使用することができる。しかし、従来のＳＯＭＡ受信機は、信頼性情報を前向きに再帰的に計算するので、Ｍアルゴリズムによって提供される大域的に最良な系列に関しては計算されない信頼値を時々もたらす。

【００１２】

[0012]受信機構造の上記の組は網羅的なものではなく、むしろ代表的なものである。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。

【課題を解決するための手段】

【００１３】

（発明の概要）

[0013]本明細書では、前向き－後向きＳＯＭＡ技法のための方法及び装置が開示される。一実施形態では、装置は受信機であり、受信機は、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（ｊｏｉｎｔ　ｉｎｎｅｒ　ｄｅｍａｐｐｉｎｇ）を実行する、ＳＯＭＡベースのＭＩＭＯジョイントデマッパ（ｊｏｉｎｔ　ｄｅｍａｐｐｅｒ）を有する、内復号器構造であって、ＳＯＭＡベースのＭＩＭＯジョイントデマッパは、検出ツリーを辿る前向きパス（ｆｏｒｗａｒｄ　ｐａｓｓ）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、複数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り、ツリーのどのレベルからも、複数の最良選択肢のみが展開され、軟出力関連情報が収集及び保存されて、各ビットに対して軟出力が計算される第２のパスを前向きパスに続いて実行する、内復号器構造と、反復復号を実行するために、ＳＯＭＡベースの内復号器とともに動作可能な外復号器とを備える。

【図面の簡単な説明】

【００１４】

（図面の簡単な説明）

[0014]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】[0015]復号プロセスの一実施形態のフロー図である。

【図２】[0016]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）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って、一例として、２値外符号は畳み込み符号であると仮定された、ブロック図である。

【図３】[0017]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実施形態のブロック図である。

【図４】[0018]ＢＩＣＭ／ＩＤを用いるＭＩＭＯ／ＯＦＤＭシステムのための、異なるＯＦＤＭトーン用の異なるデマッパを有する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５Ａ】[0019]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５Ｂ】[0020]１６値ＱＡＭ用のグレイマッパ（Ｇｒａｙ　ｍａｐｐｅｒ）を示す図である。

【図６】[0021]１つのＯＦＤＭトーン上における送信シンボルに対するチャ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の間のチャ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、チャネルの影響を示す図である。

【図７】[0022]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】[0023]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】[0024]デシジョンツリーの一例を示す図である。
【図１０】[0025]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１１Ａ】[0026]特定の深さにおける前向き－後向きＳＯＭＡ検出プロセスの前向きパスのフロー図である。
【図１１Ｂ】[0027]特定の深さにおける前向き－後向きＳＯＭＡ検出プロセスの後向きパスのフロー図である。
【図１２】[0028]ＱＲ分解（ＱＲ　ｄｅｃｏｍｐｏｓｉｔｉｏｎ）の結果を示す図である。
【図１３】[0029]Ｎ＝３個の送信アンテナ及び１６値ＱＡＭの場合の、従来の３レベルツリーを示す図である。
【図１４】[0030]各々が２ビットを有する２つのサブレベルを利用する、図１３の従来のツリーに関連する階層ツリーを示す図である。
【発明を実施するための形態】
【００１５】
（本発明の詳細な説明）
[0031]軟出力Ｍアルゴリズムの前向き－後向き拡張である前向き－後向きＳＯＭＡ（ＦＢ－ＳＯＭＡ）を使用する内復号器に基づいた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。
【００１６】
[0032]一実施形態では、受信機は、反復（ターボライク（ｔｕｒｂｏ－ｌｉｋｅ））復号を利用する内／外復号器構造を含む。一実施形態では、反復復号は、内復号器（ＭＩＭＯジョイントデマッパ）と、軟入力軟出力（ＳＩＳＯ：ｓｏｆｔ－ｉｎ　ｓｏｆｔ－ｏｕｔ）検出／復号を実行する外復号器を使用して実行される。本明細書では、内復号器は、ジョイントデマッパと呼ばれる。一実施形態では、軟出力内復号器は、修正軟出力Ｍアルゴリズム（ＳＯＭＡ）の使用によって実施される。この軟出力ＭＩＭＯ検出器は、ＯＦＤＭシステム内のあらゆるトーン（又はサブチャネル）に加え、復号のあらゆる反復において適用される。ＳＯＭＡ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である、パラメータＭによって制御される。それは、ツリーにおける（いわゆる）早期終了経路（ｅａｒｌｙ－ｔｅｒｍｉｎａｔｅｄ　ｐａｔｈ）の数によっても影響されるが、そのわけは、これらの経路が、軟出力計算において主要な役割を演じるためである。本明細書では、この値は、Ｔによって表され、アルゴリズムによって軟出力値計算において使用される。全体的な検出プロセスにおいては、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。復号操作の任意の与えられた反復中、ＳＯＭＡベースの内復号は、各ＯＦＤＭトーン上で独立に実行されることに留意されたい。
【００１７】
[0033]一実施形態では、個々のＯＦＤＭトーン上で動作するインナデマッパの各々は、前向き－後向き探索を利用するＳＯＭＡの拡張であるＦＢ－ＳＯＭＡに基づいている。その初期前向きパスでは、従来のＭアルゴリズムが実行される。アルゴリズムは、検出ツリーを辿りきると、局所経路メトリックを計算し、局所候補をソートし、ツリーの次の深さにおけるさらなる延長のための残存候補（ｓｕｒｖｉｖｏｒ）としてＭ個の最良候補を選択する。しかし、従来のＭアルゴリズムとは異なり、残りの経路（早期終了経路とも呼ばれる非残存経路）が、それらのメトリックとともに、さらなる処理のために、メモリ内に保存される。ツリーの最深の深さに達した場合、長さＬの最良経路（ＡＭＬ経路すなわち近似最尤経路（ａｐｐｒｏｘｉｍａｔｅｌｙ　ｍａｘｉｍｕｍ－ｌｉｋｅｌｉｈｏｏｄ　ｐａｔｈ）とも呼ばれる）が、選択され、与えられたＯＦＤＭトーン上のデマッピングされるすべてのビットの推定を獲得するために使用される。その後、これらすべてのビット

の軟（信頼性）情報が、ツリーを辿る第２の（後向き）パスの使用によって獲得される。この第２のパスにおいては、各ビット位置について、獲得された信頼性メトリックは、ＡＭＬ経路の経路メトリックと、その位置におけるその推定についてＡＭＬ経路と一致しない最長及び最良の経路の経路メトリックの差である。探索を後向きに実行することによって、これらのメトリックは、最初に可能な限り最長の経路との比較を用いて計算されるが、与えられた長さの最良経路は、その長さにおいてソート後順位が最高の候補を選択することによって、各深さにおいて局所的に選択される。結果として、後向き探索内の与えられた深さにおいて、あるビット位置についての信頼性推定が計算されると、このビット位置は、探索中に信頼性更新のために再訪されることをもはや必要としない。

【００１８】

[0034]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デバイスは、本発明を曖昧にしないように、詳細にではなく、ブロック図形式で示される。

【００１９】

[0035]以下の詳細な説明のいくつかの部分は、アルゴリズムと、コンピュータメモリ内のデータビットに対する操作の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、仕事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、物理量に対する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、組合せ、比較、及び他の操作が可能な、電気的又は磁気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、又は数などと呼ぶ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。

【００２０】

[0036]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、若しくは表示デバイス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デバイスの動作及びプロセスに言及していることが理解される。

【００２１】

[0037]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活動化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）、ア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、その各々は、コンピュータシステムバスに結合される。

【００２２】

[0038]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】

[0039]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」）、ア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）

[0040]第１のデバイス（例えば基地局）が、送信機を有し、第２のデバイス（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ワイヤレスに送信された、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】

[0041]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バと、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ＲＣＰＣ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】

[0042]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】

[0043]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】

[0044]信号処理と組み合わされた場合、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M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る。

【００２９】

[0045]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M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、例示的に、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。例示のため、漸近的に最適であるが、（ＭＡＰと比べて）より単純で網羅的なＭａｘＬｏｇＭＡＰ検出アルゴリズムについても検討する。より単純なＭａｘＬｏｇＭＡＰ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}のオーダとなり、今日の技術を用いて、ＭａｘＬｏｇＭＡＰ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、候補総数の僅かな一部のみを使用し、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。

【００３０】

[0046]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（ｔｒｅｅ－ｓｅａｒｃｈ　ｓｙｍｂｏｌ　ｏｒｄｅｒ）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。

【００３１】

[0047]一実施形態では、受信機によって実行されるＳＯＭＡプロセスは、本明細書では前向き－後向きＳＯＭＡ（ＦＢ－ＳＯＭＡ）と呼ばれ、検出ツリーを辿る前向きパス及び後向きパスに基づいている。ＦＢ－ＳＯＭＡプロセスは、当技術分野でよく知られた方法で、Mアルゴリズムを介して検出ツリー内における探索を実行しながら、再帰的に軟出力情報を収集する。ＦＢ－ＳＯＭＡプロセスはまた、訪問された最良全長符号語（ｆｕｌｌ－ｌｅｎｇｔｈ　ｃｏｄｅｗｏｒｄ）が任意の与えられたビット位置においてとる値を、そのビットの硬推定として使用する。さらに、このビットについての軟情報は、与えられたビット位置において値が異なる２つの同一長経路のメトリックの差として計算される。しかし、ＳＯＭＡとは異なり、ＦＢ－ＳＯＭＡにおいては、このビットについての軟情報

は、訪問された最良全長符号語のメトリックと、訪問された最長の代替決定経路（ａｌｔｅｒｎａｔｉｖｅ－ｄｅｃｉｓｉｏｎ　ｐａｔｈ）、すなわち、与えられたビットについて訪問された最良全長符号語の決定とは異なる決定を有する訪問された最良の経路のメトリックの間の差として計算される。したがって、任意のビットについてのＦＢ－ＳＯＭＡ軟出力は、そのビット位置において１及び０という決定を有する最良経路と最長経路の間のメトリック差である。

【００３２】

[0048]より具体的には、前向きパスにおいて、ＦＢ－ＳＯＭＡプロセスは、すべての代替ビット決定に関連する最良及び最長経路のメトリックを収集する。特に、深さｉ－１において、与えられたビット位置において各ビット値に対する残存経路が存在すると仮定する。深さｉの残存経路がすべて、そのビット位置において値が一致する場合、深さｉにおいて代替決定を有する最良の早期終了経路が、ビット軟出力計算において、代替決定経路のメトリックとして使用される。この軟出力計算において使用される他の経路は、最良全長経路の長さｉの部分メトリックである。この部分メトリックが前向き探索の最後に利用可能になることを保証するため、（各ｉの）深さｉにおいて、長さｉにおけるすべての残存経路のすべての部分経路（長さ１～ｉ）は保存され、ツリー全体に伝播される。その後、後向きパスにおいて、最良全長経路内のノードが、後向きにトレースされ、すべての軟出力計算が、部分メトリック及び関連する代替決定メトリックに対して計算される。

【００３３】

[0049]ＦＢ－ＳＯＭＡは、いくつかの魅力的な特性を有する。Ｍアルゴリズムツリー探索に基づいたすべての軟出力アルゴリズムの中で、ＦＢ－ＳＯＭＡは、ＭａｘＬｏｇＭＡＰ基準に従って、最も高い品質の軟出力をもたらす。基本ＳＯＭＡと比較して、ＦＢ－ＳＯＭＡは、軟出力情報の収集を第２の後向きパスまで遅らせる。したがって、中間経路メトリック計算の追加的な保存が実行される。基本ＳＯＭＡとは異なり、ＦＢ－ＳＯＭＡの場合、軟出力ビットＬＬＲ近似は、以下の特性を有する。

（ａ）ビットＬＬＲ近似は、（ｉ）最良（全長）経路、及び（ｉｉ）対象ビットにおいて反対の決定を有する訪問された最長及び最良の経路を使用して形成される。

（ｂ）これらのビットＬＬＲ近似を獲得するために使用される計算の数は、可能な限り最少である。

（ｃ）最良全長経路のために使用されるメトリックは、最大でも代替経路のために使用されるメトリックと同じ大きさである。

【００３４】

[0050]図１は、最尤送信ビット推定値とこれらの各推定の信頼性についての情報とを表す出力データの第１の組を生成するための、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、又は両方の組合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。

【００３５】

[0051]図１を参照すると、プロセスは、前向き方向においてトーン毎に検出ツリーを探索することによって複数の候補の中から最良候補を識別し、前向き探索の最中に軟出力情報を収集及び保存し、ビット毎に軟出力が計算される第２のパスを実行することによって、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ことによって開始する（処理ブロック１０２）。

【００３６】

[0052]プロセスは、推定された最良経路からの部分経路のメトリックを、当該ビットにおいて反対の決定を有する訪問された最長及び最良の経路のメトリックと比較することによって、ビット毎に軟出力値を計算することも含む（処理ブロック１０３）。

【００３７】

[0053]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

ステムを含む場合、ＳＯＭＡベースの検出器における複雑度低減は、ＳＯＭＡベースの復号器が後に続く、シンボル順序付けの使用によって、トーン毎に適応的に実施される。一実施形態では、順序付けプロセスは、（ツリー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メトリックを利用することができる。

【００３８】

[0054]一実施形態では、パラメータＭ及びＴ、並びに／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。

【００３９】

（送信機及び受信機の実施形態）

[0055]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、ビットインタリーバ２０２と、直並列変換器２０３と、マッパ変復調器207_1～207_{N_t}と、逆高速フーリエ変換（ＩＦＦＴ：ｉｎｖｅｒｓｅ　ｆａｓｔ　Ｆｏｕｒｉｅｒ　ｔｒａｎｓｆｏｒｍ）モジュール208_1～208_{N_t}と、送信アンテナ209_1～209_{N_t}とを備える。ＩＦＦＴモジュール208_1～208_{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）操作も含むことに留意されたい。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、電気的な連続時間信号に変換される。

【００４０】

[0056]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ブして、ビットインタリーブ符号化ビットを生成する。このビットインタリーブは、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バ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。

【００４１】

[0057]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、ビットインタリーバ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、長さがN_t長のワードを生成し、ワードの各要素は、マッパ変復調器207_1～207_{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。

【００４２】

[0058]マッパ変復調器２０７$_{1}$～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。各マッパ変復調器２０７の出力は、シンボルである。ＩＦＦＴモジュール２０８$_{1}$～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、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２０８$_{1}$～２０８$_{N_t}$の各々は、対応するアンテナ２０９$_{1}$～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。

【００４３】

[0059]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バ２０２によってインタリーブされる。その後、マッパ変復調器２０７$_{1}$～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個の送信アンテナ２０９$_{1}$～２０９$_{N_t}$を介して多重化され、ＯＦＤＭ伝送が、ＩＦＦＴモジュール２０８$_{1}$～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、$b_k^{l}[n]$は、$s_k[n]$を生成するために、マッパ変復調器２０７$_{1}$～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ｌビットである。$b_k[n] = [b_k^{1}[n], b_k^{2}[n], \ldots, b_k^{B}[n]]$とした場合、

【数１】

$$s_k[n] = map\left(b_k[n]\right) \quad (1)$$

であり、ここで、ｍａｐは、マッパ操作を表す。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。

【００４４】

[0060]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３０１$_{1}$～３０１$_{N_r}$と、高速フーリエ変換（ＦＦＴ：ｆａｓｔ　Ｆｏｕｒｉｅｒ　ｔｒａｎｓｆｏｒｍ）モジュール３０２$_{1}$～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バ３０８と、最大事後確率（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３０２$_{1}$～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。

【００４５】

[0061]広帯域システムの場合、受信機３００は、受信アンテナ３０１$_{1～N_r}$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２０９$_{1}$～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。ＦＦＴモジュール３０２$_{1}$～３０２$_{N_r}$の各々は、受信アンテナ３０

１$_{1}$～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】

[0062]一実施形態では、復調器／検出器３０３は、Ｆ個のサブチャネルの各々におけるビットを推定する。多入力多出力（ＭＩＭＯ）デマッパ３０５は、ＦＦＴモジュール３０２$_{1}$～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）の推定を生成する。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と、これらのビットについての信頼性情報とを生成する。

【００４７】

[0063]一実施形態では、ＭＩＭＯデマッパ３０５は、Ｆ個のオーバラップサブチャネル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（近似）とともに計算する。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３０１$_{1}$～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４０１$_{1}$～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。

【００４８】

[0064]図３を参照すると、ＭＩＭＯデマッパ３０５からのＦ個の並列ストリーム内のビットの推定は、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３０７に提供される。信頼性情報は、（デマッパ３０５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３０５に入力された）それらのビットの入力信頼値の差として計算される。変換器３０７は、受信機３００によって推定された、送信機によって生成されたＢＩＣＭ符号化ビットストリームの推定を再構成する。その後、推定されたＢＩＣＭ符号化ビットストリーム（及び外来信頼性情報）は、ビットデインタリーバ３０８によってデインタリーブされ、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、ＭＡＰ復号器３０９に与えられる。この場合の逆転操作は、畳み込み符号化器２０１に入力された情報ビットストリームのビット値の推定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）ＭＩＭＯデマッパ３０３に渡される外来情報を生成することにも対応する。

【００４９】

[0065]ＭＡＰ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。

【００５０】

[0066]ＭＡＰ復号器３０９からの外来情報は、最初にビットインタリーバ３１０に与えられる。ビットインタリーブは、外来情報の要素を、ＭＩＭＯデマッパ３０５からのイン

タリーブされた推定ＢＩＣＭ符号化ビットストリームと整列させる。加えて、インタリーブされた外来情報は、直並列変換器３１１に与えられ、直並列変換器３１１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。

【００５１】

[0067]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。一実施形態では、各ビット位置のビットＬＬＲ値を計算するために、ＭａｘＬｏｇＭＡＰタイプの近似が使用される。別の実施形態では、ＬＬＲの計算のための改良Ｍａｘ－Ｌｏｇ近似は、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ＭＡＰ復号器３０９において使用することができる。更新された前向き再帰（ｆｏｒｗａｒｄ　ｒｅｃｕｒｓｉｖｅ）、後向き再帰（ｒｅｖｅｒｓｅ　ｒｅｃｕｒｓｉｖｅ）、及びブランチメトリック系列（ｂｒａｎｃｈ　ｍｅｔｒｉｃｓ　ｓｅｑｕｅｎｃｅ）を計算して、ＬＬＲを計算する場合、事後ＬＬＲ値の計算のための改良Ｍａｘ－Ｌｏｇ近似は、以下の式のｍａｘ*項関係を利用することができる。

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

したがって、各成分ＭＩＭＯデマッパ３０５又はＭＡＰ復号器３０９は、ｍａｘ項（ｍａｘ（ｘ，ｙ））と対数補正項（$\log(1+e^{-|x-y|})$）の計算を分離することによって、ｍａｘ*項を計算する。

【００５２】

[0068]図５Ａは、反復復号において使用する１６値ＱＡＭ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、図５Ｂに示された、非反復復号プロセスに常に適したグレイマッパとは対照的に、反復復号（ＩＤ）を用いるＢＩＣＭに適することもある。

【００５３】

（内復号器構造の実施例）

[0069]ＯＦＤＭ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）ＭＡＰ復号器である。これらのタイプの符号化ＯＦＤＭ／ＢＩＣＭ／ＯＦＤＭ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の受信アンテナの第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、$h_m[n] = [h_{1m}[n] \; h_{2m}[n] \ldots h_{Nm}[n]]^T$として、$h[n] = [h_1[n] \; h_2[n] \ldots h_N[n]]^T$であり、$s[n] = [s_1[n] \; s_2[n] \ldots s_N[n]]^T$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。

【００５４】
[0070]一実施形態では、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り、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。
【００５５】
[0071]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）。
【００５６】
[0072]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、Ｃａｎａｄａ、Ａｕｇｕｓｔ　２００６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、Ｎｅｗ　Ｙｏｒｋ、２００３で説明されている。
【００５７】
[0073]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肢を見つけるために、修正ＳＯＭＡを使用する。これは、すべての選択肢の代わりに、ツリーのどのレベルからも、Ｍ個の最良選択肢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個の最良選択肢は、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。
【００５８】
[0074]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（訪問された最良経路）を、反対の決定を有する訪問された最長経路（与えられたビットにおいて訪問された最良全長経路の決定とは異なる決定を有する訪問された最良経路）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－ｔｅｒｍｉｎａｔｅ）となり得る（Ｔ個の早期終了経路が存在する）。
【００５９】
[0075]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（ＳＩＳＯ）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。
【００６０】
[0076]一実施形態では、ＳＯＭＡベースの内復号器のパラメータは、チャネル適応的である。そのようなＳＯＭＡ内復号器のチャ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

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。

【００６１】

[0077]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についての信頼性情報を計算する。

【００６２】

[0078]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。π：｛１，．．．，Ｎ｝：｛１，．．．，Ｎ｝は、置換関数を表すとし、$s^{(\pi)}=[s_{\pi(1)},s_{\pi(2)},\ldots,s_{\pi(N)}]^{T}$は、ｓの関連するＮシンボル置換を表し、$P^{(\pi)}$は、関連する置換行列、すなわち、$s^{(\pi)}=P^{\pi}s$となる行列を表す。

【００６３】

[0079]任意の固定順序πに関連して、分解は、式（３）のチャネル行列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$\tilde{y}$をもたらし、それは、以下のように表すことができ、

【数４】

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

それによって、$l_{ij}^{(\pi)}=\{L^{\pi}\}\ i,j$であり、ｉ＞ｊの場合は、$l_{ij}^{(\pi)}=0$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。

【００６４】

[0080]上で与えられた$\tilde{y}$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、$s^{(\pi)}$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、π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、$\tilde{s}$が、2^{B}値ＱＡＭシンボルの値からなる任意のＮ×１ベクトルを表し、$\tilde{s}_m=[\tilde{s}]^{m}$であり、$\{\tilde{b}_m^{1},\tilde{b}_m^{2},\ldots,\tilde{b}_m^{B},\}$が、$\tilde{s}_m$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５】

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

に変形され、ここで、$s^{\wedge}=[L^{(\pi)}]^{-1}y$であり、

【数６】

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

である。

【００６５】

[0081]量Γ（ｓ～，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。

【００６６】

[0082]従来のＳＯＭＡアルゴリズムは、基本的に、限定的なＭａｘＬｏｇＭＡＰ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ＮＢ個のビットの各々の各値の品質メトリック推定を再帰的に生成し、更新することである。特に、ＳＯＭＡは、２つのＮ×Ｂ行列Δ$^{(0)}$及びΔ$^{(1)}$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δ$^{(0)}_{m,k}$＝［Δ$^{(0)}$］$_{m,k}$及びδ$^{(1)}_{m,k}$＝［Δ$^{(1)}$］$_{m,k}$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降順にソートすることに依存する。ｐ$_{[l,i],r}$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$_{[l,i],r}$；１≦ｒ≦Ｍ｝内の経路は保持されるが、｛ｐ$_{[l,i],r}$；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$_{[l,i],r}$；Ｍ＋１≦ｒ≦Ｍ＋Ｎ$_{term}$｝は、［Δ$^{(0)}$］及び［Δ$^{(1)}$］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（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×１ベクトルは、直接的にデマッピングし、ＮＢ個のビット｛ｂ～$_{m}^{k}$；１≦ｋ≦Ｂ，１≦ｍ≦Ｎ｝の硬推定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$_{term}$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７】

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

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。一実施形態では、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ｓ～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、ｓ～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。

【００６７】

[0083]図６は、単純な２×２の例における１つのサブトーンのための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８】

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

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。

【００６８】

[0084]ＭＩＭＯデマッパは、１つのサブトーンについて、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と、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）情報を返す。すなわち、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、各サブトーンのための各ＭＩＭＯデマッパが示されている。

【００６９】

[0085]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πを考える。（４）のＬ$^{\pi}$行列の構造のため、ｙ$^{\sim}$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、ｙ$^{\sim}$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$_{1\ 2}$及びｌ$_{2\ 2}$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。

【００７０】

[0086]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て、Ｍ個の最良ブランチ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，．．．，「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。

【００７１】

[0087]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合せを表し、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。Ｌ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（$L=2^{B}$）。ツリーの深さ１においては、Ｌ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Ｌ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Ｌ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Ｌ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６×６ＭＩＭＯ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。

【００７２】

[0088]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）が存在する。一実施形態では、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法が、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。

【００７３】

[0089]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降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π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、形式（４）の式が獲得される。その場合、式（４）の行列L^{π}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πについてのＱＲ分解が行われ、順序π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^{π}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π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きわめて効率的に計算することができる。

【００７４】

[0090]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。

【００７５】

[0091]ツリー探索シンボル順序付け技法は、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。

【００７６】

[0092]ＳＯＭＡ検出プロセスは、本明細書で説明されるように、最良経路を選択するのに加えて、各ビットについての軟（信頼性）情報も計算する。

【００７７】

[0093]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、又は両方の組合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。

【００７８】

[0094]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ネルを推定するために（これはチャネル行列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のチャネル測定が使用される（１００１）。チャネル推定及び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、チャネル推定及びルックアップテーブル（ＬＵＴ）１００５が使用される。

【００７９】

[0095]より具体的には、これらの測定は、チャネル行列のＱＲ分解を設定するため、ツリー探索シンボル順序セレクタ／コントローラ１０５０（オプション）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使用して）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（１００４）。

【００８０】

[0096]一実施形態では、受信機は、前向き－後向きツリー探索とともに適応的に使用される修正軟出力Ｍアルゴリズム（ＳＯＭＡ）を実行する。基本ＳＯＭＡは、前向き方向においてのみ動作し、各レベルにおいて、局所最適経路が再帰的に推定され、次に、ツリーのそのレベルにおける終了経路を考慮しながら、局所最適経路に基づいて、ビット信頼性値が再帰的に推定される。結果として、各ビットの信頼性情報は、必ずしも全長経路及び関連する最長の早期終了経路との関係では収集されない。対照的に、本明細書で説明されるＳＯＭＡプロセスは、ＦＢ－ＳＯＭＡであり、ＦＢ－ＳＯＭＡは、前向きパスの後に後向きパスが続く、軟出力Ｍアルゴリズムの２パスバージョンである。

【００８１】

[0097]ＦＢ－ＳＯＭＡは、基本ＳＯＭＡ及び基本ＦＢ－ＳＯＭＡのための従来のツリーを示す図１３に示されるような正規ツリー（ｒｅｇｕｌａｒ　ｔｒｅｅ）に関して説明される。前向き方向では、Ｍアルゴリズムが最初に実行される。経路が計算され、ツリーの各深さレベルにおいてソートされ、すべての早期終了経路が、それらの経路メトリック値とともに保存される。Ｍ個の最良経路が次のレベルに展開され、そのレベルにおける終了経路は、各深さレベルにおける計算及び経路のソートの後で保存される。これは、終了経路が廃棄される基本Ｍアルゴリズム、及び推定信頼値が（基本ＳＯＭＡの唯一の方向である）前向き方向の最中に再帰的に計算される基本ＳＯＭＡとは対照的であることに留意されたい。前向きパスがツリーの終端に達した場合、ツリーの最終深さにおいて、Ｍ個の最良系列（経路）が、全部でＭ×（Ｑ－１）個の終了経路とともに獲得される。（ＭＱ個の長さＮの経路のうちの）長さＮの最良経路は、ＡＭＬと呼ばれ、Ｎｂ個のビット推定からなる全体的な最良系列を推定するために使用される。最良経路内のビットのビット信頼値は、後向きパスにおいて推定される。

【００８２】

[0098]後向きパスにおいては、最初に、最終ブランチのビットに関連するＢ個の尤度差が計算される。これらのビットのどの１つについても、その信頼性は、ＡＭＬ経路と、そのビット位置についてＡＭＬ経路によって提供される推定と一致しない（計算されたＭＱ

個の長さＮの経路のうちで）最良の長さＮの経路の間の経路メトリック差として計算される。したがって、そのビット位置についてＡＭＬ経路によって提供される推定と一致しない経路が２つ以上存在する場合、最長の経路が使用される。より早期のビット（ｅａｒｌｉｅｒ　ｂｉｔ）のいくつかも、このプロセスに基づいて信頼値を獲得することができる。特に、このプロセスは、当該ビット位置においてＭＬ経路によって提供されるものとは異なるビット推定を有する長さＮの経路が（ＭＱ個の長さＮの経路からなる集合内に）存在する他のすべてのビットにも適用される。その後、後向きパス処理が継続されて、ツリーの前のレベル（深さ）に移動し、その深さにおける「Ｍ×（Ｑ－１）」個の残りの（早期終了）候補の集合に基づいて、できるだけ多くの残りのビット位置についての相対信頼値を計算する同じプロセスを続行する。最終的に、最良経路内のすべてのビットについてのすべてのビット信頼値が、最長の利用可能な競合系列に基づいて見出される。

【００８３】

[0099]前向き－後向きＳＯＭＡは、２ステージの軟出力プロセスである。検出ツリーを辿る単一の前向きパスの最中に軟出力（ビットＬＬＲ値）を再帰的に計算する従来のＳＯＭＡとは対照的に、前向き－後向きＳＯＭＡは、第２の後向きパスまで、ビットＬＬＲの計算を遅らせる。前向き－後向きＳＯＭＡの一実施形態では、アルゴリズムの前向きパスの出力は、以下のもの、すなわち、１）基礎をなす硬出力Ｍアルゴリズムによって訪問された最良全長経路と、そのすべての部分経路メトリック（ｎ＝１，２，．．．，Ｎである長さｎのメトリック）、２）ビット位置当たり１つのエントリを有するテーブルであって、与えられたビット位置のためのエントリが、そのビット位置についてのビットＬＬＲが計算された深さを表す、テーブル、３）ビット位置当たり１つのエントリを有するテーブルであって、与えられたビット位置のためのエントリが、ビットＬＬＲ計算において使用される、そのビット位置についての代替ビット値メトリックを表す、テーブルである。この情報は、以下の本文で説明されるように、プロセスの後続する後向きステージにおいて、すべてのビットについてビットＬＬＲを獲得するのに十分である。

【００８４】

[00100]ＳＯＭＡ内検出アルゴリズムの出力は、ビット推定、ビット信頼性情報、及びビット外来情報である（１０３４）。その後、硬出力が、当技術分野でよく知られた方法で、最良経路に基づいて生成される。

【００８５】

[00101]一実施形態では、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（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、トーンのチャネル推定が、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、トーンのチャネル推定が、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。結果の残存経路の集合は、Ｍより多い又は少ない濃度（ｃａｒｄｉｎａｌｉｔｙ）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。

【００８６】

[00102]一実施形態では、ツリー探索順序セレクタ／コントローラ１０５０とＬＵＴ１００５は、情報を交換する。例えば、ツリー探索順序セレクタ／コントローラ１０５０は、順序を選択するが、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。

【００８７】

[00103]深さｎにおける前向き－後向きＳＯＭＡ検出プロセスの前向きパス及び後向きパスのフロー図が、それぞれ図１１Ａ及び図１１Ｂに示されている。これらのプロセスは、（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、又は両方の組合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。

【００８８】

[00104]図１１Ａ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長さ１，２，．．．，ｎ－１のすべての部分メトリック（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、経路が、それらの長さｎのメトリック品質に基づいてソートされる（１１０５）。１１０５において生成されたリストが、Ｍとともに、入力として使用されて、１１０６においてＭ個の最良経路からなるリストを生成し、１１０７において残りの早期終了経路からなるリストを生成する。最良メトリックを有するＭ個の経路が、よく知られたＭアルゴリズム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。長さ１，２，．．．，ｎの部分メトリックも計算され（１１０６）、深さｎにおける前向きパスの出力として生成される。経路の残り（すなわち、１１０５において生成されたリスト内の残存経路ではないすべての経路）は、終了された経路からなるリスト（１１０７）に入れられる。すべての残存経路ではビット値が一致するが、同時に１１０７の系列のリスト内に代替ビット値を有する候補が存在する、（位置１～位置Ｂｎまでの）すべてのビット位置を決定するために、Ｍ個の残存経路（１１０６）によって表される（各々の長さがＢｎの）２進系列が、リスト１１０７内の２進系列と比較される。（プロセスの後向きパスでは）これらのビット位置について、深さｎにおいて軟出力（ビットＬＬＲ）が計算される。これらのビット位置は、１１３０において決定される。軟出力計算深さ（ｓｏｆｔ－ｏｕｔｐｕｔ　ｃｏｍｐｕｔａｔｉｏｎ－ｄｅｐｔｈ）ルックアップテーブルは、全長系列の各ビット位置について１つのＮＢ個のエントリを含む。特定のビット位置に関連するエントリは、その特定のビット位置において軟出力が計算される深さを表す。モジュール１１３０の出力は、このテーブルを更新するために使用される（１１３１）。代替ビット決定経路メトリック（ａｌｔｅｒｎａｔｅ　ｂｉｔ－ｄｅｃｉｓｉｏｎ　ｐａｔｈ　ｍｅｔｒｉｃ）ルックアップテーブルは、ビット位置当たり１つのエントリ（合計でＮＢ個のエントリ）を含む。ビット位置「Ｊ」に関連するエントリは、ビットＪのビットＬＬＲを計算する際に使用される代替ビット値のための経路メトリックである。「Ｊ」が、長さｎにおいて更新されるためにモジュール１１３０において選択された、固定であるが任意のビット位置を表すとする。その場合、代替ビット決定経路メトリックルックアップテーブルの位置「Ｊ」内に保存された経路メ

トリックは、（もちろん「Ｊ」ビット位置において一致する）残存経路のビット値とは異なるビット値を「Ｊ」位置に有する、最良の終了系列のメトリック（１１０７）である。モジュール１１３２は、深さｎにおいて、このルックアップテーブル更新を実行する。前向き－後向きＳＯＭＡでは、（一般性を失うことなく）全長におけるＭ値は、Ｍ＝１に設定されることに留意することが重要である。その後、全長においては、プロセスの出力１１１２は単純に、最良全長残存経路と、そのすべての部分メトリックである。２つのルックアップテーブル１１３１及び１１３２は、後向きパスへの入力として利用可能である。図１１Ｂに示されるように、プロセスの後向きパスは、深さｎ＝Ｎから深さｎ＝１までのすべての深さを通り、すべてのビット位置についてのビットＬＬＲをシステマティックに生成する。特に、深さｎにおいては、プロセスへの入力は、最良全長経路の長さｎの部分経路のメトリック（１１４０）、インデックスｎ（１１４１）、及び前向きパスの出力として生成された２つのルックアップテーブル（１１３１、１１３２）である。最初に、長さｎのメトリックに基づいて軟出力が計算される１組のビット位置（１１４２）を決定するために、テーブル１１３１に対して、逆テーブル検索が実行される。これらのビット位置の各々について、ルックアップテーブル１１３２から、代替ビット値メトリック（１１４３）がフェッチされる。これらのメトリックが、最良全長経路の長さｎのメトリック（１１４０）から減算され、その結果が、これらのビット位置についてのビットＬＬＲ値を更新するために使用される（１１１０）。出力は、更新されたビットＬＬＲテーブル（１１１１）である。

【００８９】

（代替実施形態）

[00105]別の実施形態では、ＦＢ－ＳＯＭＡは、計算及びソートに関して（少なくとも経路のいくつかについては）近似メトリック値に基づいて動作する。一実施形態では、計算及びソートは、Ｋ．　Ｈｉｇｕｃｈｉ他、「Ａｄａｐｔｉｖｅ　Ｓｅｌｅｃｔｉｏｎ　ｏｆ　Ｓｕｒｖｉｖｉｎｇ　Ｓｙｍｂｏｌ　Ｒｅｐｌｉｃａ　Ｃａｎｄｉｄａｔｅｓ　Ｂａｓｅｄ　ｏｎ　Ｍａｘｉｍｕｍ　Ｒｅｌｉａｂｉｌｉｔｙ　ｉｎ　ＱＲＭ－ＭＬＤ　ｆｏｒ　ＯＦＤＭ　ＭＩＭＯ　Ｍｕｌｔｉｐｌｅｘｉｎｇ」、Ｐｒｏｃ．　Ｇｌｏｂｅｃｏｍ、Ｄｅｃｅｍｂｅｒ　２００４、ｐｐ．２４８０～２４８６において説明されている方法を使用して実行される。これは、計算複雑度においてさらなる節減をもたらす。

【００９０】

[00106]また別の実施形態では、ＦＢ－ＳＯＭＡは、当技術分野でよく知られた、階層ツリーベースのＳＯＭＡ（ｈｉｅｒａｒｃｈｉｃａｌ　ｔｒｅｅ　ｂａｓｅｄ　ＳＯＭＡ）であるＨ－ＳＯＭＡ（本明細書で引用されたＫｉｔｔｙ　Ｗｏｎｇを参照）と組み合わされる。図１４は、ＦＢ－ＳＯＭＡも利用できる、Ｈ－ＳＯＭＡのための関連する階層ツリーを示している。階層的ＳＯＭＡ（Ｈ－ＳＯＭＡ）は、もっぱらグレイマッパを用いて動作する。Ｋｉｔｔｙ　Ｗｏｎｇ、「Ｔｈｅ　Ｓｏｆｔ　Ｏｕｔｐｕｔ　Ｍ－ａｌｇｏｒｉｔｈｍ　ａｎｄ　ｉｔｓ　ａｐｐｌｉｃａｔｉｏｎｓ」、ＰｈＤ　Ｔｈｅｓｉｓ、Ｑｕｅｅｎｓ　Ｕｎｉｖｅｒｓｉｔｙ、Ｋｉｎｇｓｔｏｎ、Ｃａｎａｄａ、Ａｕｇｕｓｔ　２００６に示されているように、Ｈ－ＳＯＭＡは、単一のＢビットブランチを表す多くのより短いブランチからなる、各2^{B}値ＱＡＭシンボルのサブツリー表現を使用する。この階層ツリーは、特にＢの値が大きい場合、従来のＳＯＭＡばかりでなく、前向き－後向きＳＯＭＡについても、削減された作業負荷をもたらす。階層ツリーの使用は、６４値ＱＡＭなど、特に大きなＱＡＭコンステレーションの場合に、基本ＳＯＭＡについて、著しい節減をもたらすことができる。同じ相対的節減は、階層ツリー上で、ＦＢ－ＳＯＭＡによっても獲得される。

【００９１】

[00107]後向きパスは、検出ツリーを後向きにトレースすることによって、実施される必要はない。例えば、アルゴリズムの第２のステージにおいて（すなわち前向きパスが完了した後）、図１１Ｂのプロセスは、ｎ＝１として開始し、ｎ＝Ｎ（全長）に達するまで、ｎを１ずつ増加させて実施される。効果は、第２の前向きパスを実行したときのもので

ある。しかし、計算の結果は、すでに説明された前向き－後向きＳＯＭＡのものと同一である。すべてが同一の結果をもたらす他の多くの変形が可能である。どのビット位置についても軟出力が計算されない深さが存在し得ることに留意されたい。そのような場合、プロセスの第２のステージは、そのような深さについて実行される必要はない。

【００９２】

[00108]一実施形態では、ＦＢ－ＳＯＭＡは、２つの前向きパス方法に基づいた直列ＳＯＭＡになるように変形される。一実施形態では、第１の前向きステップは、上で説明されたＦＢ－ＳＯＭＡのものと同一である。その後、第２の前向きステップにおいて、最良経路の知識を用いて、すべてのビットの尤度値が、早期終了経路の保存された経路メトリックとの比較によって、最良経路との関係で計算される。２パスアルゴリズムの別の実施形態では、第１の前向きステップは、硬Ｍアルゴリズムのものと同一であり、最良全長経路を識別するために使用される。その後、第２の前向きパスにおいて、最良経路の知識を用いて、すべてのビットの尤度値が、最良経路との関係で計算される。しかし、この場合、これらの尤度値は、早期終了経路の新たに計算された経路メトリックと（既知の）最良全長経路の関連する短縮されたメトリックとの比較によって、ツリーを辿る第２の前向きパスの最中に再帰的に計算される。

【００９３】

（他の適応的実施形態）

[00109]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。

【００９４】

[00110]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。

【００９５】

[00111]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の関数として変化する。一例として、４×４　１６値ＱＡＭＭＩＭＯ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。

【００９６】

[00112]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、Ｃａｎａｄａ、Ａｕｇｕｓｔ ２００６を参照されたい。

【００９７】

[00113]また別の実施形態では、マッパのタイプは、ＱＡＭコンステレーション用のグレイマッパであるよりも、むしろ集合分割タイプのマッパである。

【００９８】

（本発明の実施形態の利点）

[00114]本発明の一実施形態の１つの利点は、軟出力を有する高性能インナジョイントデマッパを、反復復号環境において高性能インナジョイントデマッパ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。複雑度低減アルゴリズムに基づいたMアルゴリズムに従って、ＦＢ－ＳＯＭＡは、当該ビットにおいて値０及び１を有する２つの最長及び最良の利用可能な系列の比較に基づいて、ビット毎の信頼性推定を提供する。計算は、特に近似メトリック及びソート計算が使用される場合に、効率的である。さらに、本発明の一実施形態は、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、ツリー順序付けと容易に組み合わせることができる。多値ビット特性を有するマッパが利用される場合、階層的ＳＯＭＡと類似の構成を有する階層的ＦＢ－ＳＯＭＡを使用することができる。

【００９９】

[00115]一実施形態では、上で説明された２パス受信機方式を構成する要素は、以下のものであり、すなわち、

１．トーン毎に１つのＭＩＭＯ検出器を有するＯＦＤＭベースのシステムにおいて、ＦＢ－ＳＯＭＡベースの検出器における複雑度低減は、ＳＯＭＡベースの復号器が後に続く、シンボル順序付けの使用によって適応的に実施される。順序付けプロセスは、ツリー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に基づいている。

２．各トーンに対して利用されるＦＢ－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、又はチャネル適応的とすることができる。

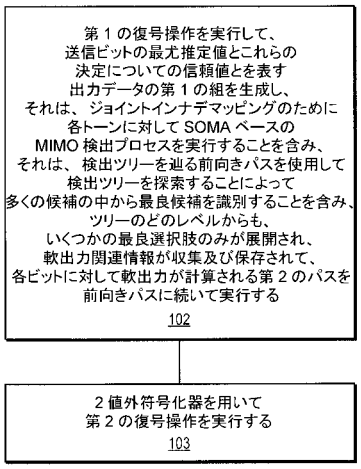
３．ＦＢ－ＳＯＭＡツリーにおいて使用されるM値は、固定することができ、又は復号ツリーにわたって変化することができる。

４．ＭａｘＬｏｇＭＡＰメトリックをＦＢ－ＳＯＭＡによって利用することができる。

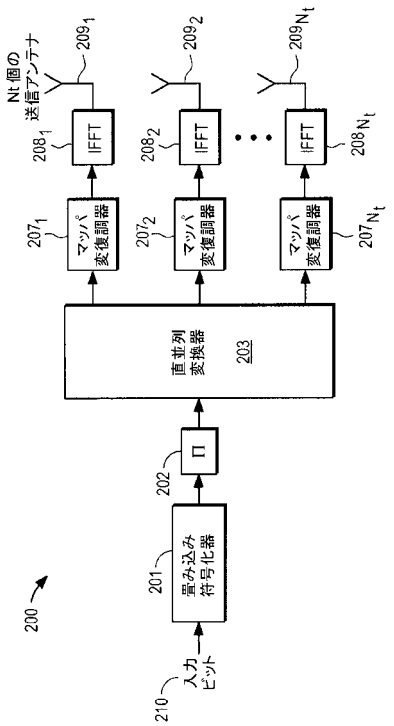
【０１００】

[00116]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、限定的なものと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。

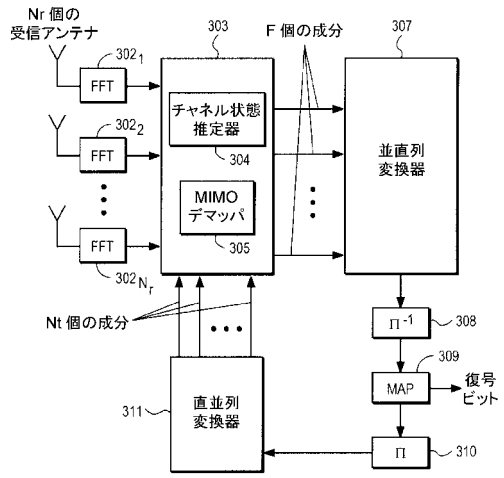
【図１】


第１の復号操作を実行して、
送信ビットの最尤推定値とこれらの
決定についての信頼値とを表す
出力データの第１の組を生成し、
それは、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ことを含み、
それは、検出ツリーを辿る前向きパスを使用して
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、
軟出力関連情報が収集及び保存されて、
各ビットに対して軟出力が計算される第２のパスを
前向きパスに続いて実行する
102
２値外符号化器を用いて
第２の復号操作を実行する
103

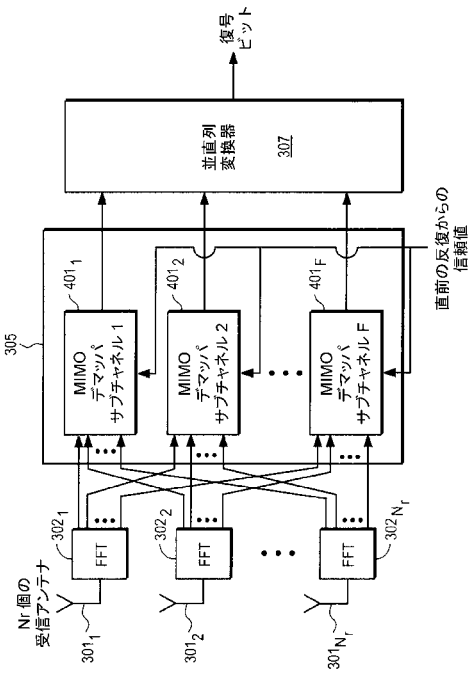
【図２】


Nt 個の送信アンテナ
IFFT
マッパ変復調器
直並列変換器 203
Π 202
畳み込み符号化器 201
入力ビット 210
200

【図３】


Nr 個の受信アンテナ
FFT
チャネル状態推定器 304
MIMO デマッパ 305
F 個の成分
並直列変換器 307
Nt 個の成分
Π-1 308
MAP 309
復号ビット
Π 310
直並列変換器 311

【図４】


復号ビット
並直列変換器 307
MIMO デマッパ サブチャネル 1
MIMO デマッパ サブチャネル 2
MIMO デマッパ サブチャネル F
直前の反復からの信頼値
305
FFT
Nr 個の受信アンテナ

【図５Ａ】

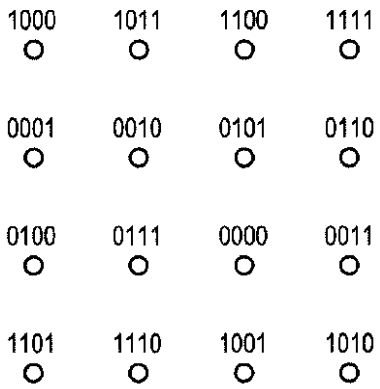
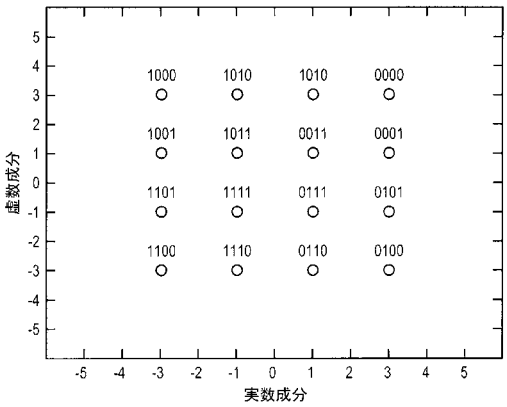


FIG. 5A

【図５Ｂ】



【図６】

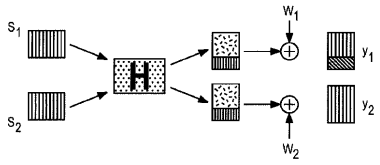
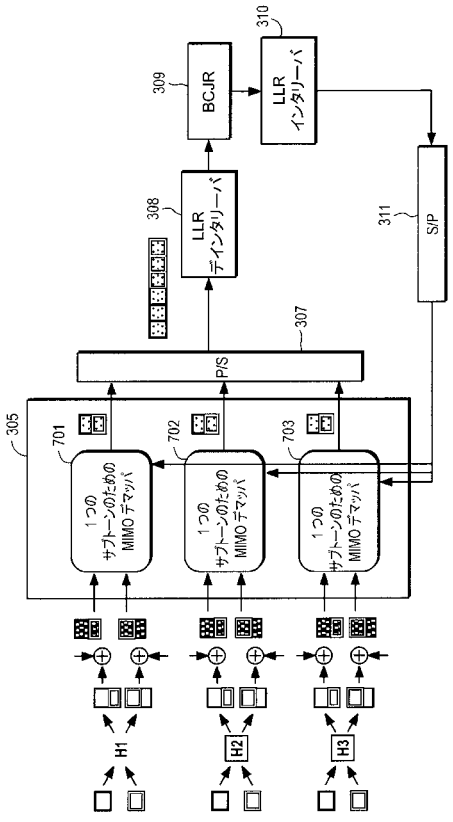


FIG. 6

【図７】



【図８】

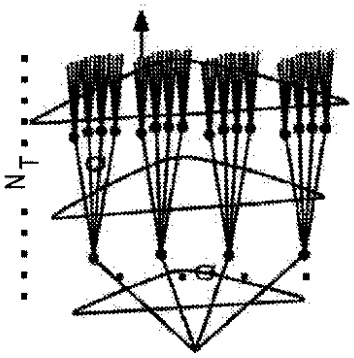
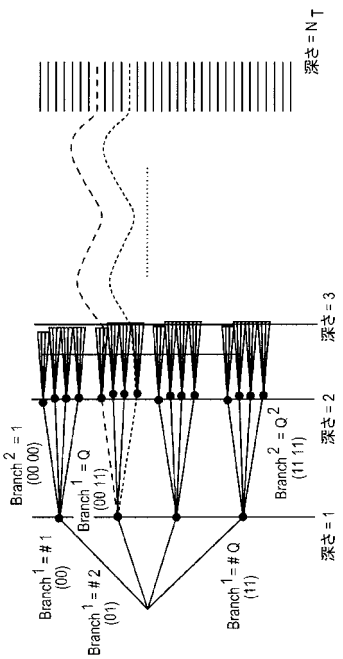
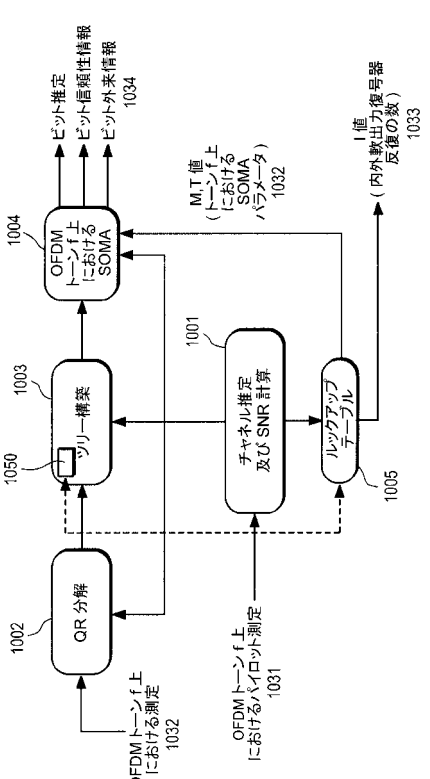


FIG. 8

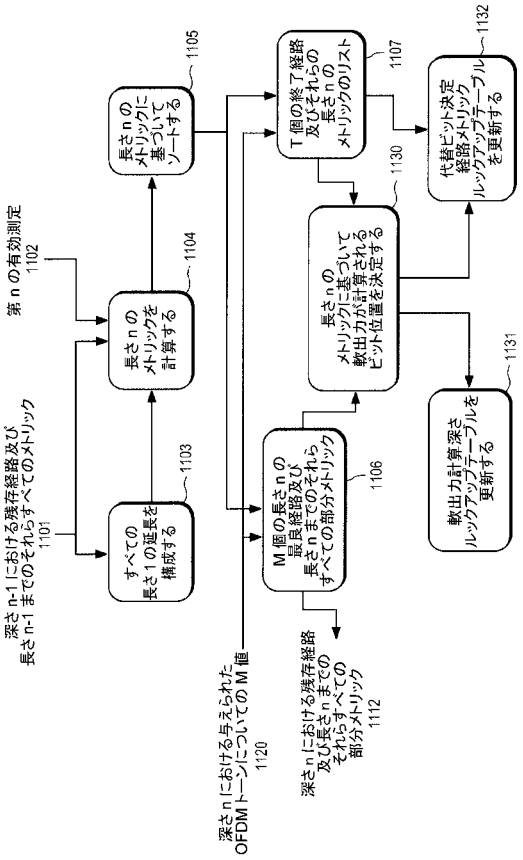
【図９】



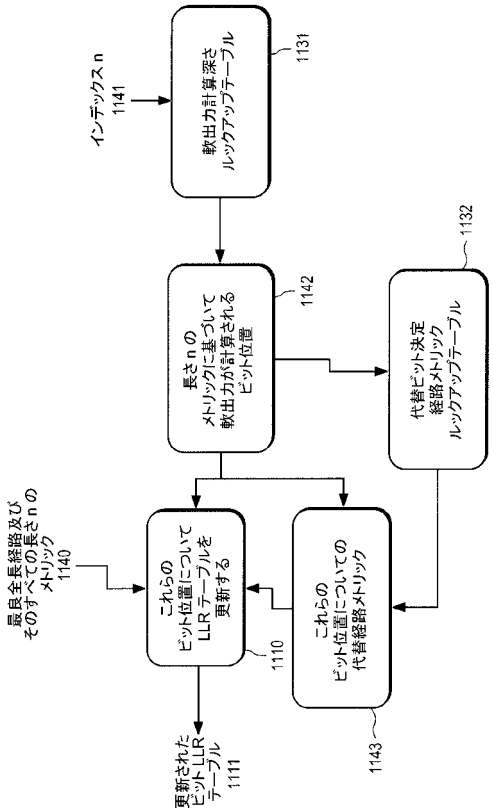
【図１０】



【図１１Ａ】



【図１１Ｂ】



【図１２】

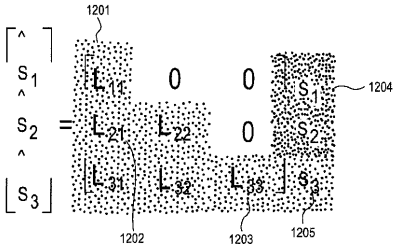
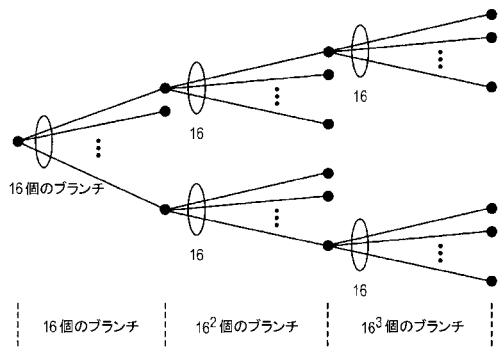
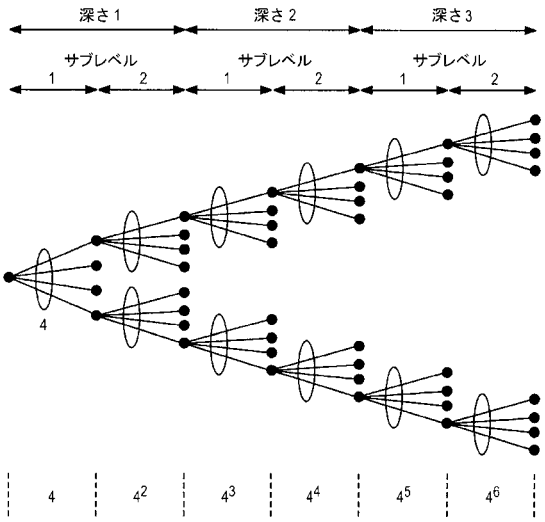


FIG. 12

【図１３】



【図１４】



フロントページの続き

(72)発明者 サンドバーグ, カールーエリック, ダブリュ.
アメリカ合衆国, カリフォルニア州, サニーヴェイル, アパートメント １１０７, アノヌーヴォ アヴェニュー ３９５

審査官 岡 裕之

(56)参考文献 国際公開第２００８／１４３９７３（WO, Ａ１）
Kitty Kar Yan Wong, The Soft-Output M-Algorithm And Its Applications, A thesis submitted to Queen's University, ２００６年 ８月, pp.116-150,222-224
David L. Milliner et al., A layer-adaptive M algorithm for multiple-input multiple-output channel detection, Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2007. SPAWC 2007. IEEE 8th Workshop on, ２００７年 ６月２０日
Haralabos C. Papadopoulos et al., Iterative SU-MIMO receivers based on SOMA demappers with improved survivor selection, Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2009 IEEE 20th International Symposium on, ２００９年 ９月１６日, pp.1938-1942

(58)調査した分野(Int.Cl., ＤＢ名)
Ｈ０３Ｍ １３／４５
Ｈ０４Ｊ １１／００
Ｈ０４Ｊ ９９／００
ＩＥＥＥ Ｘｐｌｏｒｅ
ＣｉＮｉｉ