

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4275851号
(P4275851)

(45) 発行日 平成21年6月10日 (2009. 6. 10)

(24) 登録日 平成21年3月13日 (2009. 3. 13)

(51) Int. Cl.

F I

HO 4 W	24/02	(2009. 01)	HO 4 Q	7/00	2 4 1
HO 4 W	28/18	(2009. 01)	HO 4 Q	7/00	2 8 2
HO 4 B	1/10	(2006. 01)	HO 4 B	1/10	L
HO 4 J	1/12	(2006. 01)	HO 4 J	1/12	
HO 4 L	25/03	(2006. 01)	HO 4 L	25/03	C

請求項の数 18 (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願2000-504689 (P2000-504689)
 (86) (22) 出願日 平成10年7月27日 (1998. 7. 27)
 (65) 公表番号 特表2001-511622 (P2001-511622A)
 (43) 公表日 平成13年8月14日 (2001. 8. 14)
 (86) 国際出願番号 PCT/US1998/015331
 (87) 国際公開番号 WO1999/005832
 (87) 国際公開日 平成11年2月4日 (1999. 2. 4)
 審査請求日 平成17年6月29日 (2005. 6. 29)
 (31) 優先権主張番号 08/901, 693
 (32) 優先日 平成9年7月28日 (1997. 7. 28)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(73) 特許権者 502086784
 エリクソン インコーポレイテッド
 ERICSSON INC.
 アメリカ合衆国 テキサス州 75024
 , プラノ, レガシー ドライブ 63
 00
 6300 Legacy Drive, P
 lano, Texas 75024, U.
 S. A.
 (74) 代理人 100076428
 弁理士 大塚 康德
 (74) 代理人 100101306
 弁理士 丸山 幸雄
 (74) 代理人 100115071
 弁理士 大塚 康弘

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタル通信システムの隣接チャネル信号のキャンセル方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

基本帯域プロセッサであって、
 それぞれの基本帯域サンプルストリームが複数の異なる通信周波数帯域の1つに対応する、複数の基本帯域サンプルストリームを受信する手段と、
 複数の復調手段とを備え、
 それぞれの復調手段は、検出符号を生成するために、前記受信した複数の基本帯域サンプルストリームの1つを使用して受信信号を復調し、
 前記複数の復調手段の少なくとも1つは、更に、受信信号を復調するために、該復調手段とは別の少なくとも1つの復調手段によって生成された検出符号を使用する
 ことを特徴とする基本帯域プロセッサ。

【請求項 2】

第1復調手段は、第1送信信号及び第1通信周波数帯域に対応する第1検出符号を生成し、第2復調手段は、第2送信信号及び第2通信周波数帯域に対応する第2検出符号を生成し、更に、

前記第1検出符号に基づいて、前記第2通信周波数帯域で受信される前記第1送信信号に対応する第1再構成信号を算出する手段と、

前記第2検出符号に基づいて、前記第1通信周波数帯域で受信される前記第2送信信号に対応する第2再構成信号を算出する手段と、

第1キャンセル信号を提供するために受信した第1基本帯域サンプルストリームから前

10

20

記第 2 再構成信号をキャンセルする手段と、

第 2 キャンセル信号を提供するために受信した第 2 基本帯域サンプルストリームから前記第 1 再構成信号をキャンセルする手段とを備え、

前記第 1 復調手段は、前記第 1 キャンセル信号に基づいて付加第 1 検出符号を生成し、
前記第 2 復調手段は、前記第 2 キャンセル信号に基づいて付加第 2 検出符号を生成することを特徴とする請求項 1 に記載の基本帯域プロセッサ。

【請求項 3】

通信周波数帯域に対応する基本帯域サンプルストリームを受信する手段と、
前記通信周波数帯域に対する複数のチャネル応答を一括して評価する手段とを更に備え

10

、
前記複数のチャネル応答のそれぞれは、複数の送信信号の 1 つに対応することを特徴とする請求項 2 に記載の基本帯域プロセッサ。

【請求項 4】

通信周波数帯域に対応する基本帯域サンプルストリームを受信する手段と、
前記通信周波数帯域に対する複数のチャネル応答を連続して評価する手段とを更に備え

、
前記複数のチャネル応答のそれぞれは、複数の送信信号の 1 つに対応することを特徴とする請求項 2 に記載の基本帯域プロセッサ。

【請求項 5】

最強信号及び最弱信号を判定する手段と、

20

前記第 1 検出符号に基づいて、前記最弱信号に対応する通信周波数帯域で受信される前記最強信号に対応する再構成信号を算出する手段と、

キャンセル信号を提供するために、前記最弱信号に対応する受信した基本帯域サンプルストリームから前記再構成信号をキャンセルする手段とを更に備え、

前記最強信号に対応する受信した第 1 基本帯域サンプルストリームに基づいて、前記第 1 復調手段は、該最強信号に対する第 1 検出符号を生成し、

前記キャンセル信号に基づいて、前記第 2 復調手段は、前記最弱信号に対する第 2 検出符号を生成する

ことを特徴とする請求項 2 に記載の基本帯域プロセッサ。

【請求項 6】

30

通信周波数帯域に対応する基本帯域サンプルストリームを受信する手段と、

前記通信周波数帯域に対する複数のチャネル応答を一括して評価する手段とを更に備え

、前記複数のチャネル応答のそれぞれは、複数の送信信号の 1 つに対応することを特徴とする請求項 5 に記載の基本帯域プロセッサ。

【請求項 7】

通信周波数帯域に対応する基本帯域サンプルストリームを受信する手段と、

前記通信周波数帯域に対する複数のチャネル応答を連続して評価する手段とを更に備え

、
前記複数のチャネル応答のそれぞれは、複数の送信信号の 1 つに対応することを特徴とする請求項 5 に記載の基本帯域プロセッサ。

40

【請求項 8】

チャネル評価器であって、

通信周波数帯域に対応する基本帯域サンプルストリームを受信する手段と、

複数の隣接チャネル信号に対応する前記通信周波数帯域に対する複数のチャネル応答を評価する手段とを備え、

前記複数のチャネル応答は連続して評価される

ことを特徴とするチャネル評価器。

【請求項 9】

前記複数のチャネル応答を評価する手段は、

前記受信した基本帯域サンプルストリームに基づいて、前記通信周波数帯域で受信され

50

る第1送信信号に対応する第1チャネル応答の評価値を算出する手段と、

前記第1チャネル応答の評価値に基づいて、前記通信周波数帯域で受信される前記第1送信信号に対応する再構成信号を算出する手段と、

キャンセル信号を提供するために前記受信した基本帯域サンプルストリームから前記再構成信号を除去する手段と、

前記キャンセル信号に基づいて、前記通信周波数帯域で受信される第2送信信号に対応する第2チャネル応答の評価値を算出する手段と

を備えることを特徴とする請求項8に記載のチャネル評価器。

【請求項10】

基本帯域処理方法であって、

それぞれの基本帯域ストリームが複数の異なる通信周波数帯域の1つに対応する、複数の基本帯域サンプルストリームを受信するステップと、

第1検出符号を生成するために、前記受信した複数の基本帯域サンプルストリームの1つを使用して第1信号を復調するステップと、

第2検出符号を生成するために、受信した第2基本帯域サンプルストリーム及び前記第1検出符号を使用して第2信号を復調するステップと

を備えることを特徴とする基本帯域処理方法。

【請求項11】

通信周波数帯域に対応する基本帯域サンプルストリームを受信するステップと、

前記通信周波数帯域に対する複数のチャネル応答を一括して評価するステップとを備え

、

前記複数のチャネル応答のそれぞれは、複数の送信信号の1つに対応する

ことを特徴とする請求項10に記載の基本帯域処理方法。

【請求項12】

通信周波数帯域に対応する基本帯域サンプルストリームを受信するステップと、

前記通信周波数帯域に対する複数のチャネル応答を連続して評価するステップとを備え

、

前記複数のチャネル応答のそれぞれは、複数の送信信号の1つに対応する

ことを特徴とする請求項10に記載の基本帯域処理方法。

【請求項13】

基本帯域処理方法であって、

第1送信信号及び第1通信周波数帯域に対応する第1検出符号を生成するステップと、

第2送信信号及び前記第1通信周波数帯域とは異なる第2通信周波数帯域に対応する第2検出符号を生成するステップと、

前記第1検出符号に基づいて、前記第2通信周波数帯域で受信される前記第1送信信号に対応する第1再構成信号を算出するステップと、

前記第2検出符号に基づいて、前記第1通信周波数帯域で受信される前記第2送信信号に対応する第2再構成信号を算出するステップと、

第1キャンセル信号を提供するために、受信した第1基本帯域サンプルストリームから前記第2再構成信号をキャンセルするステップと、

第2キャンセル信号を提供するために、受信した第2基本帯域サンプルストリームから前記第1再構成信号をキャンセルするステップと、

前記第1キャンセル信号及び前記第2キャンセル信号それぞれに基づいて、付加第1及び第2検出符号を生成するステップと

を備えることを特徴とする基本帯域処理方法。

【請求項14】

基本帯域処理方法であって、

最強信号及び最弱信号を判定するステップと、

前記最強信号に対応する受信した第1基本帯域サンプルストリームに基づいて、該最強信号に対する第1検出符号を生成するステップと、

10

20

30

40

50

前記第 1 検出符号に基づいて、前記最弱信号に対応する、複数の異なる通信周波数帯域の 1 つで受信される前記最強信号に対応する再構成信号を算出するステップと、

キャンセル信号を提供するために、前記最弱信号に対応する受信した基本帯域サンプルストリームから前記再構成信号をキャンセルするステップと、

前記キャンセル信号に基づいて、前記最弱信号に対する第 2 検出符号を生成するステップと

を備えることを特徴とする基本帯域処理方法。

【請求項 15】

チャンネル評価方法であって、

通信周波数帯域に対応する基本帯域サンプルストリームを受信するステップと、

複数の隣接チャンネル信号に対応する前記通信周波数帯域に対する複数のチャンネル応答を評価するステップとを備え、

前記複数のチャンネル応答は、連続して評価される

ことを特徴とするチャンネル評価方法。

【請求項 16】

前記複数のチャンネル応答を評価するステップは、

前記受信した基本帯域サンプルストリームに基づいて、前記通信周波数帯域で受信される第 1 送信信号に対応する第 1 チャンネル応答の評価値を算出するステップと、

前記第 1 チャンネル応答の評価値に基づいて、前記通信周波数帯域で受信される前記第 1 送信信号に対応する再構成信号を算出するステップと、

キャンセル信号を提供するために、前記受信した基本帯域サンプルストリームから前記再構成信号を除去するステップと、

前記キャンセル信号に基づいて、前記通信周波数帯域で受信される第 2 送信信号に対応する第 2 チャンネル応答の評価値を算出するステップと

を備えることを特徴とする請求項 15 に記載のチャンネル評価方法。

【請求項 17】

前記複数のチャンネル応答を評価するステップは、

前記受信した基本帯域サンプルストリームから、前記通信周波数帯域に対する第 1 チャンネル評価値を生成するステップと、

前記受信した基本帯域サンプルストリームに存在する干渉を評価するステップと、

前記評価した干渉に基づいて、前記通信周波数帯域に対する第 2 チャンネル評価値を生成するステップと

を備えることを特徴とする請求項 15 に記載のチャンネル評価方法。

【請求項 18】

前記複数の基本帯域サンプルストリームを受信するステップは、第 1 通信周波数帯域及び第 2 通信周波数帯域に対応する第 1 基本帯域サンプルストリーム及び第 2 基本帯域サンプルストリームを受信し、

前記第 1 信号を復調するステップと前記第 2 信号を復調するステップは、

前記第 1 基本帯域サンプルストリーム及び前記第 2 基本帯域サンプルストリームから、前記第 1 通信周波数帯域及び第 2 通信周波数帯域に対する第 1 チャンネル評価値を生成するステップと、

前記第 1 基本帯域サンプルストリーム及び前記第 2 基本帯域サンプルストリームにおける干渉成分から、前記第 1 通信周波数帯域及び第 2 通信周波数帯域に対する第 2 チャンネル評価値を生成するステップと、

前記第 1 通信周波数帯域及び前記第 2 通信周波数帯域それぞれに対する前記第 2 チャンネル評価値に基づいて、該第 1 通信周波数帯域及び前記第 2 通信周波数帯域に存在する干渉を評価するステップと、

第 1 干渉キャンセルサンプルストリーム及び第 2 干渉キャンセルサンプルストリームを生成するために、前記第 1 基本帯域サンプルストリーム及び前記第 2 基本帯域サンプルストリームから、前記評価した干渉を除去するステップと、

10

20

30

40

50

前記第 1 検出符号及び前記第 2 検出符号を生成するために、前記第 1 チャネル評価値に基づいて、前記第 1 干渉キャンセルサンプルストリーム及び第 2 干渉キャンセルサンプルストリームを復調するステップと

を備えることを特徴とする請求項 10 に記載の基本帯域処理方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

本発明は、デジタル通信システムに関するものであり、特に、隣接チャネル信号の復調に関するものである。

【0002】

今日、デジタル通信システムは、有線及び無線アプリケーションの両方に対し、急速に発展している。無線アプリケーションは、特定地域移動体無線（例えば、警察、運送）、セルラー、PCS、衛星、無線ローカルループ等を含んでいる。

【0003】

電線網アプリケーションは、ADSL、高速モデム、データ記憶を含んでいる。このようなシステムでは、情報は、典型的には 2 値の情報符号に変換され、有線、空中（例えば、無線波を使用して）、あるいは磁気テープのような送信媒体を介して転送できる形式を生成するために符号化され、変調される。典型的には、符号値は、送信信号がコンパクトパワースペクトルを有するように、送信前に、パルス成形フィルタに通される。

【0004】

無線通信において、無線スペクトルはマルチプル通信チャネル間で共有される。典型的には、周波数分割マルチプルアクセス（FDMA）、時分割マルチプルアクセス（TDMA）、符号分割マルチプルアクセス（CDMA）は組み合わされて使用される。空間的に分割されたエリア内でチャネルの再使用を可能にする空間分割マルチプルアクセス（SDMA）もまた知られている。マルチプルアクセス問題は、電線網とデータ記憶アプリケーションにおいて頻繁に発生する。そして、以下の説明では無線通信に注目するが、この問題に類似する問題と解決策もまた電線網とデータ記憶システムに適用可能であることが当業者に理解されるであろう。

【0005】

多くの無線システムは、FDMA 成分を含み、ここでは、それぞれが異なるキャリア周波数に対応するマルチプル周波数帯域に利用可能な周波数スペクトルが分割される。情報を同時に送信するために近接配置あるいは隣接キャリアが使用される場合、それぞれのキャリア周波数あるいは無線チャネル間の干渉が生じ、通信品質が低減する。つまり、高品質通信及び消費者の満足を達成する場合には、隣接チャネル干渉（ACI）が存在する中で動作能力は重要である。

【0006】

また、通信要求が高まるにつれて、常により大きなスペクトル効果が要求されるという事実が隣接チャネル干渉問題を複雑にしている。FDMA システムでは、より多くのキャリアを与えられるスペクトル配置内で使用することを可能にするより密接なキャリア空間を通して、このようなスペクトル効果が達成される。逆に、これは、隣接チャネル干渉に対するより高い受信機の復元力を必要とする。

【0007】

従来の無線受信機では、FDMA チャネルを分割するために帯域通過フィルタが使用され、その後、各 FDMA チャネルは別々に処理され、復調される。しかしながら、フィルタ機能が完全ではないので、隣接チャネル干渉は、フィルタ化信号内に必ず含まれている。習慣的に、隣接チャネル干渉はチャネル復調処理においてノイズとして無視あるいは扱われていた。ごく最近では、隣接チャネル干渉を補償する無線周波数（RF）処理技術が提案されている。

【0008】

このような技術の 1 つが、1986 年 5 月、Trans. IECCE の E 69 巻、第 5 号、ページ 578 - 580 の S. Sampei 及び M. Yokoyama による「デジタル地

10

20

30

40

50

域移動体通信に対する隣接チャネル干渉の除去方法 (Rejection Method of Adjacent Channel Interference for Digital Land Mobile Communications) に記述されており、これは、参照することによって本明細書に組み込まれる。ここで引用する方法は、与えられるキャリア信号の復調中に、隣接キャリアでの隣接チャネル信号 (ACS) を抽出するために隣接キャリアを中心にした帯域通過フィルタが使用される。次に、抽出された信号は、隣接チャネル信号エンベロープ及びキャリアを評価し、論理的な隣接チャネル信号を検出するために使用される。次に、検出された隣接チャネル信号は波形成形され、評価された隣接チャネルキャリア及びエンベロープは得られる信号に付加される。理想的には、上述の処理は、自身のキャリア周波数で再構成隣接チャネル信号を提供する。そして、再構成隣接チャネル信号は、注目キャリアを中心にした帯域通過フィルタを通過して、隣接チャネル干渉を除去するために受信信号から取り除かれる。

10

【0009】

しかしながら、上記の方法には、いくつかの制限がある。例えば、フィルタ及びミキサーを使用するアナログ信号処理は、必要としないコストと無線受信機のサイズを生じ、生産過程に伴いアナログ成分が変化するので、このような受信機は、相対的に予測できないパフォーマンスの範囲をもたらす。加えて、無線周波数での信号除去は、高精度のキャリア再構成及び時間調整を必要とし、無線周波数のサイクルの半分と同じくらい小さい誤差は、隣接チャネル信号を減少させるのではなくむしろ2倍にする。また、このような隣接チャネルキャリア (位相及び周波数) 及びエンベロープ (振幅) の使用は、無線チャネルが分散しないことを無条件に想定している。しかしながら、多くの実際の無線システム (例えば、D - A M P S 及び G S M) では、符号レートは十分に高いので、無線送信媒体は信号エコーを与える時間分散を含むようにモデル化されなければならない。そして、上記の技術は、今日存在する多くのアプリケーションの使用に対し必ずしも実用的ではない。

20

【0010】

従って、隣接チャネル干渉が存在する中での受信機パフォーマンスを向上する改良された方法及び装置が必要とされている。

【0011】

本発明は、他の隣接信号の変調中に取得される情報を使用して変調される信号におけるマルチ信号キャンセリング復調器を提供することによって、上述の及びそれ以外の要求を実現する。アクロスチャネル形式における検出情報を利用することによって、本発明のキャンセリング復調器は、より優れた隣接チャネル干渉除去を提供する。キャンセリング復調器は、シリアルあるいはパラレル形式のいずれか一方で処理することができる。パラレル復調を利用する典型的な実施形態では、反復形式で同時に2つのチャネルが復調される。反復処理における各ステップで取得される検出情報は、続くステップにおける復調に対する事前 (priori) 情報として使用される。シリアル復調を利用する典型的な実施形態では、より強い2つの受信信号が復調され、その結果として得られる検出情報がより弱い2つの受信信号の復調に対する事前情報として使用される。

30

【0012】

シリアル及びパラレル復調の実施形態の両方において、本発明は、隣接周波数帯域における符号に対応する1つの周波数帯域において検出される符号を変換する新規な技術を開示している。この変換は、隣接チャネル間に存在するキャリア間隔にいくぶん基づいている。有利な点としては、内部チャネル変換もまた、チャネル評価のコンテキストにおいて適用可能である。つまり、本発明は、更に、チャネル評価器を開示し、このチャネル評価器で、特定周波数チャネルに対応する受信基本帯域信号に基づいて特定周波数チャネルに対するマルチプルチャネルパラメータ評価値が提供される。内部チャネル情報は、チャネルパラメータ評価値を提供中に使用されるので、本発明のチャネル評価器もまた、より優れた隣接チャネル干渉除去を提供する。

40

【0013】

本発明の上述及びそれ以外の特徴は、図面と一緒に示される説明を参照して以降に説明される。典型的な実施形態の説明が提供され、また、数々の変形例及び等価例が本明細書で

50

考慮されることが当業者を理解するであろう。

【0014】

図1は本発明の技術に利用できる無線通信システム100を示している。図示されるように、無線通信システム100は、第1及び第2送信機101、102、第1及び第2送信アンテナ111、112、受信アンテナ115、無線プロセッサ120、基本帯域プロセッサ125を含んでいる。第1入力符号ストリーム s は第1送信機101の入力に接続され、第1送信機101の出力は第1送信アンテナ111に接続されている。第2入力符号ストリーム i は、第2送信機102の入力に接続され、第2送信機102の出力は第2送信アンテナ112に接続されている。受信アンテナ115は無線プロセッサ120の入力に接続され、無線プロセッサ120によって出力される第1及び第2受信基本帯域信号 r_a 、 r_b は、基本帯域プロセッサ125の第1及び第2入力に接続されている。基本帯域プロセッサ125は、第1及び第2評価値符号ストリーム s^{\wedge} 、 i^{\wedge} を出力する。

10

【0015】

動作としては、第1及び第2送信機101、102は、デジタル入力符号ストリーム s 、 i それぞれを、第1及び第2送信機101、102及び無線プロセッサ120間に存在する送信媒体に適した信号表現に割り当てる。無線システムでは、この割り当には、典型的には、第1及び第2送信アンテナ111、112を介する送信前には変調及びパルス成形が含まれている。得られた信号を送信するために、第1送信機101は第1キャリア周波数 f_a （第1送信周波数帯域 a に対応）を使用し、一方で、第2送信機102は第2キャリア周波数 f_b （第2送信周波数帯域 b に対応）を使用する。

20

【0016】

送信信号は、送信媒体を介して送信され、受信アンテナ115で受信される。無線プロセッサ120は、受信アンテナ信号を第1及び第2基本帯域サンプルシーケンス r_a 、 r_b に変換し、これらはそれぞれ第1及び第2キャリア周波数 f_a 、 f_b に対応する。基本帯域への変換は、典型的には、受信信号のフィルタリング、増幅、ミキシング、サンプリング及び量子化によって達成される。拡散スペクトルシステムでは、サンプリング及び量子化処理の前後のいずれか一方で、非拡散も含まれている。基本帯域サンプルは、典型的には、同相（ I ）及び直相（ Q ）成分の両方を含む合成物であり、本発明を通して、他のタイプのサンプルもまた同様に利用するシステムに適用可能である。一般的に、無線プロセッサ120は、満足あるいは十分に満足な送信符号検出用の統計量を出力する。無線基本帯域信号 r_a 、 r_b が与えられると、基本帯域プロセッサ125は、送信符号値の評価値を出力する。ソフトあるいは信頼度情報もまた、周知の技術として提供されても良い。

30

【0017】

図2は図1の無線通信システム100に使用できる従来の2チャネル基本帯域プロセッサ200を示している。図示されるように、従来の2チャネル基本帯域プロセッサ200は、第1及び第2シングルチャネル復調器201、202を含んでいる。第1受信基本帯域信号 r_a は第1シングルチャネル復調器201の入力に接続され、第2受信基本帯域 r_b は第2シングルチャネル復調器202の入力に接続される。第1及び第2信号チャネル復調器201、202は、それぞれ第1及び第2入力符号ストリーム s 、 i （第1及び第2周波数帯域 a 、 b で送信される）の評価値 s^{\wedge} 、 i^{\wedge} を出力する。第1及び第2シングルチャネル復調器201、202は、周知の信号検出技術を使用して評価値 s^{\wedge} 、 i^{\wedge} を出力する。しかしながら、上述したように、2つの復調回路間には内部チャネル相互作用を存在しない。その結果、従来の2チャネル基本帯域プロセッサ200は、隣接チャネル干渉に対し耐性がない。

40

【0018】

図3は本発明に従う2チャネル基本帯域プロセッサ300を示している。図示されるように、2チャネル基本帯域プロセッサ300は、キャンセリングマルチ信号復調器310を含んでいる。第1及び第2受信基本帯域信号 r_a 、 r_b は、キャンセリングマルチ信号復調器310の第1及び第2入力に接続され、キャンセリングマルチ信号復調器310は、それぞれ第1及び第2入力符号ストリーム s 、 i （第1及び第2周波数帯域 a 、 b で送信さ

50

れる)の評価値 s^{\wedge} 、 i^{\wedge} を出力する。以下の図4及び図5でより詳細に説明するように、キャンセリングマルチ信号復調器310は、一方の符号ストリームの検出で取得する情報を利用して、もう一方の符号ストリームの復調を支援し、また、逆の場合も同じである。その結果、本発明の2チャンネル基本帯域プロセッサ300は、隣接チャンネル干渉に対しより耐性がある。

【0019】

図4は、本発明に従う2チャンネル基本帯域プロセッサ400の一実施形態を示している。図示されるように、2チャンネル基本帯域プロセッサ400は、第1及び第2加算器401、402、第1及び第2シングルチャンネル復調器411、412、第1及び第2他帯域再構成器421、422、チャンネル評価器450を含んでいる。第1基本帯域信号 r_a は、第1加算器401の正入力とチャンネル評価器450の第1入力に接続されている。第2基本帯域信号 r_b は、第2加算器402の正入力とチャンネル評価器450の第2入力に接続されている。チャンネル評価器450は、4つのチャンネル応答評価値 c_a 、 c_b 、 d_a 、 d_b を出力し、それぞれ第1シングルチャンネル復調器411の第1入力、第1他帯域再構成器421の第1入力、第2他帯域再構成器422の第1入力、第2シングルチャンネル復調器412の第1入力に接続されている。第1及び第2加算器401、402の出力は、それぞれ第1及び第2シングルチャンネル復調器411、412の第2入力に接続されている。

【0020】

第1シングルチャンネル復調器411は第1入力符号ストリーム s の第1出力評価値 s^{\wedge} を出力し、第2シングルチャンネル復調器412は第2入力符号ストリーム i の第2出力評価値 i^{\wedge} を出力する。加えて、2チャンネル基本帯域プロセッサ400の第1及び第2出力を与えると、第1及び第2出力評価値 s^{\wedge} 、 i^{\wedge} はそれぞれ、第1及び第2他帯域再構成器421、422の第2入力にも接続される。第1及び第2キャリア周波数 f_1 、 f_2 間の符号期間単位の空間ラジアンに対応するキャリア間隔 θ_0 は、第1及び第2他帯域再構成器421、422のそれぞれの第3入力に接続されている。第1及び第2他帯域再構成器421、422の出力は、それぞれ第2及び第1加算器402、401の負入力に接続されている。

【0021】

動作としては、第1及び第2シングルチャンネル基本帯域信号 r_a 、 r_b がそれぞれ第1及び第2シングルチャンネル復調器411、412を直接通過するように、初期状態では、第1及び第2加算器401、402は抑止される。第1及び第2シングルチャンネル復調器411、412は、周知の技術を使用して第1及び第2デジタル符号ストリーム s 、 i を検出する。次に、第1他帯域再構成器421は、第2基本帯域に現れる第1信号 s の評価値(即ち、第1信号 s のための第2基本帯域における隣接チャンネル干渉の評価値)を与えるために第1検出符号ストリーム s^{\wedge} を使用する。同様に、第2他帯域再構成器422は、第1基本帯域に現れる第2信号 i の評価値(即ち、第2信号 i のための第1基本帯域における隣接チャンネル干渉の評価値)を与えるために第2検出符号ストリーム i^{\wedge} を使用する。第1及び第2他帯域再構成器421、422とチャンネル評価器450の動作は、以下により詳細に説明される。

【0022】

一度、評価値 s^{\wedge} 、 i^{\wedge} は、各隣接帯域で再構成されると、第1及び第2加算器401、402はイネーブルにされる。第1加算器401は、第1受信基本帯域サンプル r_a から第2再構成信号(第1帯域 a に現れる第2信号 i に対応)を取り除き、第2加算器402は、第2受信基本帯域サンプル r_b から第1再構成信号(第2帯域 b に現れる第1信号 s に対応)を取り除く。次に、第1及び第2シングルチャンネル復調器411、412は、再度、第1及び第2デジタル符号ストリーム s 、 i を評価するために、第1及び第2加算器401、402の出力を使用する。各帯域において隣接チャンネル干渉の評価値が除去されるので、次の処理による符号評価値は直前の処理による符号評価値よりも精度が良い。

【0023】

上述の処理は、目的に応じて反復しても良い。例えば、反復する毎に変化する検出符号値

10

20

30

40

50

の数が受け入れることが定期的に得られるまであるいは可能ないくつかの最大許容可能レベルに到達するまで、この処理が反復されても良い。各反復毎に符号が変化するという事実は、あとでこれらの符号を消去するためにあるいは対応ソフト値を調整するために使用することができ、これによって続くダイバーシティ合成あるいは誤差補正復号化が改善される。

【 0 0 2 4 】

第 1 及び第 2 シングルチャネル復調器 4 1 1、4 1 2 は、論理的あるいは非論理的検出方法を採用できる。加えて、第 1 及び第 2 シングルチャネル復調器 4 1 1、4 1 2 は、線形、判定フィードバック、MLSE、あるいはMAP 符号単位同一化を含む様々な形式の同一化を含むことができる。ダイレクトシーケンス拡散スペクトルシステムでは、第 1 及び第 2 シングルチャネル復調器 4 1 1、4 1 2 はレーキ (Rake) 合成を含むことができる。

10

【 0 0 2 5 】

第 1 及び第 2 他帯域再構成器 4 2 1、4 2 2 は、別の隣接信号に対応する周波数帯域で現れる検出あるいは周知信号を評価するために、チャネル係数評価値、キャリアオフセット情報、検出符号値を使用する。再構成処理を理解するために、第 1 受信基本帯域サンプルストリーム r_a が以下の符号空間モデルによって与えられると仮定する。

【 0 0 2 6 】

【 数 1 】

$$r_a(n) = c_a(0)s(n) + c_a(1)s(n-1) + e^{j\omega_0 n} \{d_a(0)i(n) + d_a(1)i(n-1)\} \quad (1)$$

20

ここで、 ω_0 は、符号期間単位のラジアンにおける第 1 及び第 2 キャリヤ周波数 f_a 、 f_b 間のキャリヤ間隔であり、 $c_a(k)$ は、第 1 周波数帯域での第 1 信号 s に対応する k 番目のチャネル係数であり、 $d_a(k)$ は、第 1 周波数帯域での第 2 信号 i に対応する k 番目のチャネル係数であり、 $s(n)$ 及び $i(n)$ は、時間インデックス n の関数となる第 1 及び第 2 送信符号ストリーム s 、 i である。第 1 係数シーケンス $\{c_a(k); k = 0, \dots, K_1 - 1\}$ ($K_1 - 1$) は、第 1 帯域 a での第 1 信号 s に対するチャネル応答を形成し、第 2 係数シーケンス $\{d_a(k); k = 0, \dots, K_2 - 1\}$ ($K_2 - 1$) は、第 1 帯域 a での第 2 信号 i に対するチャネル応答を形成することに注意されたい。一般的には、各信号 s 、 i に対するチャネル係数 K_1 、 K_2 の数は異なる。しかしながら、説明を明らかにするために、式 (1) での各チャネル応答は、ほとんどロスがないちょうど 2 つの係数を使用してモデル化される。式 (1) が、付加的な隣接チャネル干渉、温度ノイズ等を考慮するために拡張できる単純化モデルを表現していることを当業者は理解するであろう。また、式 (1) の単純化モデルに類似するモデルが第 2 受信基本帯域信号 r_b に対し与えられることを当業者は理解するであろう。

30

【 0 0 2 7 】

式 (1) での指数項をはずすことによって、上記モデルは以下のような等価表現ができる。

【 0 0 2 8 】

【 数 2 】

$$r_a(n) = c_a(0)s(n) + c_a(1)s(n-1) + d_a(0,n)i(n) + d_a(1,n)i(n-1) \quad (2)$$

40

ここで、

【 0 0 2 9 】

【 数 3 】

$$d'_a(0, n) = e^{jw_0 n} d_a(0) \quad (3)$$

【 0 0 3 0 】

【 数 4 】

$$d'_a(1, n) = e^{jw_0 n} d_a(1) \quad (4)$$

10

式(2)から式(4)で定義されるモデルでは、干渉信号(即ち、 d'_a 項)に対する有効チャネル係数は、時間 n で回転あるいは循環する。このような循環は、チャネル評価の実行目的に対しては非常に望ましくなく、もし起こりうる場合でも、チャネル係数が時間と共にゆっくりと変化すると仮定する。しかしながら、本発明は、式(2)の指数項にチャネル評価値以外の干渉符号を組み合わせることによって、この明らかな問題を解消することができる。このようにすると、第1受信基本帯域サンプルストリーム r_a に対する以下の代替モデルを与える。

【 0 0 3 1 】

【 数 5 】

20

$$r_a(n) = c_a(0)s(n) + c_a(1)s(n-1) + D_a(0)i'(n) + D_a(1)i'(n-1) \quad (5)$$

ここで、

【 0 0 3 2 】

【 数 6 】

$$i'(n) = e^{jw_0 n} i(n) \quad (6)$$

30

【 0 0 3 3 】

【 数 7 】

$$D_a(0) = d_a(0) \quad (7)$$

【 0 0 3 4 】

【 数 8 】

$$D_a(1) = e^{jw_0} d_a(1) \quad (8)$$

40

次に、非回転あるいは非循環係数 D_a は、例えば、回転を上げられたあるいはねじれた(即ち、循環させられた)符号シーケンス $i'(n)$ と受信信号サンプルを相互に関係させることによって評価される。このような技術には、チャネル係数を評価するために異なるコンテキストが適用され、通信システムでの周波数誤差は周波数の不正確さに左右される。例えば、参照することで本明細書に組み込まれる1989年4月2日に公開されたライス(Raith)のスウェーデン特許出願第8703796号を参照されたい。ここでのコンテキストでは、典型的には、不明な不正確な周波数は全くなく、相互関係パターンが適用されるねじれあるいは循環量は、周知のチャネル間隔 Δ_0 に関係づけられている。

【 0 0 3 5 】

50

第2受信基本帯域サンプルストリーム r_b に対する類似モデルは、以下のように与えられる。

【0036】

【数9】

$$r_b(n) = C_b(0)s'(n) + C_b(1)s'(n-1) + d_b(0)i(n) + d_b(1)i(n-1) \quad (9)$$

ここで、

【0037】

【数10】

$$s'(n) = e^{-j\omega_0 n} s(n) \quad (10)$$

そして、チャネル係数評価値 $c_a(k)$ 、 $D_a(k)$ 、キャリア間隔 ω_0 、送信符号ストリーム s 、 i の同帯域評価値 s^{\wedge} 、 i^{\wedge} が与えられると、他帯域再構成器 411、412 は、式(5)を使用して符号ストリーム s 、 i の隣接帯域評価値を提供できる。同帯域評価値 s^{\wedge} 、 i^{\wedge} は、上述したシングルチャネル復調器 411、412 によって提供され、キャリア間隔 ω_0 は各システムに対し与えられるだろう。一方、キャリア間隔 ω_0 は、送信機かつ / あるいは受信機周波数誤差を補償するために評価される。加えて、チャネルパラメータ評価値 $c_a(k)$ 、 $D_a(k)$ は、上述した相関関係を利用する方法あるいは以下の図6、図7、図8に説明する新規な技術のいずれか一方を使用して取得される。

【0038】

図5は本発明に従う2チャネル基本帯域プロセッサ500の他の実施形態を示している。図示されるように、2チャネル基本帯域プロセッサ500は、最強値判定器505、第1及び第2シングルチャネル復調器511、512、加算器515及び他帯域再構成器520を含んでいる。第1及び第2受信基本帯域信号 r_a 、 r_b は、最強値判定器505の第1及び第2入力に接続されている。最強値判定器505の第1出力は第1シングルチャネル復調器511の入力に接続され、最強値判定器505の第2出力は加算器515の正入力に接続されている。第1シングルチャネル復調器511は、他帯域再構成器520の入力に接続されている第1評価値出力を与える。キャリア間隔 ω_0 は他帯域再構成器520の第2入力に接続され、チャネル応答評価値は他帯域再構成器520の第3入力に接続されている。他帯域再構成器520の出力は、加算器515の負入力に接続されている。加算器515の出力は第2シングルチャネル復調器512の入力に接続され、第2シングルチャネル復調器512は第2評価値出力を与える。

【0039】

動作としては、最強値判定器505は、ある判定取においてどの送信信号が最強値であるかを判定する。例えば、最強信号は、各受信基本帯域サンプルストリームでの相対電力を測定することによって取得できる。一方、最強信号は、第1帯域での第1信号のチャネル評価値の2乗和と第2帯域での第2信号のチャネル評価値の2乗和を比較することによって判定できる。最強受信信号の帯域に対応する基本帯域サンプルは、第1シングルチャネル復調器511に対する入力として与えられ、そして、最強受信信号に対応する符号値を検出する。

【0040】

逆に、検出値は、他帯域再構成器520に対する入力として与えられ、最弱信号に対応する帯域での最強信号を再構成するためにキャリアオフセット ω_0 を使用する。次に、再構成信号は、加算器515での最弱信号に対応する基本帯域サンプルから取り除かれる。その結果から得られる信号が、第2シングルチャネル復調器512に対する入力として与えられ、最弱信号に対応する符号を検出する。最強受信信号は本質的に隣接チャネル干渉に

10

20

30

40

50

対する回復力があり、隣接チャネル干渉の評価値が最弱受信信号から取り除かれるので、図5の実施形態によって与えられる検出符号は、従来システムによって与えられる検出符号と比べてより正確である。シングルチャネル復調器511、512及び他帯域再構成器520は、上述した図4のように動作する。

【0041】

上述したように、図4及び図5の実施形態の他帯域再構成器421、422、520は、合成チャネル係数評価値を利用する。加えて、最強値判定器505は、チャネル係数評価値を利用でき、シングルチャネル復調器411、412、511、512は、論理的検出が採用される場合のチャネル係数評価値を利用するであろう。チャネル係数評価値は、評価処理におけるノイズを考慮するためにスケール化される。有利な点としては、本発明は、正確なチャネル評価値が上述のモデルと組み合わされたキャリアオフセット情報を使用して取得できることを開示する。

10

【0042】

具体的には、式(5)-(10)を使用して、変化のないあるいはゆっくりと変化するチャネル評価値が取得できる。例えば、最小2乗チャネル評価値は、式(5)及び式(9)と第1及び第2送信情報ストリーム $s(n)$ 、 $i(n)$ の情報を使用して取得できる。与えられたあるいは評価されたキャリアオフセット ϕ_0 は、チャネル評価の前に与えられたあるいは検出された干渉符号値を循環するために使用される。一般的には、チャネル評価は、図6に示すようなチャネル評価器を使用して実行される。

【0043】

図6では、チャネル評価器600は、2帯域チャネル評価器610を含んでいる。第1及び第2受信基本帯域信号 r_a 、 r_b はそれぞれチャネル評価器610の第1及び第2入力に接続され、チャネル評価器610は出力として4チャネルインパルス応答パラメータ評価値 $c_a(k)$ 、 $D_a(k)$ 、 $C_b(k)$ 、 $d_b(k)$ を与える。4チャネルインパルス応答パラメータ評価値 c_a 、 D_a 、 C_b 、 d_b はそれぞれ、第1帯域aにおける第1信号sに対するチャネル係数、第1帯域bにおける第2信号iに対するチャネル係数、第2帯域bにおける第1信号sに対するチャネル係数、第2帯域bにおける第2信号iに対するチャネル係数に対応する。与えられたあるいは検出された符号値は、従来技術で知られているチャネル評価を支援するために使用できる。例えば、受信機での事前情報として知られている同期ビットは、送信情報シーケンスs、iに定期的に挿入することができる。

20

30

【0044】

図7は、本発明に従う2帯域チャネル評価器700の一実施形態を示している。図示されるように、チャネル評価器700は、第1及び第2ジョイントチャネル評価器711、712を含んでいる。第1受信基本帯域信号 r_a は第1ジョイントチャネル評価器711の入力に接続され、第1ジョイントチャネル評価器711は第1帯域aにおける第1及び第2信号s、iに対する第1及び第2チャネル評価値 c_a 、 D_a を出力する。同様に、第2受信基本帯域信号 r_b は第2ジョイントチャネル評価器712の入力に接続され、第2ジョイントチャネル評価器712は第2帯域bにおける第1及び第2信号s、iに対する第1及び第2チャネル評価値 C_b 、 d_b を出力する。

【0045】

動作としては、第1ジョイントチャネル評価器711は、第1帯域aに対するチャネル係数 c_a 、 D_a を一括して評価する。例えば、 c_a 、 D_a の最小2乗評価値は、受信値 $n=1, \dots, N$ の組に対して式(5)を使用して取得することができる。例えば、各インパルス応答が2チャネルタップを含んでいる場合、目的は、以下の積算を最小化するチャネル係数 $c_a(0)$ 、 $c_a(1)$ 、 $D_a(0)$ 、 $D_a(1)$ を検出することである。

40

【0046】

【数11】

$$\sum_n |e_a(n)|^2 \quad (11)$$

ここで、

【 0 0 4 7 】

【 数 1 2 】

$$e_a(n) = r_a(n) - c_a(0)s(n) - c_a(1)s(n-1) + D_a(0)i'(n) - D_a(1)i'(n-1) \quad (12)$$

10

式 (1 1) 及び式 (1 2) による問題の解決方法は周知であり、解決方法は、一般的に以下の形式を有する。

【 0 0 4 8 】

【 数 1 3 】

$$x = (S^H S)^{-1} S^H r \quad (13)$$

20

【 0 0 4 9 】

ここで、 x はチャネル係数評価値を含むベクトルであり、 S は符号値 $s(n)$ 、 $i(n)$ を有する行列であり、 r は第 1 基本帯域サンプルストリーム $r_a(n)$ に対する受信サンプルを含むベクトルである。

【 0 0 5 0 】

第 2 チャネル評価器 7 1 2 は、同様にして、第 2 帯域 b に対するチャネル係数 c_b 、 d_b を一緒に評価する。これに対し、チャネル係数 c_a 、 D_a が別々に評価される場合、第 2 信号 i は c_a の評価時に付加ノイズを生成し、第 1 信号 s は D_a の評価時に付加ノイズを生成するであろう。つまり、チャネル係数 c_a 、 D_a を一括して評価することによって、本発明は相関関係を利用する方法に比べて評価ノイズを削減する。

30

【 0 0 5 1 】

図 8 は本発明に従う 2 帯域チャネル評価器 8 0 0 の他の実施形態を示している。図示されるように、チャネル評価器 8 0 0 は、第 1 及び第 2 加算器 8 0 1、8 0 2、第 1、第 2、第 3 及び第 4 シングルチャネル評価器 8 1 1、8 1 2、8 1 3、8 1 4、第 1 及び第 2 同帯域再構成器 8 2 1、8 2 2 を含んでいる。第 1 受信基本帯域信号 r_a は、第 1 シングルチャネル評価器 8 1 1 の入力及び第 1 加算器 8 0 1 の正入力に接続されている。第 1 シングルチャネル評価器 8 1 1 によって出力される第 1 チャネルパラメータ評価値 c_a (第 1 帯域 a における第 1 信号 s に対応する) は、第 1 同帯域再構成器 8 2 1 の第 1 入力に接続されている。キャリア間隔 ω_0 は第 1 同帯域再構成器 8 2 1 の第 2 入力に接続され、第 1 信号 s に対する符号値は第 1 同帯域再構成器 8 2 1 の第 3 入力に接続されている。第 1 同帯域再構成器 8 2 1 の出力は第 1 加算器 8 0 1 の負入力に接続され、第 1 加算器 8 0 1 の出力は第 2 シングルチャネル評価器 8 1 2 の入力に接続されている。第 2 シングルチャネル評価器 8 1 2 は、第 1 帯域 a で受信される第 2 信号 i に対応する第 2 チャネルパラメータ評価値 D_a を出力する。

40

【 0 0 5 2 】

第 2 受信基本帯域信号 r_b は、第 3 シングルチャネル評価器 8 1 3 の入力及び第 2 加算器 8 0 2 の正入力に接続されている。第 3 シングルチャネル評価器 8 1 3 (第 2 帯域 b における第 1 信号 s に対応する) によって出力される第 3 チャネルパラメータ評価値 C'_b は、第 2 同帯域再構成器 8 2 2 の第 1 入力に接続されている。キャリア間隔 ω_0 は第 2 同帯域再構成器 8 2 2 の第 2 入力に接続され、第 2 信号 i に対する符号値は第 2 同帯域再構成

50

器 8 2 2 の第 3 入力に接続されている。第 2 同帯域再構成器 8 2 2 の出力は第 2 加算器 8 0 2 の負入力に接続され、第 2 加算器 8 0 2 の出力は第 4 シングルチャネル評価器 8 1 4 の入力に接続されている。第 4 シングルチャネル評価器 8 1 4 は、第 2 帯域 b で受信される第 2 信号 i に対応する第 4 チャネルパラメータ評価値 d_b を出力する。

【 0 0 5 3 】

動作としては、第 1 シングルチャネル評価器 8 1 1 は、例えば、 c_a の最小 2 乗評価値のみによって第 1 チャネルパラメータ評価値 c_a を出力するために第 1 受信基本帯域信号 r_a のサンプルを使用する。この場合では、最小 2 乗コスト関数は、関数 $e_a(n) = r_a(n) - c_a(0)s(n) - c_a(1)s(n-1)$ に依存する。次に、同帯域再構成器 8 2 1 は、上述の図 4 及び図 5 の説明と同様にして、第 1 帯域 a における第 1 信号 s の評価値を再構成するために第 1 チャネル評価値 c_a を使用する。次に、第 1 加算器 8 0 1 は、第 1 帯域 a で受信される干渉信号 i の評価値を表すキャンセル信号を出力するために、第 1 受信基本帯域信号 r_a から再構成信号を取り除く。第 2 シングルチャネル評価器 8 1 2 は、第 1 帯域 a における第 1 信号 i に対応する第 2 チャネル評価値 D_a を出力するためにキャンセル信号を使用する。第 2 シングルチャネル評価器 8 1 2 の動作は、上述した第 1 シングルチャネル評価器 8 1 1 の動作と類似している。

【 0 0 5 4 】

第 1 信号 s は、典型的には、第 2 信号 i に比べて第 1 帯域 a においてより強く受信され、第 1 チャネル評価値 c_a は、信号 i からの隣接チャネル干渉を無視して正確に算出することができる。加えて、第 1 受信基本帯域信号 r_a から第 1 信号 s を取り除くことによって、第 2 チャネルパラメータ D_a の評価値が改善される。つまり、この D_a の評価値は、第 1 信号 s を取り除くことなく D_a が評価された場合に比べてより正確である。第 3 及び第 4 シングルチャネル評価器 8 1 3、8 1 4、第 2 加算器 8 0 2、第 2 同帯域再構成器 8 2 2 を介する第 3 及び第 4 チャネル評価値 C_b 、 d_b の算出は、上述した第 1 及び第 2 チャネル評価値 c_a 、 D_a の算出と類似している。

【 0 0 5 5 】

より強い 2 つの隣接チャネル信号を復調し、その復調信号をより弱い 2 つの隣接チャネル信号の復調を支援するために使用する方法は、それらの信号が必要な異なるレベルである場合によく機能する。この方法の一般化は、隣接周波数チャネルのラスト順で受信される信号を信号強度順にソートし、最強信号から最弱信号の順でそれらの信号を復調することである。

【 0 0 5 6 】

すべての信号が同レベルである場合、従来システムは、どのような場合でも、隣接チャネル干渉による影響を受けることを予想していない。しかしながら、本発明は、許容量を向上するために、従来の復調がすべてのチャネルにおいて同一信号レベルと同一の隣接チャネル干渉による影響を受ける位置にまで、周波数におけるチャネル同士をより密接に配置するように使用することができる。この場合、上述の反復方法が適用でき、ここでは、まず、信号評価値が隣接チャネル信号評価値が考慮されずに得られ、そして、その後、隣接チャネル評価値を考慮して再定義される。

【 0 0 5 7 】

第 2 信号 i を復号するために第 1 信号 s を必要とし、かつ、逆に、第 1 信号 s を復号するために第 2 信号 i を必要とする明らかな問題もまた、最大見込シーケンス評価 (Maximum Likelihood Sequence Estimation: MLSE) としても知られる Viterbi アルゴリズムを使用して解決することができる。MLSE を適用する方法の 1 つは、第 2 信号 i に対する可能性のある結果をすべて推定し、一方で、第 2 信号 i の各推定に関連する第 1 信号 s に対するそれぞれの評価値を判定する。次に、第 1 信号 s の各評価値に対し、第 2 信号 i に対する評価値は制約を有する状態で判定され、この制約は、第 2 信号 i に対する評価値が、第 1 信号 s に対する対応評価値を取得する際に最初に仮定されることと同じことを論理的にしなければならないことである。第 2 信号 i に対する評価値は、第 2 信号 i が正しいと評価あるいは仮定する見込計測あるいは「メートル法 (metric)」の形式で取得

10

20

30

40

50

される。次に、各第2信号仮定値及び関連する第1信号評価値に対する見込メートル法は比較され、最高見込値が第1信号 s 及び第2信号 i の一括判定に対し選択される。

【0058】

例えば、式(5)は、注目第1信号符号 $s(n)$ 、その前の第1信号符号 $s(n-1)$ 、注目第2信号符号(循環) $i(n)$ 、その前の第2信号符号 $i(n-1)$ の項から受信信号の期待値を与える。同様に、式(9)は、上記の4つの符号の関数として隣接チャネルにおける受信信号の期待値を与える。

【0059】

注目符号の1つ前の符号 $s(n-1)$ 及び $i(n-1)$ を決定するために、注目符号 $s(n)$ 、 $i(n)$ が使用される。これらの符号はこの時点では不明なので、逆に、4つの可能なバイナリビットペア(即ち、 $s(n)/i(n) = 0/0, 0/1, 1/0, 1/1$)の1つに仮定され、各バイナリビットペアに対し、注目符号の1つ前の符号 $s(n-1)$ 及び $i(n-1)$ もまた、4つの可能なビットペア(00、01、10、11)の1つに仮定される。次に、第1及び第2受信信号値 $r_a(n)$ 、 $r_b(n)$ を予測するために、16通りの組み合わせのそれぞれに対する4つのビットは、式(5)及び式(9)において使用される。

【0060】

この予測値は実際の受信信号と比較され、2乗誤差(即ち、 $[\text{予測値 } r_b - \text{実測値 } r_b]^2$ 及び $[\text{予測値 } r_a - \text{実測値 } r_a]^2$)は、各仮定値に対する見込メートル法値へ積算される。次に、 $s(n-1)$ 及び $i(n-1)$ の異なる値以外の $s(n)$ 及び $i(n)$ の同一値を有する4つの仮定値に対する見込メートル法値は比較され、最大見込値(即ち、最低累積メートル法値)を有する見込メートル法値が選択され、そして、 $s(n-1)$ 及び $i(n-1)$ の関連値は、最適復号値ペア $s(n)$ 及び $i(n)$ に対する $s(n-1)$ 及び $i(n-1)$ の最適復号値として選択される。この処理は、 $s(n)$ 及び $i(n)$ の各ペアの値に対し反復され、累積見込メートル法値に関連して、各場合に対し潜在的に異なる判定値 $s(n-1)$ 及び $i(n-1)$ を取得する。

【0061】

連続信号サンプル $r_a(n+1)$ 及び $r_b(n+1)$ の取り扱いにおいては、処理は、 $s(n+1)$ 及び $i(n+1)$ などの4通りのそれぞれに対する $s(n)$ 及び $i(n)$ の決定(かつ既にそれらに関連付けられた $s(n-1)$ 及び $i(n-1)$ の決定)を判定するために反復される。処理は、既に決定された4つの符号のチェーン($s(n)$ 、 $i(n)$ 、 $s(n-1)$ 、 $i(n-1)$ 、...)を長くするために続行し、未処理の符号ペア $s(n+1)$ 及び $i(n+1)$ に各チェーンが関連づけられる。チェーンにおける旧来の符号は、4つのチェーンすべてが一致するように取り扱い、これが発生する場合、解答は明白で、「最終」決定として値が抽出され、1つの符号によってチェーンは縮められる。

【0062】

上述の処理は、2つの隣接チャネル信号の一括復調に適用するありふれた Viterbi MLSE 処理である。上述の例では、処理は、2つの隣接チャネルで連続して受信する信号サンプルを復調することによって進行するが、この方法は、経路履歴あるいは Viterbi 状態として知られる部分的に決定された符号の維持「チェーン」の数を拡張することによって2つの隣接チャネル以上に拡張される。

【0063】

上述の方法における Viterbi 状態の数は、 $M^{j(l-1)}$ に等しく、 M は符号文字(2進法の2)のサイズであり、 j は一括復調された隣接チャネルの数であり、 l は各チャネル信号に依存する各信号の時系列符号の数である(式(5)及び式(9)によって表現される例では、 $l=2$ であることに注意されたい)。そして、一括復調チャネル j の数の増加につれて指数的に複雑さが拡大する。

【0064】

本出願(即ち、上記を参照することによって組み込まれる米国特許出願第08/393,809号)は、空間次元に沿う連続位置で受信されるサンプルを復調することによって、

10

20

30

40

50

あるいは周波数次元に沿って連続チャネルが配置される瞬間と同じ瞬間に受信されるサンプルを復調することによって、処理が進行する新規な改良MLSEを説明している。例えば、1つには、以下のような式(5)及び式(9)と類似する式を使用して、連続チャネルa、b、c、...で受信されるマルチプル基本帯域信号サンプル r_a 、 r_b 、 r_c 、...を表現することができる。

【0065】

【数14】

$$\begin{aligned} & \dots\dots\dots c_a(0)s_a(n) + c_a(1)s_a(n-1) + C'_b(0)s_b(n) + C'_b(1) \\ &) + C''_a(1)s_a(n-1) + c_b(0)s_b(n) + c_b(1)s_b(n-1) + C'_c(0)s_c(n) + C'_c(1)s_c \\ &) + C''_b(1)s_b(n-1) + c_c(0)s_c(n) + c_c(1)s_c(n-1) + C'_d(0)s_d(n) + C'_d(1)s_d \end{aligned}$$

10

ここで、連続隣接チャネルa、b、c、...、 $c_a(0)$ 、 $c_a(1)$ に送信される符号を参照する s_a 、 s_b 、 s_c は、時間nのチャネルaにおける $r_a(n)$ 上の注目符号 $s_a(n)$ 及びその前の符号 $s_a(n-1)$ の干渉を示している。プライム符号の項は、より高い周波数隣接チャネルで送信される符号の注目チャネル上の干渉を説明している一方で、ダブルプライム符号の項は、より低い周波数隣接チャネルで送信される符号の注目チャネル上の干渉を示している。

20

【0066】

典型例として、第2チャネルbを取得することは、時間nにおいてそのチャネルで受信される信号値 $r_b(n)$ は、6つの符号、つまり、より低い隣接チャネルにおける2つの符号 $s_a(n)$ 、 $s_a(n-1)$ 、第2チャネル自身の2つの符号 $s_b(n)$ 、 $s_b(n-1)$ 、より上位の隣接チャネルにおける2つの符号 $s_c(n)$ 、 $s_c(n-1)$ に依存しているように見える。6つの符号は、各符号がバイナリ符号である場合は、2の6乗、あるいは64の取り得る値のいずれかをとることができる。64通りのそれぞれに対し、6つの符号値は、 $r_b(n)$ を予測するために使用され、予測値は、 $r_b(n)$ の受信値と比較される。次に、予測値と実測値間の2乗誤差は、各仮定値に対する累積見込メートル法値に積算される。次に、 $s_a(n-1)$ の異なる値以外の $s_a(n)$ 、 $s_b(n)$ 、 $s_b(n-1)$ 、 $s_c(n)$ 、 $s_c(n-1)$ の同一値を有する仮定値のペアが比較され、各ペアの1つがその累積メートル法値に沿って選択され、 $s_a(n-1)$ の値に関連づけられる。次に、選択されたメートル法及び $s_a(n-1)$ 値は、残っている32の仮定値それぞれと関連づけられて記憶される。本出願の発明に従えば、MLSE処理は、同一時間nで受信される次の周波数チャネルの値 $r_c(n)$ を処理するために進行する。これは、予め仮定されていない2つの符号 $s_a(n)$ 、 $s_d(n-1)$ に依存する。加えて、これらのリストは、32の仮定値の数を128に拡張する。この128の状態それぞれに対する新規の累積メートル法値の算出後、 $s_b(n-1)$ の値に関連する値の中でのみ異なる状態ペアが比較され、 $s_b(n-1)$ の値と関連付けられて、最適メートル法値を有する状態ペアの1つが選択される。これにより、この状態の数が2から64までに削減される。4つの状態に拡張し、更に、隣接チャネル群の最終チャネルが処理されるまで処理は続行し、2つの状態に削減するために、この処理は、上記方法によって扱うことが可能な残りの上位チャネルでの干渉(即ち、種類が不明な任意の上位チャネル干渉)からの影響を受けない。残りの状態の数はチャネルの数の2乗に等しく、各状態は、符号 $s_a(n-1)$ 、 $s_b(n-1)$ 、...に対する決定に関連する符号 $s_a(n)$ 、 $s_b(n-1)$ 、...に対して取り得る仮定値の1つに関連付けられる。

30

40

【0067】

第1チャネル $r_a(1)$ における第1信号サンプルのみの処理後、状態の数は少なくなり、その後、最後のチャネルを除いて処理されるすべてのチャネルに対して固定状態が $M^{j(1-1)+1}$ に到達し、時系列MLSEを伴って残りの状態の数が $M^{j(1-1)}$ となるまでに、2倍

50

される。

【 0 0 6 8 】

しかしながら、上述の j は、このようにして処理されなければならない連続隣接チャネル（ギャップを持たない）の数にのみ等しい。ギャップが生成されると、チャネルが無視される信号よりも弱い信号を含んでいる場合、あるいは隣接チャネルの情報なしに処理される信号よりも強い信号を含んでいる場合の両方において、 j の値が切り捨てられる。そして、より強い信号は、一次元の時間上で処理され、次に、周波数次元に沿って M L S E を使用して処理しなければならない連続チャネルの数を削減する周波数次元でギャップを生成するために取り除かれる。

【 0 0 6 9 】

図 4 及び図 5 の復調の実施形態に対するチャネル評価を提供するために、他の形態のチャネル評価を使用することができることを当業者は理解するであろう。例えば、送信かつ／あるいは受信フィルタの情報は、参照することによって本明細書に組み込まれる 1996 年 3 月 29 日に出願された米国特許出願第 08 / 625 , 010 号で説明されるチャネル評価を改良して使用することができる。加えて、完全に参照することによって本実施形態に組み込まれ、上記日付と同日に出願された発明の名称が「デジタル通信システムにおける隣接チャネル信号の一括復調方法及び装置 (Method and Apparatus for Joint Demodulation of Adjacent Channel Signals in Digital Communications Systems)」の米国特許出願シリアル番号第 _____ 号に、最適な形式のチャネル評価が記載されている。

【 0 0 7 0 】

本実施形態は、2つの送信信号 s 、 i 及び2つの周波数帯域に関して説明されたが、本発明の技術が複数の送信信号及び周波数帯域である場合にも適用可能であることが当業者には容易に理解されるであろう。また、図 1 に示されるシステム以外の他のシステムにも本発明の技術が適用可能であることを当業者は理解するであろう。例えば、マルチプルキャリア信号は、1つの共通送信機かつ／あるいは1つの共通送信アンテナから送信することができる。また、システムは、位相段列アレイ、空間ダイバーシティアレイ、あるいは分極化ダイバーシティアレイのような送信アンテナを1つ以上含んでも良い。つまり、基本帯域プロセッサは、マルチプルアンテナ、電波、分極、あるいは他のタイプの受信チャネルに対応するサンプルを受信することができる。また、マイクロダイバーシティかつ／あるいはマクロダイバーシティが使用することができる。キャンセルは、典型的には、ダイバーシティ合成が適用された後の検出符号を使用して実行されるのが最適である。ダイバーシティ合成は、例えば、メートル法合成あるいは干渉除去合成があり得る。

【 0 0 7 1 】

また、本発明が他の受信機技術を組み合わせられることが、当業者には理解されるであろう。例えば、チャネル評価のマルチプルセット（複数の可能な検出符号シーケンスに対応）が維持されている状態で後処理単位で処理を適用することができる。また、マルチプルキャンセレーション動作（異なる検出符号シーケンスに対応）が実行できる。符号配置例が与えられたが、本発明は、また、断片的な配置の受信に容易に適用されることを当業者は理解するであろう。

【 0 0 7 2 】

チャネル評価は、例えば、チャネルを T D M A スロット内の次元に変更する D - A M P S システム内に適応することができる。また、受信機は、逆インターリーブ、誤差補正あるいは誤差検出コードの復号、解読のような追加信号処理を実行することができる。このようなシステムでは、符号化及び変調は合成され、そして、本実施形態で使用された復調が復号を含むことができることが理解されるであろう。

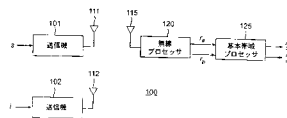
【 0 0 7 3 】

そして、図を参照して説明された特定の実施形態に本発明が限定されないことを当業者は理解するであろう。本発明の目的は、上述の説明よりもむしろ本明細書に添付される請求項によって定義され、請求項の構成で説明される内容との同義語は、本明細書に含まれるべきである。

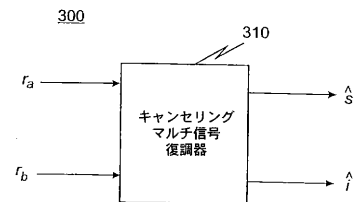
【図面の簡単な説明】

- 【図 1】 本発明の技術が実行されるデジタル無線通信システムを示す図である。
 【図 2】 従来の基本帯域プロセッサを示す図である。
 【図 3】 本発明に従う基本帯域プロセッサを示す図である。
 【図 4】 図 3 の基本帯域プロセッサの典型的な実施形態を示す図である。
 【図 5】 図 3 の基本帯域プロセッサの他の実施形態を示す図である。
 【図 6】 本発明に従うチャネル評価器を示す図である。
 【図 7】 図 6 のチャネル評価器の典型的な実施形態を示す図である。
 【図 8】 図 6 のチャネル評価器の他の実施形態を示す図である。

【図 1】

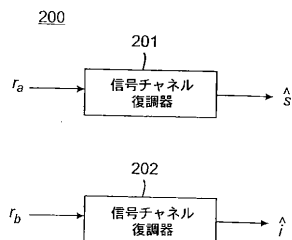


【図 3】

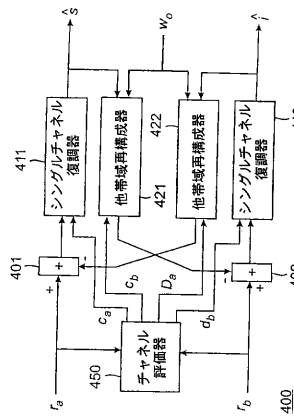


【図 2】

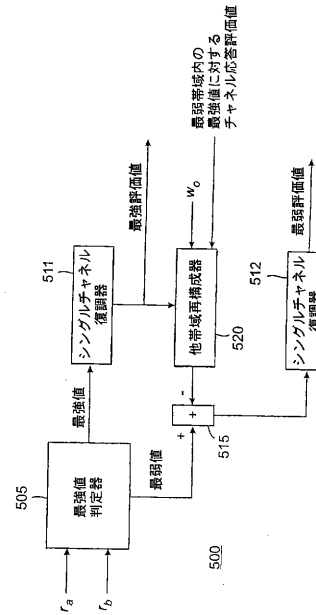
(Prior Art)



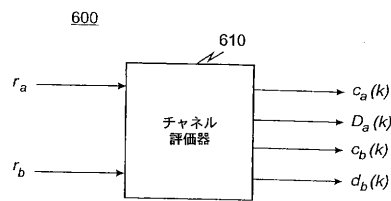
【図 4】



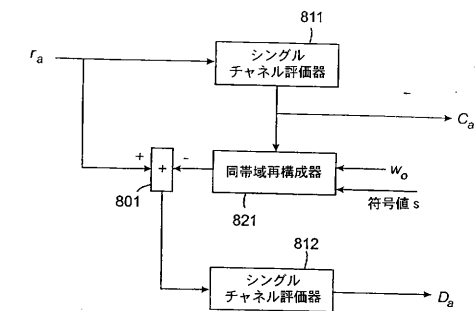
【図 5】



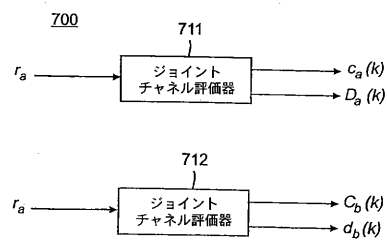
【図 6】



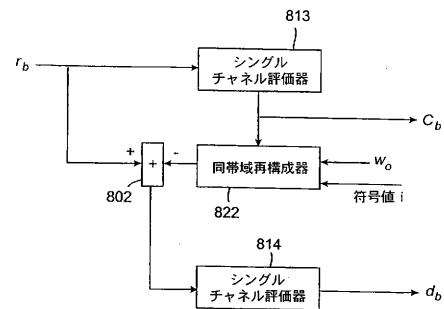
【図 8】



【図 7】



800



フロントページの続き

- (72)発明者 チェンナケッシュ, サンディーブ
アメリカ合衆国 ノース カロライナ州 27513, キャリー, グレン アビー ドライブ
311
- (72)発明者 ラメシュ, ラジャラム
アメリカ合衆国 ノース カロライナ州 27511, キャリー, ダントン ドライブ 40
3
- (72)発明者 ボトムレイ, グレゴリー, イー.
アメリカ合衆国 ノース カロライナ州 27511, キャリー, メルロット コート 10
0
- (72)発明者 デント, ボール, ダブリュー.
アメリカ合衆国 ノース カロライナ州 27312, ピッツボロ, イーグル ポイント ロ
ード 637

審査官 佐藤 聡史

- (56)参考文献 特開平08-204625(JP, A)
吉野仁、府川和彦、鈴木博, RLS - M L S E による適応干渉キャンセラ, 電子情報通信学会論
文誌 B - I I, 日本, 電子情報通信学会, 1994年 2月, vol.77-B-II No.2, p.74-84
Arslan, H.; Gupta, S.C.; Bottomley, G.E.; Chennakeshu, S, Adjacent channel interferenc
e suppression in FDMA/TDMA mobile radio systems using joint demodulation, Communicatio
ns, 1998. ICC 98. Conference Record.1998 IEEE International Conference on, 米国, IEEE
, 1998年 6月 7日, Volume 2, vol.2, p.723-727
Arslan, H.; Gupta, S.C.; Bottomley, G.E.; Chennakeshu, S., New approaches to adjacent
channel interference suppression in FDMA/TDMA mobile radio systems, Vehicular Technolo
gy, IEEE Transactions on, 米国, IEEE, 2000年 7月, Volume 49, Issue 4, p.1126-11
39

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04W 4/00 - 99/00
H04B 1/10
H04J 1/12
H04L 25/03