(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第5846601号
(P5846601)
(45)発行日　平成28年1月20日(2016.1.20)　(24)登録日　平成27年12月4日(2015.12.4)

(51)Int.Cl.　F I
H04J 11/00 (2006.01)　H04J 11/00 Z

請求項の数 4　(全 14 頁)

(21)出願番号　特願2011-226845(P2011-226845)
(22)出願日　平成23年10月14日(2011.10.14)
(65)公開番号　特開2013-90043(P2013-90043A)
(43)公開日　平成25年5月13日(2013.5.13)
審査請求日　平成26年10月9日(2014.10.9)

(73)特許権者　899000068
学校法人早稲田大学
東京都新宿区戸塚町１丁目１０４番地
(74)代理人　100105050
弁理士　鷲田　公一
(72)発明者　佐藤　拓朗
東京都新宿区戸塚町１丁目１０４番地　学校法人早稲田大学内
(72)発明者　太田　現一郎
東京都新宿区戸塚町１丁目１０４番地　学校法人早稲田大学内
(72)発明者　江　奕
東京都新宿区戸塚町１丁目１０４番地　学校法人早稲田大学内

最終頁に続く

(54)【発明の名称】受信装置及び受信方法

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
インパルス応答時間が有限の第１ヒルベルト変換器を用いて上側波帯と下側波帯とが別の情報シンボルで変調された複数のサブキャリア信号が直交周波数分割多重化されている無線信号を受信する受信装置であって、
前記複数のサブキャリア信号を分離する信号分離部と、
インパルス応答時間が有限の第２ヒルベルト変換器を用いて前記サブキャリア信号を復調して上側波帯の復調データおよび下側波帯の復調データを得る復調部と、
前記上側波帯の復調データおよび前記下側波帯の復調データから上側波帯に含まれる下側波帯の情報シンボルに基づく第１漏れ成分と下側波帯に含まれる上側波帯の情報シンボルに基づく第２漏れ成分とをそれぞれ除去するフィルタ部と、
前記フィルタ部を通過した上側波帯の復調データと下側波帯の復調データとを復号して前記上側波帯に含まれる情報シンボルと前記下側波帯に含まれる情報シンボルとをそれぞれ推定する復号部と、
を具備し、
前記フィルタ部は、
前記第１漏れ成分と前記第２漏れ成分に相当する関数Ｇを、前記復号部により推定された情報シンボルを引数として、以下の式から求め、前記関数Ｇに基づいて前記上側波帯の復調データおよび前記下側波帯の復調データから前記第１漏れ成分および前記第２漏れ成分とをそれぞれ除去する、

受信装置。

【数１】

$$G(x) \simeq (-2\tilde{H}_i * \tilde{H}_c + \tilde{H}_c * \tilde{H}_c) * x$$

ここで、

ｘ：前記復号部により推定された情報シンボルのいずれか

$\tilde{H}_i$：理想的なヒルベルト変換に近似し、前記第１および第２ヒルベルト変換器よりもタップ数を増大させたＦＩＲフィルタの変換行列

$\tilde{H}_c$：前記理想的なヒルベルト変換に近似したＦＩＲフィルタにおいて前記第１および第２ヒルベルト変換器の変換行列H_tに対応する範囲のタップ係数をゼロにしたＦＩＲフィルタの変換行列

【請求項２】

前記フィルタ部は、復号ビットの値ごとの前記関数Ｇの正確な値を保持しておき、前記復号ビットの値に応じて保持している値を抽出することにより前記関数Ｇの値を求める、

請求項１記載の受信装置。

【請求項３】

前記フィルタ部は、前記変換行列$\tilde{H}_i$に対応するヒルベルト変換器と、前記変換行列$\tilde{H}_c$に対応するＦＩＲフィルタとを内蔵し、これらを使用して前記関数Ｇの値を求める、

請求項１記載の受信装置。

【請求項４】

インパルス応答時間が有限の第１ヒルベルト変換器を用いて上側波帯と下側波帯とが別の情報シンボルで変調された複数のサブキャリア信号が直交周波数分割多重化されている無線信号を受信する受信方法であって、

前記複数のサブキャリア信号を分離する信号分離ステップと、

インパルス応答時間が有限の第２ヒルベルト変換器を用いて前記サブキャリア信号を復調して上側波帯の復調データおよび下側波帯の復調データを得る復調ステップと、

前記上側波帯の復調データおよび前記下側波帯の復調データから上側波帯に含まれる下側波帯の情報シンボルに基づく第１漏れ成分と下側波帯に含まれる上側波帯の情報シンボルに基づく第２漏れ成分とをそれぞれ除去するフィルタステップと、

前記フィルタステップを通過した上側波帯の復調データと下側波帯の復調データとを復号して前記上側波帯に含まれる情報シンボルと前記下側波帯に含まれる情報シンボルとをそれぞれ推定する復号ステップと、

を具備し、

前記フィルタステップは、

前記第１漏れ成分と前記第２漏れ成分に相当する関数Ｇを、前記復号ステップにより推定された情報シンボルを引数として、以下の式から求め、前記関数Ｇに基づいて前記上側波帯の復調データおよび前記下側波帯の復調データから前記第１漏れ成分および前記第２漏れ成分とをそれぞれ除去する、

受信方法。

【数２】

$$G(x) \simeq (-2\tilde{H}_i * \tilde{H}_c + \tilde{H}_c * \tilde{H}_c) * x$$

ここで、

ｘ：前記復号ステップにより推定された情報シンボルのいずれか

$\tilde{H}_i$：理想的なヒルベルト変換に近似し、前記第１および第２ヒルベルト変換器よりもタップ数を増大させたＦＩＲフィルタの変換行列

$\tilde{H}_c$：前記理想的なヒルベルト変換に近似したＦＩＲフィルタにおいて前記第１および第２ヒルベルト変換器の変換行列H_tに対応する範囲のタップ係数をゼロにしたＦＩＲフィルタの変換行列

【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
本発明は、上側波帯が第１シンボルで変調され下側波帯が第２シンボルで変調された複数のサブキャリア信号が直交周波数分割多重化されている無線信号を受信する受信装置及び受信方法に関する。
【背景技術】
【０００２】
ＯＦＤＭ（直交周波数分割多重）方式にＳＳＢ（単側波帯）多重化を適用することで、通常のＯＦＤＭ方式の二倍の伝送容量を実現する技術が検討されている。ＯＦＤＭ方式において、複数のサブキャリア信号のＵＳＢ（上側波帯）およびＬＳＢ（下側波帯）に異なる情報シンボルで変調されたＳＳＢ信号を合成しても、複数のサブキャリア信号の直交性がほぼ維持されたまま、約二倍の伝送容量を実現することができる。
【０００３】
このような伝送方法に関連する技術として、非特許文献１には、直交する４つのＳＳＢ要素の変調技術について開示されている。また、非特許文献２には、ＳＳＢ化されたＱＰＳＫ（四位相偏移変調）信号の復号技術について開示されている。
【先行技術文献】
【非特許文献】
【０００４】
【非特許文献１】G.Ohta, M.Nanri, M Uesugi, T.Sato and H.Tominaga, "A Study of New Modulation Method Consisted of Orthogonal Four SSB Elements Having a Common Carrier Frequency", IEEE, The 11th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), Lapland, Finland, Sep. 2008
【非特許文献２】B.Pitakdumrongkija, et al, "Single sideband QPSK with turbo equalization for mobile communications", IEEE, Vehicular Technology Conference - Spring 2005, pp. 538-542, May 2005
【発明の概要】
【発明が解決しようとする課題】
【０００５】
しかしながら、ＯＦＤＭ方式にＳＳＢ多重化を適用した伝送方式において、各サブキャリア信号のＵＳＢ信号とＬＳＢ信号とを単純に分離して復調および復号を行った場合、伝送誤り特性が劣化して所望の受信性能が得られないという課題があった。
【０００６】
このような伝送誤り特性の劣化は、サブキャリア信号のＵＳＢとＬＳＢとの干渉が原因であると考えられた。この干渉は、変調時のサブキャリア信号のＳＳＢ化およびその復調の際にサブキャリア信号に対して行われるヒルベルト変換が、有限の周波数範囲に制限された擬似的な変換であることに起因すると考えられた。
【０００７】
本発明の目的は、ＳＳＢ多重化されたＯＦＤＭ信号を受信する受信装置又は受信方法において、良好な伝送誤り特性が得られるようにすることである。
【課題を解決するための手段】
【０００８】
本発明の一態様に係る受信装置は、上側波帯と下側波帯とが別の情報シンボルで変調された複数のサブキャリア信号が直交周波数分割多重化されている無線信号を受信する受信装置であって、前記複数のサブキャリア信号を分離する信号分離部と、前記サブキャリア信号を復調して上側波帯の復調データおよび下側波帯の復調データを得る復調部と、前記上側波帯の復調データおよび前記下側波帯の復調データから上側波帯に含まれる下側波帯の情報シンボルに基づく漏れ成分と下側波帯に含まれる上側波帯の情報シンボルに基づく漏れ成分とをそれぞれ除去するフィルタ部と、前記フィルタ部を通過した上側波帯の復調

データと下側波帯の復調データとを復号して前記上側波帯に含まれる情報シンボルと前記下側波帯に含まれる情報シンボルとをそれぞれ推定する復号部と、を具備し、前記フィルタ部は、前記復号部により推定された情報シンボルに基づいて前記上側波帯の情報シンボルに基づく漏れ成分と前記下側波帯の情報シンボルに基づく漏れ成分とを生成する構成を採る。

【０００９】

本発明の一態様に係る受信方法は、上側波帯と下側波帯とが別の情報シンボルで変調された複数のサブキャリア信号が直交周波数分割多重化されている無線信号を受信する受信方法であって、前記複数のサブキャリア信号を分離する信号分離ステップと、前記サブキャリア信号を復調して上側波帯の復調データおよび下側波帯の復調データを得る復調ステップと、前記上側波帯の復調データおよび前記下側波帯の復調データから上側波帯に含まれる下側波帯の情報シンボルに基づく漏れ成分と下側波帯に含まれる上側波帯の情報シンボルに基づく漏れ成分とをそれぞれ除去するフィルタステップと、前記フィルタステップを通過した上側波帯の復調データと下側波帯の復調データとを復号して前記上側波帯に含まれる情報シンボルと前記下側波帯に含まれる情報シンボルとをそれぞれ推定する復号ステップと、を具備し、前記フィルタステップは、前記復号ステップで推定された情報シンボルに基づいて前記上側波帯の情報シンボルに基づく漏れ成分と前記下側波帯の情報シンボルに基づく漏れ成分とを生成する方法とする。

【発明の効果】

【００１０】

本発明によれば、ＳＳＢ多重化されたＯＦＤＭ信号を受信する受信装置又は受信方法において、良好な伝送誤り特性が得られる。

【図面の簡単な説明】

【００１１】

【図１】本発明の実施の形態の受信装置を示すブロック図

【図２】送信装置を示すブロック図

【図３】送信装置の変調部の要部を示す構成図

【図４】受信装置の復調部の要部を示す構成図

【図５】ヒルベルト変換器の詳細を示す構成図

【図６】ヒルベルト変換器の特性を説明する図

【図７】漏れ成分除去フィルタの詳細を示す構成図

【図８】伝送誤り特性のシミュレーション結果を示す特性図

【発明を実施するための形態】

【００１２】

以下、本発明の各実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。

【００１３】

図１は、本発明の実施の形態の受信装置１０を示すブロック図、図２は、この受信装置１０に対応する送信装置４０を示すブロック図である。

【００１４】

この実施の形態の受信装置１０および送信装置４０は、ＵＳＢとＬＳＢとが異なる情報シンボルでデジタル変調された複数のサブキャリア信号をＯＦＤＭ方式で送受信するものである。

【００１５】

送信装置４０は、図２に示すように、送信するデータを入力するデータ入力部４６と、入力データを符号化する畳込み符号部４５と、符号化されたビット列の並べ替えを行うインタリーバ４４とを備えている。また送信装置４０は、並べ替えられたビット列をＱＰＳＫの複素シンボル列にマッピングするシンボルマッパ４３と、マッピングされた複素シンボル列に応じて基底帯域の複数のサブキャリア信号をデジタル変調する４－ＳＳＢ変調部４２と、複数のサブキャリア信号を伝送帯域に変換し且つ直交多重化させて送信するＯＦＤＭ送信部４１などを備えている。

【００１６】
データ入力部４６、畳込み符号部４５、インタリーバ４４およびシンボルマッパ４３は、ＳＳＢ多重化のために各サブキャリア信号のＵＳＢとＬＳＢとに対応して２組設けられている。
【００１７】
受信装置１０は、図１に示すように、ＯＦＤＭ受信部１１、４－ＳＳＢ復調部１２、漏れ成分除去フィルタ１３、および、復号部２１等を備えている。
【００１８】
復号部２１は、ＬＣ ＭＭＳＥイコライザ（低複雑度－最小平均二乗誤差等化器）１４、デインタリーバ１６、ＭＡＰ（Maximum a posteriori probability）復号部１７、インタリーバ１５、および、出力部１８等を備えている。
【００１９】
ＯＦＤＭ受信部１１は、送信装置４０からＯＦＤＭ信号を受信するとともに、伝送帯域の複数のサブキャリアを分離し、基底帯域へ変換して、４－ＳＳＢ復調部１２へ出力する。
【００２０】
４－ＳＳＢ復調部１２は、詳細は後述するが、各サブキャリア信号の復調を行ってサブキャリア信号のＵＳＢとＬＳＢとに含まれる２つのＱＰＳＫの情報シンボルを軟判定する。そして、４－ＳＳＢ復調部１２は、軟判定の結果である復調データ（例えば対数尤度比データ）を漏れ成分除去フィルタ１３へ出力する。
【００２１】
漏れ成分除去フィルタ１３は、詳細は後述するが、２つの情報シンボルの尤度を表わす復調データから、サブキャリア信号のＵＳＢとＬＳＢとの干渉成分（互いの漏れ成分）を除去する。そして、漏れ成分除去フィルタ１３は、除去後の復調データを復号部２１へ出力する。この干渉成分は、復調データから復号部２１が推定した情報シンボルに基づき算出される。そのため、漏れ成分除去フィルタ１３の干渉成分の除去処理と、復号部２１の復号処理とは、再帰的に繰り返し行われることで、上記の干渉成分の除去が正常に行われるようになっている。
【００２２】
復号部２１は、漏れ成分除去フィルタ１３から順次入力される復調データ列に基づいて各復調データの硬判定を行って情報シンボルを復号する。
【００２３】
ＬＣ ＭＭＳＥイコライザ１４は、復号結果から求められる復調データの推定値と、復調データの出力との平均二乗誤差が最小になるように、入力される復調データ列に対して等化処理を行う。そして、ＬＣ ＭＭＳＥイコライザ１４は、等化処理後の復調データ列をデインタリーバ１６へ出力する。
【００２４】
デインタリーバ１６は、畳込み符号化されている情報シンボル列の復号のために復調データ列の並べ戻しを行った後、この復調データ列をＭＡＰ復号部１７へ出力する。
【００２５】
ＭＡＰ復号部１７は、再帰的アルゴリズムにより、符号化されている情報シンボル列と復調データ列の判定値とが高い確率で一致するように各復調データの判定を行う。そして、ＭＡＰ復号部１７は、各復調データの判定結果を出力部１８とインタリーバ１５とへ出力する。
【００２６】
インタリーバ１５は、上記の等化処理のために復号された情報シンボル列を並べ替えてＭＭＳＥイコライザ１４へ戻す。
【００２７】
ＬＣ ＭＭＳＥイコライザ１４とＭＡＰ復号部１７とは、一連の復調データ列に対して等化処理と復号処理とを再帰的に繰り返すことで、復号の特性を向上させる。

【００２８】
出力部１８は、復号データを外部へ出力するとともに、硬判定された情報シンボル（ｕ，ｖ，ｐ，ｒ）を漏れ成分除去フィルタ１３へフィードバックする。
【００２９】
図３は、送信装置の４－ＳＳＢ変調部の要部を表わした構成図である。
【００３０】
送信装置４０の４－ＳＳＢ変調部４２は、２つの情報シンボル（ｄ１＝ｕ＋ｊｖ，ｄ２＝ｐ＋ｊｒ（ここで、ｕ、ｖ、ｐ、ｒは情報ビット））をそれぞれデジタル変調（例えばＱＰＳＫ変調）する複数の変調部（図３では省略）と、変調された信号を加減算する複数の加算器２と、変調された信号に対してサブキャリア信号の基底帯域の周波数を中心周波数としたヒルベルト変換を行う複数のヒルベルト変換器Ｆ１とを有する。
【００３１】
図３において、「ｕ」と「ｐ」は、上記の情報シンボルｄ１，ｄ２によりそれぞれデジタル変調された２つの変調信号の各同相成分、「ｖ」と「ｐ」は、これら２つの変調信号の各直交位相成分を表わしている。
【００３２】
この４－ＳＳＢ変調部４２の出力は、上記複数の加算器２および複数のヒルベルト変換器Ｆ１により、次式１に示す４－ＳＳＢ同相信号（$S_{4SSB,I}$）と４－ＳＳＢ直交位相信号（$S_{4SSB,Q}$）となる。
【数１】

$$S_{4SSB,I} = u - H_{trun}(v) + p + H_{trun}(r)$$
$$S_{4SSB,Q} = -H_{trun}(u) - v + H_{trun}(p) - r \quad \ldots \quad \text{（式１）}$$

【００３３】
ここで、H_{trun}（ｘ）は変調信号ｘに対するヒルベルト変換器Ｆ１による変換後の信号を表わす。
【００３４】
図４は、受信装置の４－ＳＳＢ復調部の要部を表わした構成図である。
【００３５】
受信装置１０の４－ＳＳＢ復調部１２は、図４に示すように、ＯＦＤＭ受信部１１により分離及び抽出された基底帯域のサブキャリア信号に対して、このサブキャリアの周波数を中心としたヒルベルト変換を行う複数のヒルベルト変換器Ｆ２と、上記サブキャリア信号の加減算を行う加算器２と、これらのヒルベルト変換および加減算後の信号に対してそれぞれ検波を行って軟判定された復調データ（ｄ１１，ｄ１２，ｄ２１，ｄ２２）を出力する複数の検波器４を備えている。
【００３６】
この４－ＳＳＢ復調部１２により得られる４つの復調データ（ｄ１１，ｄ１２，ｄ２１，ｄ２２）は、雑音および伝送路の歪みがなければ、次式２の値となる。
【数２】

$$d11 = \frac{1}{2}(S_{4SSB,I} + H_{trun}(S_{4SSB,Q}))$$
$$d12 = \frac{1}{2}(H_{trun}(S_{4SSB,I}) - S_{4SSB,Q})$$
$$d21 = \frac{1}{2}(S_{4SSB,I} - H_{trun}(S_{4SSB,Q}))$$
$$d22 = \frac{1}{2}(-H_{trun}(S_{4SSB,I}) - S_{4SSB,Q}) \quad \ldots \quad \text{（式２）}$$

【００３７】

図５は、ヒルベルト変換器の詳細を示す構成図、図６は、ヒルベルト変換器の特性を説明する図である。

【００３８】

送信装置４０の４－ＳＳＢ変調部４２に備わるヒルベルト変換器Ｆ１と、受信装置１０の４－ＳＳＢ復調部１２に備わるヒルベルト変換器Ｆ２とは、図５に示すように、タップ数が「Ｎ＋１」のＦＩＲ（Finite Impulse Response Filter）フィルタから構成される。すなわち、ヒルベルト変換器Ｆ１，Ｆ２は、信号を一定の遅延で順次伝送する複数の遅延ブロック$d_{n-N/2}$－$d_{n+N/2}$と、これらの複数の遅延ブロック$d_{n-N/2}$－$d_{n+N/2}$にそれぞれ対応した複数の乗算器３と、複数の乗算器３の出力をそれぞれ加算する複数の加算器２等を有している。

【００３９】

このような構成により、複数の遅延ブロック$d_{n-N/2}$－$d_{n+N/2}$に信号が伝送されると、各遅延ブロック$d_{n-N/2}$－$d_{n+N/2}$は信号振幅に応じた信号を対応する乗算器３へ出力し、複数の乗算器３によりこの信号に各遅延ブロック$d_{n-N/2}$－$d_{n+N/2}$に対応した係数$h_{-N/2}$－$h_{+N/2}$が乗算される。そして、この乗算後の信号が複数の加算器２で加算されて出力される。各乗算器３で乗算される係数$h_{-N/2}$－$h_{+N/2}$には、図６の信号応答図に示されるように周知のヒルベルト変換器と同様の値が採用されている。図６の信号応答図はヒルベルト変換器にパルス信号を入力したときの応答出力を表わしている。

【００４０】

ヒルベルト変換器Ｆ１，Ｆ２は、入力信号に対して、インパルス応答時間が有限に切り詰められた擬似的なヒルベルト変換（Truncated Hilbert Transform）を行うものである。すなわち、ヒルベルト変換器Ｆ１，Ｆ２のタップ数は有限個であり、タップの係数列H_t＝（$h_{-N/2}$,・・・,$h_{+N/2}$）は、図６に示すように、インパルス応答時間の有限の範囲に対応するものである。言い換えれば、ヒルベルト変換器Ｆ１，Ｆ２は、周波数範囲が有限のヒルベルト変換を行うものであり、完全なヒルベルト変換を行うものでない。

【００４１】

なお、図６において、係数列「H_t＋H_c」の範囲がインパルス応答時間の無限の範囲を表わしている。ここで、係数列H_cは、図６の左右の波括弧の範囲の各タップ係数を含み、係数列H_tに対応する中央の範囲の係数をゼロとした係数列である。また、係数列H_cは、図６の左右の波括弧の範囲が無限長の係数列を表わしている。完全なヒルベルト変換器は、このような無限の範囲に渡るタップ数および係数列を有するＦＩＲフィルタにより実現される。また、図６において、係数列「$\tilde{H}_i$＝H_t＋$\tilde{H}_c$」の範囲は、ヒルベルト変換器Ｆ１，Ｆ２より大きなインパルス応答時間の有限の範囲を表わしている。このように有限であるが広い範囲に渡るタップ数および係数列を有するＦＩＲフィルタは、完全なヒルベルト変換に近似する変換を行うものである。ＦＩＲフィルタのインパルス応答時間を長くすると、変換時間の遅延が大きくなり、前後のシンボル間干渉を生じさせる。従って、ヒルベルト変換器Ｆ１，Ｆ２のインパルス応答時間の大きさには制限が生じる。

【００４２】

ヒルベルト変換器Ｆ１，Ｆ２は、上述のようにインパルス応答時間が有限のヒルベルト変換器であるため、次式３に示すように、或る信号（例えば、ｕ，ｖ，ｐ，ｒ）に対してヒルベルト変換を２回行っても元の信号（符号が逆転した元の信号）に戻らない。そして、変換前と変換後の信号に僅かな差が生じる。

【数３】

$$
\begin{aligned}
&u \neq H_{trun}(-H_{trun}(u)) \\
&v \neq -H_{trun}(H_{trun}(v)) \\
&p \neq H_{trun}(-H_{trun}(p)) \\
&-r \neq H_{trun}(H_{trun}(r)) \qquad \cdots \qquad \text{（式３）}
\end{aligned}
$$

【００４３】

一方、式２に示した４つの復調データ（ｄ１１，ｄ１２，ｄ２１，ｄ２２）は、ヒルベルト変換H_{trun}（ｘ）が、理想的なヒルベルト変換Ｈ（ｘ）であれば、次式４のような結果になる。式４において「ｕ，ｖ，ｐ，ｒ」は、変調信号ｕ，ｖ，ｐ，ｒの検波値を同一記号で表わしている。ハット記号はヒルベルト変換後の信号の検波値を示している。

【数４】

$$d11 = \frac{1}{2}(S_{4SSB,I} + H(S_{4SSB,Q})) = u - \hat{v}$$

$$d12 = \frac{1}{2}(H(S_{4SSB,I}) - S_{4SSB,Q}) = \hat{u} + v$$

$$d21 = \frac{1}{2}(S_{4SSB,I} - H(S_{4SSB,Q})) = p + \hat{r}$$

$$d22 = \frac{1}{2}(-H(S_{4SSB,I}) - S_{4SSB,Q}) = -\hat{p} + r \quad \ldots \quad \text{（式４）}$$

【００４４】

しかしながら、インパルス応答時間が有限のヒルベルト変換器Ｆ１，Ｆ２を用いているため、式２に示した４つの復調データ（ｄ１１，ｄ１２，ｄ２１，ｄ２２）は次式５のような結果になる。すなわち、復調データには、サブキャリア信号のＵＳＢとＬＳＢとの干渉成分（ＵＳＢからＬＳＢへの漏れ成分およびＬＳＢからＵＳＢへの漏れ成分）に相当する関数Ｇの成分が含まれる。なお、式５の右辺は信号の検波値を表わしている。

【数５】

$$\begin{aligned}
d11 &= \frac{1}{2}(S_{4SSB,I} + H_{trun}(S_{4SSB,Q})) \\
&= \frac{1}{2}(u - H_{trun}(v) + p + H_{trun}(r) + H_{trun}(-H_{trun}(u) - v + H_{trun}(p) - r)) \\
&= \frac{1}{2}(u - H_{trun}(v) + p + H_{trun}(r) + H_{trun}(-H_{trun}(u)) - \\
&\qquad H_{trun}(v) + H_{trun}(H_{trun}(p)) - H_{trun}(r)) \\
&= u - H_{trun}(v) + \frac{1}{2}(-G(u) + G(p))
\end{aligned}$$

$$d12 = H_{trun}(u) + v + \frac{1}{2}(-G(v) + G(r))$$

$$d21 = p + H_{trun}(r) + \frac{1}{2}(-G(p) + G(u))$$

$$d22 = -H_{trun}(p) + r + \frac{1}{2}(-G(r) + G(v)) \quad \ldots \quad \text{（式５）}$$

但し、$G(x) = x + H_{trun}(H_{trun}(x))$ ．．．（式６）

【００４５】

従って、上述した漏れ成分除去フィルタ１３は、上記の４つの復調データ（ｄ１１，ｄ１２，ｄ２１，ｄ２２）から関数Ｇの成分を除去する。

【００４６】

図７は、漏れ成分除去フィルタの詳細を示す構成図である。

【００４７】

漏れ成分除去フィルタ１３は、出力部１８から硬判定されたビットデータ（ｕ，ｖ，ｐ，ｒ）を入力するバッファ１３１と、ビットデータを引数として関数Ｇの値を算出するＧ演

算部１３２と、４－ＳＳＢ復調部１２から入力される復調データｄ１，ｄ２を入力するバッファ１３３と、復調データｄ１，ｄ２からＧ演算部１３２により変換された値を加減算する加減算器１３４等を備えている。なお、出力部１８からバッファ１３１へフィードバックされるデータは軟判定データとしても良い。

【００４８】

Ｇ演算部１３２は、次のようにして、フィードバックされたビットデータ（ｕ，ｖ，ｐ，ｒ）に基づいて式５の関数Ｇに係る成分を求める。ここで、式７に示すように、ヒルベルト変換の行列表記を導入する。ヒルベルト変換器Ｆ１,Ｆ２による変換は、式７に示すように、そのタップ係数列（$h_{-N/2}$,・・・,$h_{+N/2}$）に基づき決定される行列H_tによって表わすことができる。ここで、「ｘ」は、信号ｘの値を時系列に各要素に並べたベクトルを示す。

【００４９】

【数６】

$$H_{trun}(x) \;\; -> \;\; H_t * x \qquad \ldots \qquad \text{（式７）}$$

$$H_t = H_i - H_c \qquad \ldots \qquad \text{（式８）}$$

【００５０】

インパルス応答時間が有限長のヒルベルト変換器Ｆ１，Ｆ２の変換行列H_tは、式８に示すように、理想的なヒルベルト変換の変換行列H_iから、図６に示した左右の無限長の範囲のタップ係数により決定されるＦＩＲフィルタの変換行列H_cを減算した値となる。

【００５１】

従って、関数Ｇによる変換は、式９に示すように、行列表記により表わすことができる。

【数７】

$$\begin{aligned} G(x) &-> x + H_t * H_t * x \\ &= x + (H_i - H_c) * (H_i - H_c) * x \\ &= x + (H_i * H_i - 2H_i * H_c + H_c * H_c) * x \\ &= (-2H_i * H_c + H_c * H_c) * x \qquad \ldots \qquad \text{（式９）} \end{aligned}$$

【００５２】

ここで、理想的なヒルベルト変換に近似するＦＩＲフィルタを導入する。すなわち、上記のヒルベルト変換器Ｆ１，Ｆ２よりもタップ数を増大させたＦＩＲフィルタを導入し、その変換行列を$\tilde{H}_i$とする。また、理想的なヒルベルト変換に近似するＦＩＲフィルタにおいて、ヒルベルト変換器Ｆ１，Ｆ２の変換行列H_tに対応する範囲のタップ係数をゼロにしたＦＩＲフィルタの変換行列を$\tilde{H}_c$とする。すると、式９に現れる変換行列H_i，H_cは、式１０に示すように、上記変換行列$\tilde{H}_i$，$\tilde{H}_c$によって近似的に表わされる。

【数８】

$$\tilde{H}_i \simeq H_i, \tilde{H}_c \simeq H_c \qquad \ldots \qquad \text{（式１０）}$$

【００５３】

それにより、関数Ｇによる変換は、上記の変換行列$\tilde{H}_i$，$\tilde{H}_c$を用いて、式１１のように近似的に表わすことができる。

【数９】

$$G(x) \simeq (-2\tilde{H}_i * \tilde{H}_c + \tilde{H}_c * \tilde{H}_c) * x \qquad \ldots \qquad \text{（式１１）}$$

【００５４】

漏れ成分除去フィルタ１３のＧ演算部１３２は、フィードバックされる復号ビット（ｕ，ｖ，ｐ，ｒ）に基づき、この復号ビットを引数とした関数Ｇの値を演算により求める。

詳細には、上記復号ビットの情報シンボルによって変調された基底帯域のサブキャリア信号を想定し、このサブキャリア信号を関数Ｇにより変換し、この変換後の信号を復調して得られるデータ値を、Ｇ演算部１３２は算出する。

【００５５】

なお、復号ビットを引数とした関数Ｇの値は復号ビットの値に応じて一律に決定される。それゆえ、漏れ成分除去フィルタ１３は、復号ビットの値ごとの関数Ｇの正確な値を保持しておき、復号ビットの値に応じて保持している値を抽出することで、関数Ｇの値を求めることができる。また、漏れ成分除去フィルタ１３は、式１１の行列演算を実際に行って、関数Ｇの値を求めることもできる。或いは、漏れ成分除去フィルタ１３は、変換行列$H^{\sim}{}_{i}$に対応するヒルベルト変換器と、変換行列$H^{\sim}{}_{c}$に対応するＦＩＲフィルタとを内蔵し、これらを使用して関数Ｇの値を求めることもできる。この場合、漏れ成分除去フィルタ１３は、フィードバックされる復号ビットを基底帯域のサブキャリアの周波数信号に変換し、この周波数信号をヒルベルト変換器とＦＩＲフィルタに通した後に復調処理を行って関数Ｇの値を求めることができる。

【００５６】

漏れ成分除去フィルタ１３は、上記のように算出された関数値（Ｇ（ｕ），Ｇ（ｖ），Ｇ（ｐ），Ｇ（ｒ））に基づき、軟判定された復調データ（ｄ１１，ｄ１２，ｄ２１，ｄ２２）から、上述したサブキャリア信号のＵＳＢとＬＳＢとの干渉成分（関数Ｇを含む項）を除去する。そして、漏れ成分除去フィルタ１３は、この干渉成分を除去した復調データを復号部２１へ出力する。このような漏れ成分除去フィルタ１３の干渉成分の除去処理と、復号部２１の復号処理とは、データをバッファ１３１，１３３で一時的に蓄積することで再帰的に繰り返し行われる。それにより、復号部２１は、より正確な情報ビットの復号を行うことが可能となる。

【００５７】

図８は、伝送誤り特性のシミュレーション結果を示す特性図である。この図は、加法性ホワイトガウスノイズ (AWGN: additive white Gaussian noise)によりビット当たりの雑音比（Ｅｂ／Ｎｏ：ビットエネルギー対雑音電力密度比）を変化させたときの受信装置１０により受信されたデータのビットエラー率（ＢＥＲ）を表わしている。また、この図は、伝送データがターボ符号化されて伝送されるとともに受信装置１０において５回の繰り返し復号によって復号された場合を表わしている。

【００５８】

図８に示すように、この実施の形態の受信装置１０によれば、各サブキャリア信号のＵＳＢとＬＳＢとにそれぞれＱＰＳＫ変調を行ったＯＦＤＭ方式の伝送（図８で「４ＳＳＢ」により表わす）であっても十分な無線伝送性能が得られる。

【００５９】

以上、本発明の実施の形態について説明した。

【００６０】

なお、上記実施の形態では、上側波帯に含まれる下側波帯の情報シンボルに基づく漏れ成分と、下側波帯に含まれる上側波帯の情報シンボルに基づく漏れ成分とに対して、それぞれ対等独立に推定する復号ステップと除去するフィルタステップを設けたが、構成の一部を共通利用すること、ならびに上側波帯もしくは下側波帯の一方のみに対応する構成として、これにより抽出された側波帯の情報シンボルを用いて残された側波帯の情報シンボルを抽出することも容易に可能である。また、伝送データの符号および復号に畳込み符号およびＭＡＰ復号を適用した例を示したが、これらに制限されず、様々な誤り訂正符号および復号を適用することができる。また、変復調方式も、ＱＰＳＫ変復調に限られず、様々なデジタル変復調の方式を適用することができる。

【００６１】

また、上記実施の形態では、本発明をハードウェアで構成する場合を例にとって説明したが、本発明はハードウェアとの連携においてソフトウェアで実現することも可能である。また、上記実施の形態の説明に用いた各機能ブロックは、典型的には集積回路であるＬ

ＳＩとして実現される。これらは個別に１チップ化されてもよいし、一部又は全てを含むように１チップ化されてもよい。ここでは、ＬＳＩとしたが、集積度の違いにより、ＩＣ、システムＬＳＩ、スーパーＬＳＩ、ウルトラＬＳＩと呼称されることもある。また、集積回路化の手法はＬＳＩに限るものではなく、専用回路又は汎用プロセッサで実現してもよい。ＬＳＩ製造後に、プログラムすることが可能なＦＰＧＡ（Field Programmable Gate Array）または、ＬＳＩ内部の回路セルの接続および設定を再構成可能なリコンフィギュラブル・プロセッサを利用してもよい。さらには、半導体技術の進歩又は派生する別技術によりＬＳＩに置き換わる集積回路化の技術が登場すれば、当然、その技術を用いて機能ブロックの集積化を行ってもよい。

【産業上の利用可能性】

【００６２】

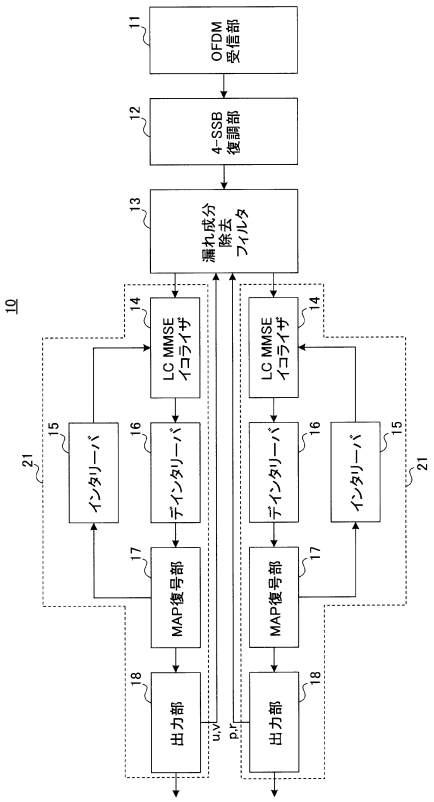
本発明は、デジタル放送システムまたは移動通信システムに有用である。

【符号の説明】

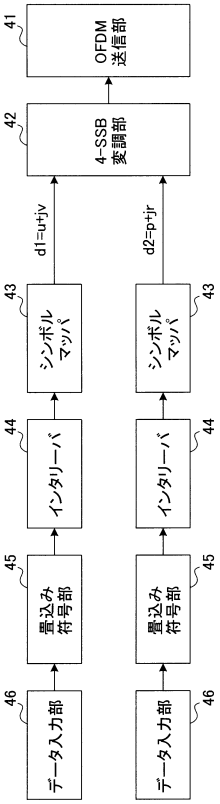
【００６３】

１０　受信装置
１１　ＯＦＤＭ受信部
１２　４－ＳＳＢ復調部
１３　漏れ成分除去フィルタ
２１　復号部
Ｆ１，Ｆ２　ヒルベルト変換器
４０　送信装置
４１　ＯＦＤＭ送信部
４２　４－ＳＳＢ変調部
４５　畳込み符号部

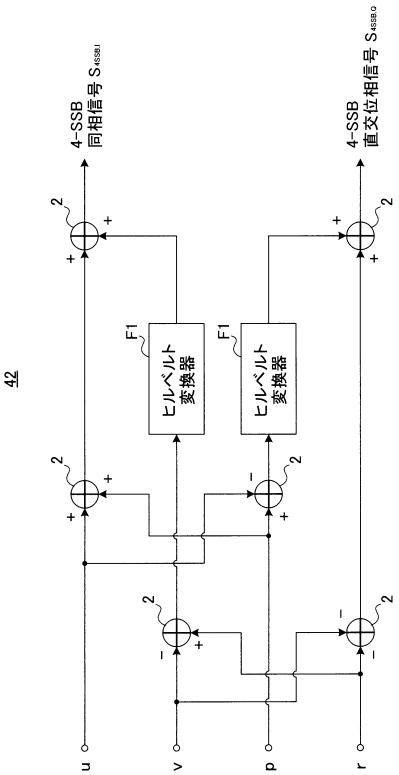
【図１】


10
11
OFDM
受信部
12
4-SSB
復調部
13
漏れ成分
除去
フィルタ
14
LC MMSE
イコライザ
15
インタリーバ
16
デインタリーバ
17
MAP復号部
18
出力部
u,v
p,r
21

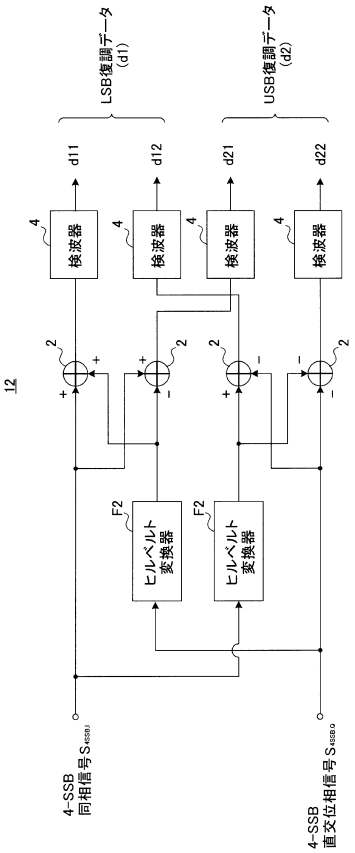
【図２】


40
41
OFDM
送信部
42
4-SSB
変調部
d1=u+jv
d2=p+jr
43
シンボル
マッパ
44
インタリーバ
45
畳込み
符号部
46
データ入力部

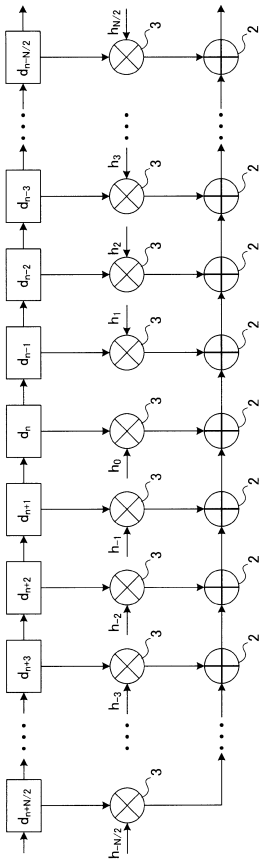
【図３】


42
4-SSB
同相信号 $S_{4SSB,I}$
4-SSB
直交位相信号 $S_{4SSB,Q}$
F1
ヒルベルト
変換器
2
u
v
p
r

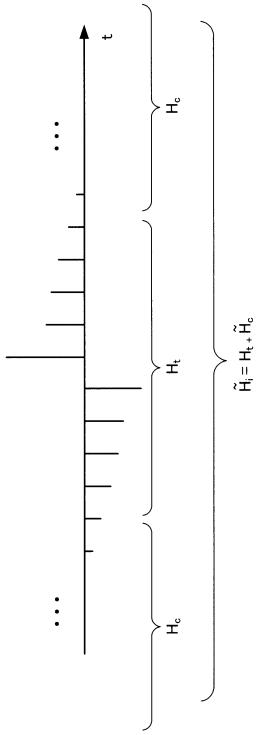
【図４】


12
LSB復調データ
(d1)
USB復調データ
(d2)
d11
d12
d21
d22
4
検波器
2
F2
ヒルベルト
変換器
4-SSB
同相信号 $S_{4SSB,I}$
4-SSB
直交位相信号 $S_{4SSB,Q}$

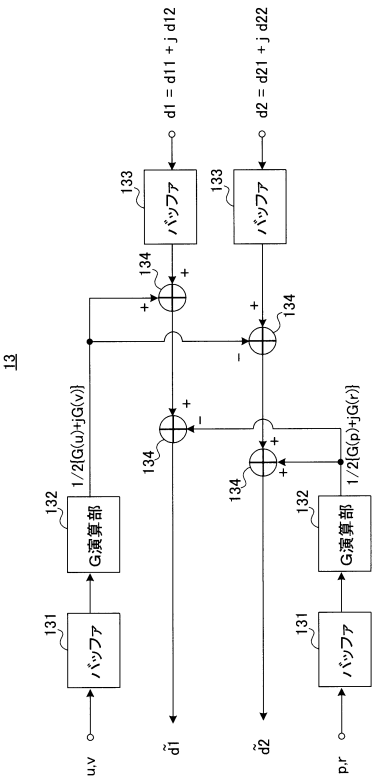
【図５】



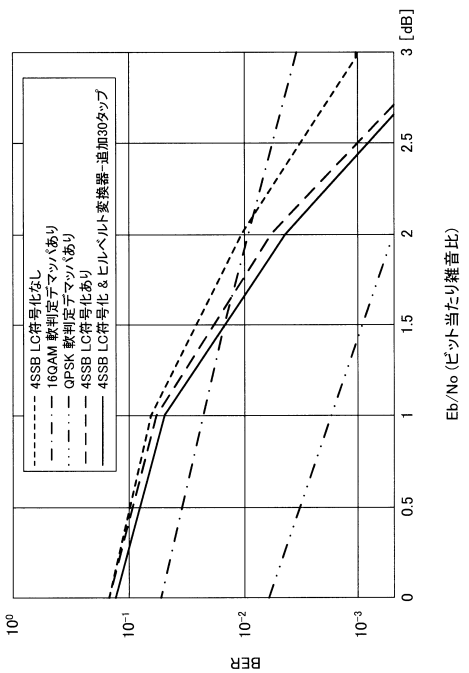
【図６】



【図７】


13
u,v
131
バッファ
132
G演算部
1/2[G(u)+jG(v)]
134
133
バッファ
d1 = d11 + j d12
d2 = d21 + j d22
p,r
1/2[G(p)+jG(r)]

【図８】


4SSB LC符号化なし
16QAM 軟判定デマッパあり
QPSK 軟判定デマッパあり
4SSB LC符号化あり
4SSB LC符号化 & ヒルベルト変換器 追加30タップ
BER
Eb/No (ビット当たり雑音比)

フロントページの続き

(72)発明者　周　振宇
東京都新宿区戸塚町１丁目１０４番地　学校法人早稲田大学内

審査官　羽岡　さやか

(56)参考文献　特開平０６－２０４７９４（ＪＰ，Ａ）
国際公開第２００５／０１１２２３（WO，Ａ１）
特開２０１０－０６８１７７（ＪＰ，Ａ）
Yi JIANG et al., Performance Evaluation of the Orthogonal Four Single Sideband Element s Modulation Scheme in Multi-Carrier Transmission System, 電子情報通信学会技術研究報告 RCS 無線通信システム，２０１１年　8月１８日, Vol.111, No.180, P.81-86, RCS2011-126
Yi Jiang et al., A Study on the Demodulation of Four Single Sideband Signals in Multi-carrier Systems, 日本シュミレーション学会論文誌，２０１２年１２月, Vol.4,No.3, P.116-125

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
Ｈ０４Ｊ　１１／００
Ｈ０４Ｌ　２７／００－２７／３８
Ｈ０４Ｂ　１／０４