

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4355443号
(P4355443)

(45) 発行日 平成21年11月4日 (2009. 11. 4)

(24) 登録日 平成21年8月7日 (2009. 8. 7)

(51) Int. Cl.

F I

H04J 11/00 (2006.01)

H04J 11/00

A

H03M 3/02 (2006.01)

H03M 3/02

請求項の数 11 (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2000-389165 (P2000-389165)
 (22) 出願日 平成12年12月21日 (2000. 12. 21)
 (65) 公開番号 特開2001-217800 (P2001-217800A)
 (43) 公開日 平成13年8月10日 (2001. 8. 10)
 審査請求日 平成19年12月17日 (2007. 12. 17)
 (31) 優先権主張番号 99403266.2
 (32) 優先日 平成11年12月23日 (1999. 12. 23)
 (33) 優先権主張国 欧州特許庁 (EP)

(73) 特許権者 504199127
 フリースケール セミコンダクター イン
 コーポレイテッド
 アメリカ合衆国 78735 テキサス州
 オースティン ウィリアム キャノン
 ドライブ ウェスト 6501
 (74) 代理人 100116322
 弁理士 桑垣 衛
 (72) 発明者 ナディム・クラット
 フランス キュニョー 31270 ルー
 ・ピエール・ド・ファーマット24
 (72) 発明者 ステファン・カフナー
 アメリカ合衆国 イリノイ州 60102
 アルゴンクイン アップルウッド・レー
 ン940

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 2重デジタル低IF複合受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

キャリアの同相 - 直角位相 (IQ) 変調を有する広帯域キャリア信号または狭帯域キャリア信号として送信される送信情報を受信しかつ処理するよう構成された通信受信機であって、

広帯域信号の帯域幅 (BW) を包含するのに十分広いスペクトルの一部を検出し、かつ該検出した信号を I および Q 成分におけるベースバンドへと変換するための検出および変換手段 (100 ~ 108) であって、各々の成分は BW / 2 の帯域幅を有するもの、を具備し、さらに、

前記 I および Q 成分を少なくとも広帯域信号からさらに他の I および Q 成分に変換してサブ成分 (II, IQ, QI および QQ) を形成するためのさらに他の変換手段 (110 ~ 116) であって、前記サブ成分の各々は BW / 4 の帯域幅を有し、かつ元の送信情報の部分を含むことができるもの、

広帯域モードにおいて、前記サブ成分 (II, IQ, QI および QQ) の各々を別個に処理して元の送信情報の部分を抽出するよう動作し、かつ狭帯域モードにおいて、狭帯域送信信号内の情報 (II および QI) を含む前記サブ成分の各々を別個に処理して元の送信情報の部分を抽出するよう動作可能な処理手段 (118 ~ 140)、および

前記抽出された情報を再結合して元の送信情報を再現するための再結合手段 (142)

を具備することを特徴とする通信受信機。

10

20

【請求項 2】

前記検出および変換手段（100～108）は、受信された無線信号を単一の局部発振器出力（105）によって混合して前記受信された無線信号を前記処理が行なわれる周波数へとダウンコンバートし、かつその後該ダウンコンバートされた信号を独立したかつ同時的な処理のために $BW/2$ の帯域幅を有する成分へと分割することを特徴とする請求項 1 に記載の通信受信機。

【請求項 3】

前記検出および変換手段（100～108）は、受信された無線信号を単一の局部発振器出力（105）により混合して前記受信された無線信号を中間周波数へとダウンコンバートし、かつその後該ダウンコンバートされた信号を独立したかつ同時的な処理のために $BW/2$ の帯域幅を有する成分へと分割することを特徴とする請求項 1 に記載の通信受信機。

10

【請求項 4】

前記さらに他の変換手段（110～116）は、前記ダウンコンバートされた I および Q 成分を局部的に発生された信号と混合して前記サブ成分（II, IQ, QI および QQ）を生成するための成分混合手段を具備することを特徴とする請求項 2 または 3 に記載の通信受信機。

【請求項 5】

前記成分混合手段は、そのデジタル入力が局部発振器からの低周波デジタル局部発振器信号によって駆動される乗算器 DAC を具備することを特徴とする請求項 4 に記載の通信受信機。

20

【請求項 6】

前記乗算器 DAC は自動利得調整のための利得制御を提供することを特徴とする請求項 5 に記載の通信受信機。

【請求項 7】

前記処理手段（118～140）は、アナログ - デジタル変換器（126～132）を具備することを特徴とする請求項 6 に記載の通信受信機。

【請求項 8】

前記アナログ - デジタル変換器（126～132）は、広帯域または狭帯域変換のためのプログラム可能なオーバーサンプリング比を備えたシグマ - デルタ A/D 変換器からなることを特徴とする請求項 7 に記載の通信受信機。

30

【請求項 9】

前記さらに他の変換手段（110～116）は、前記サブ成分（II, IQ, QI および QQ）のためのそれぞれの経路を有し、前記サブ成分の内の 2 つの経路は狭帯域モードにおいてディスエーブルされることを特徴とする請求項 1～8 の内のいずれか 1 項に記載の通信受信機。

【請求項 10】

前記再結合手段（142）は、前記再結合プロセスの間にデジタル局部発振器（105）からの信号との複素混合と組み合わせて前記サブ成分のためのデジタル利得および位相修正を行なうよう構成されていることを特徴とする請求項 1～9 の内のいずれか 1 項に記載の通信受信機。

40

【請求項 11】

前記再結合手段（142）は前記再結合プロセスの間に前記デジタル局部発振器を位相シフトすることにより位相の不連続性を除去するよう構成されていることを特徴とする請求項 10 に記載の通信受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は通信受信機に関し、かつより特定的には広帯域符号分割多元接続（Wide Band Code Division Multiple Access: WBCDM

50

A)のようなあるモードにおける広帯域信号を、かつまた、欧州セルラ電話システムGSM(グローバル・システム・モバイル: Global System Mobile)が1つの例である、時分割多元接続(TDMA)のような他のモードに対する中帯域または狭帯域信号を受信することができる受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】

今日の通信システム、例えばセルラ電話通信システム、は狭帯域または中帯域技術で動作する。前記GSMセルラ電話システム、時分割多元接続(TDMA)システム、はそのような中帯域システムの1つである。例えば、データまたはビデオ伝送に対するより高速の送信の要求が増大するに依りて、より広い帯域の技術がより望ましいものになってくる。セルラ通信のための1つのそのような広帯域技術は広帯域符号分割多元接続(WBCDMA)である。新しい技術が発展するに依りて、1つより多くの通信システムで動作して1つのシステムから他のものへと推移できるようにしあるいはユーザが両方のシステムの組み合わせられた能力および特徴(フィーチャ: features)へとアクセスできるようにする通信機器を提供することが一般的になっている。したがって、通信受信機が狭帯域または中帯域のシステムからかつまた広帯域通信システムの双方から信号を受信できることが必要とされる。

10

【0003】

単一の広帯域および中帯域受信機を提供するための今日の努力は各々のモードに対して異なる受信機データ経路を提供することによって各々のモードに対する受信機回路を単に2重化した受信機設計を生じる結果となっている。一例として、ヨーロッパにおいて現在開発されている前記広帯域CDMAシステム、万能移動電話システム(Universal Mobile Telephone System: UMTS)、においては、チャネル帯域幅は3.84MHzであり、一方現在の欧州セルラシステム、GSM、は200KHzの帯域幅を有している。これらのシステムの双方はIQ変調モードで動作し、その場合送信されるべき情報は、適切に符号化された後、キャリア信号に重畳された同相および直角位相変調成分において提供され複素信号または複合信号を生成し、これはその後受信機によってデコードされて元の符号化された情報を出現させることになる。

20

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

30

現在これら2つのモードは異なるダウンコンバージョン・ミキサ、ブロック・フィルタ、増幅器、アンチエイリアシング・フィルタ(antialiasing filters)、およびアナログ-デジタル変換器を備えた2つの異なる受信機回路を設けることによって1つの通信受信機ユニット内へと組み合わせられている。前記受信機回路の各々は従って送信された信号のIおよびQ成分を受信しかつデコードすることができる別個の受信機である。

【0005】

したがって、いくつかのモードで動作可能でありかつ回路の多くの要素が各モードで使用可能であり、従って受信機において必要な回路の数を低減することにより受信機の複雑さを低減する単一の通信受信機を提供することが有利であろう。

40

【0006】

前記WBCDMA UMTSシステムの帯域幅は3.84MHzであるから、前記WBCDMA信号の各々のIおよびQ成分は3.84MHz/2の範囲にあることになる。これらの広い帯域幅は、送信信号の要求されるダイナミックレンジが与えられれば、フラッシュ(Flash)またはパイプライン化(Pipelined)データコンバータのような複雑なデータコンバータまたはデータ変換器を使用することを必要とし、該データコンバータは、非常に高速であるためスペクトル拡散システムにおける送信された符号を再生するために符号のトラッキングを可能とするよう高いサンプリングレートを許容するが、GSMモードにとって特に適したのではなく、それはこれらのデータコンバータは高い電力消費および限られたダイナミックレンジ(10ビット)を有するのに対しGSMモー

50

ドは高いダイナミックレンジ（１４ビット）を必要とするが低いサンプリングレートを許容するためである。より低い電力消費は、もちろん、セルラ電話のような携帯用または移動通信機器においては常に望ましいものである。前記ＧＳＭモードは異なる帯域幅に対して容易にプログラム可能であり、より広いダイナミックレンジを有し、かつ電力消費が少ないシグマ - デルタ（ $\Sigma - \Delta$ ）デジタル - アナログ変換器または他の変換器を使用できるようにする。

【０００７】

【課題を解決するための手段】

上述のおよび他の利点はある広帯域チャネルのサブバンド（ $sub - bands$ ）をデュアル低中間周波（ IF ）デジタル手法を使用して I 、 IQ 、 QI 、 QQ と称されるより狭い帯域幅成分へと重ね合わせる（ $superimpose$ ）ことによって得ることができ、この場合各々の成分は中帯域幅または狭帯域幅モードが選択された場合に再使用できる共通のデータコンバータを使用することができる。

10

【０００８】

これは送信のために広帯域または狭帯域のキャリアへと符号化されかつ変調された情報を伝達する無線信号を検出しかつ復調するためのデュアルモード通信受信機を提供することによって達成でき、該通信受信機は検出された帯域をサブバンドへと再分割しかつ該サブバンドを該サブバンドの帯域幅と同様の帯域幅を備えた複数の成分へと重ね合わせるための手段、各々の成分に別個に含まれる情報の部分を処理するための手段、および前記成分からの処理された情報を組み合わせて送信された元の情報を再現するための手段を具備する。

20

【０００９】

これはまた送信のために広いまたは狭い帯域幅のキャリアへと符号化されかつ変調された情報を伝達する無線信号を検出しかつ復調するためのデュアルモード通信受信機を動作させる方法を提供することによって達成でき、該方法は、検出された信号を検出されたサブバンドへと再分割する段階、前記検出されたサブバンドを前記サブバンドの帯域幅と同じまたは同様の帯域幅を備えた複数の成分へと重ね合わせる段階、各々の成分に別個に含まれる情報の部分を処理する段階、および前記成分からの処理された情報を組み合わせて元の送信された情報を再現する段階を具備する。

30

【００１０】

【発明の実施の形態】

図１は、本発明に係わる通信受信機の全体のブロック図である。入力信号 V_{in} は前に述べたように無線周波または中間周波チャネルへと変換されるベースバンド・スペクトルを表わす複素または複合信号であり、同相（ $In - phase$ ）および直角位相（ $Quadrature - phase$ ）成分を有する入力信号を生成するために送信機における変調器によって加えられる情報を有し、該入力信号 V_{in} は増幅器１００に印加され、該増幅器１００の出力は２つの直交ミキサまたはダウンコンバータ１０２、１０４に供給される。入力信号 V_{in} は BW の帯域幅を有する。入力信号 V_{in} は４つのサブバンドへと再分割される。

40

【００１１】

IQ ダウンコンバータ１０２、１０４は無線周波信号（ RF ）または中間周波（ IF ）チャネルを、例えば、ギルバート型ミキサ（ $Gilbert\ Type\ of\ Mixer$ ）またはチョッパ型ミキサ（ $Chopper\ Type\ of\ Mixer$ ）を使用して DC スペクトルへとダウンコンバートする。

【００１２】

局部発振器（ $Local\ Oscillator$ ）１０５は２つのアナログ - デジタル変換器１０６および１０７をドライブして直交アナログ出力（ $\sin(wt)$ および $\cos(wt)$ ）、この場合 $w = 2 * \pi * BW / 4$ ）を生成し、これらは次に直交ネットワーク１０８をドライブし、該直交ネットワーク１０８は２つの RF または IF 発振器信号を伝達するために $\pi / 2$ で分割または除算し、これらの信号は直交ミキサ１０２、１０４の

50

2つの局部発振器ポートに供給するために直交している。

【0013】

ミキサ102および104の出力はベースバンドまたは低中間周波数における（以後、ベースバンドへの言及は代わりに、受信機の設計に応じて、低中間周波を含むことがある）入力信号 V_{in} の直交表現である。

【0014】

ミキサ102および104の出力は第1のローパス・ブロックフィルタ（容量）によって波されかつ次にそれぞれさらに他のミキサ（乗算器）110, 112, 114および116に供給され、これらのミキサにおいて帯域幅 $BW/2$ のIおよびQサブバンド成分はさらに帯域幅 $BW/4$ の4つの成分 II , IQ , QI および QQ へと分割される。これら4つの成分は増幅されかつ、各々 $BW/4$ に等しいかまたはそれより大きな帯域幅を有する、ローパスフィルタ118, 120, 122および124によってさらなるブロックろ波（blocking filtering）を行なうために波される。

10

【0015】

前記ミキサはIおよびQ IFまたはRFからベースバンドへのミキサ102および104を除き低周波ミキサ/乗算器である。該ミキサ/乗算器110, 112, 114および116は利得を有する乗算器DACとして実施することができ、この場合デジタル入力ポートは供給される $\cos(wt)$ および $\sin(wt)$ のデジタル表現を有しかつ前記アナログ入力ポートはミキサ102および104のろ波された出力である。乗算器DACのクロック周波数はこのクロックの高調波におけるスプリアス応答を避けるために前に設けられるブロックの量に依存する。また、この乗算器DACは受信機における自動利得制御（AGC）信号を設定するために使用できる。

20

【0016】

前記ローパスフィルタは一般に広帯域または中帯域または狭帯域ろ波できるようにプログラム可能なカットオフ周波数を備えたアクティブまたは能動RC型のフィルタに基づいている。これらのフィルタは $BW/4$ に等しい帯域幅を有し、これは同様のブロック排除要求を備えた $BW/2$ に等しい帯域幅のフィルタに対してそれらの設計を簡略化する。これは前記フィルタがフィルタごとに要求されるポール数を低減できるようにし、それは次により少ないグループまたは群および振幅リップルを導入することになる。また、プログラミングのカットオフ周波数範囲が低減される。

30

【0017】

ローパスフィルタ118, 120, 122および124の出力は、シグマ・デルタA/D変換器とすることができる、アナログ・デジタル変換器126, 128, 130および132、ならびにデシメーション・フィルタ134, 136, 138および140へと供給され後に詳細に説明する成分信号 II_f , IQ_f , QI_f および QQ_f を生成する。該信号はコンバイナ142において利得および位相修正されかつ再結合されて出力信号 V_{out+} および V_{out-} を生成する。これらの出力信号はその後復調されかつデコードされて送信機の変調器によって前記複素または複合入力信号へと前に符号化された情報を表わすデジタルビットストリームを生成する。

【0018】

アナログ・デジタル変換器126, 128, 130および132は好ましくは種々の広帯域または中帯域または狭帯域信号成分に対してオーバーサンプリング比をプログラム可能なシグマ・デルタ型のA/D変調器である。前記成分 II , IQ , QI , QQ はそれらの帯域幅が各々 $BW/4$ に低減されているから、これは同じダイナミックレンジに対してシグマ・デルタに対するオーバーサンプリングの要求されるオーバーサンプリング・クロック周波数を低減する。例えば、 $BW = 3.84 \text{ MHz}$ を有するWBCDMAモードにおいては、前記オーバーサンプリングクロックは 26 MHz の範囲において選択されそれによって10ビットの分解能に対して $26 \text{ MHz} / (3.84 \text{ MHz} / 4) = 27.08$ の範囲になるようにされ、一方、GMSモードにおいては、前記オーバーサンプリングクロックは14ビットの分解能に対してオーバーサンプリング比 $13 \text{ MHz} / 0.2 \text{ KHz} = 65$ に対し13

40

50

MHzとなる。

【0019】

前記シグマ - デルタ変調器126, 128, 130および132はオーバサンプリングの特定周波数でオーバサンプルされたデジタルストリームを発生する。これらのデジタル出力はこの種の変調器にとって典型的であるようにシグマ - デルタ変調器の次数 (order) および形式に応じて成形されたノイズスペクトルを含む。前記デジタル出力は次にデジタル的にろ波されてシグマ - デルタ変調器の前記成形されたノイズを除去し、かつ次に選択ろ波 (selectivity filtering) を行なうためにより低いクロックレートで動作するデシメーション・デジタルフィルタ134, 136, 138および140によってさらに処理するためにより低いクロック周波数へとデシメイトされる。デジタル出力IIf, IQf, QIfおよびQQfは次にコンバイナ142におけるデジタル乗算器および加算器によって処理されて利得および位相の不均衡の修正を行ないかつベクトルVout++およびVout+-で表わされる4つのデジタル出力成分を発生する。

10

【0020】

アナログフィルタ118, 120, 122および124、シグマ - デルタ変換器126, 128, 130および132、およびデジタル・デシメーションフィルタ134, 136, 138および140の帯域幅はまたいくつかの帯域幅設定を取り扱うためにプログラム可能にすることができる。

20

【0021】

図1に示される好ましい実施形態においては、受信機が示されており、該受信機においては、入力信号は4つの成分に分割される。しかしながら、入力信号の帯域幅および前記成分の所望の帯域幅に応じて異なる数の成分を使用できることが理解されるであろう。

【0022】

図1の受信機の動作は図2～図5に示される受信機における種々のポイントでの信号のスペクトル表現を参照することにより最もよく理解することができる。増幅器100に印加される入力チャネルは図2においてそれぞれ、以後sub0, sub1, sub2およびsub3と称されかつ参照数字160, 162, 164および166によって参照される4つのサブバンドへと再分割または細分される。図2は4つのサブバンドへと分割された後のVinのスペクトル表現である。前記サブバンドの各々はBW/4の帯域幅を有する。

30

【0023】

これら4つのサブバンドの基礎を成すRFチャネルはRFまたはIF周波数から、ミキサ102および104の出力として、2つの成分、IおよびQ、においてベースバンドへとダウンコンバートされ、これらの出力は直交位相関係にありかつ各々の成分はBW/2 (0からBW/2) のスペクトル帯域幅を有する。

【0024】

もしベクトル $V_{in} = I + j \cdot Q$ がベースバンドにおける入力チャネルの表現であるとするれば、 V_{in} は前記4つのサブバンドに対応する4つのベクトルの合計として表現することができ、例えば、 $V_{in} = V_{in0} + V_{in1} + V_{in2} + V_{in3}$ となる。図2はまたこの表現を示し、そこでは V_{in0} はsub0に対応し、 V_{in1} はsub1に対応し、 V_{in2} はsub2に対応し、そして V_{in3} はsub3に対応する。

40

【0025】

図3(a)および図3(b)は、その構成要素IおよびQ成分(ラインf上)で表現されたVinのスペクトルを示す。したがって、 V_{in} の実数部、例えば、 $I = I_0 + I_1 + I_2 + I_3$ はそれぞれ図3(b)において160I, 162I, 164Iおよび166Iとして示され、かつ虚数部は $j \cdot Q = j \cdot Q_0 + j \cdot Q_1 + j \cdot Q_2 + j \cdot Q_3$ はそれぞれ図3(a)において160Q, 162Q, 164Qおよび166Qとして示されている。

【0026】

50

それから、前に述べたように、 $sub\ 3, 166$ は $sub\ 0, 160$ と混合され、 $sub\ 2, 164$ は $sub\ 1, 162$ と混合され、再び前記fラインの下にIおよびj・Qスペクトルが別個に見られる。

【0027】

各々の成分IおよびQは次にミキサ110, 112, 114および116において低IF直交信号 $\cos(wt)$ および $\sin(wt)$ と混合され(この場合、 $w = 2 \cdot \pi \cdot BW / 4$ または最も近い値である)、すなわち前記低IFクロックはIまたはQ帯域幅の半分である。該動作は次のようになる。

【数1】

$$IIf = II * HII, \quad II = I \cos(wt)$$

$$IQf = IQ * HIQ, \quad IQ = I \sin(wt)$$

$$QIf = QI * HQI, \quad QI = Q \cos(wt)$$

$$QQf = QQ * HQQ, \quad QQ = Q \sin(wt)$$

【0028】

この場合、 HII , HIQ , HQI および HQQ は、それぞれ、前記 II , IQ , QI および QQ 経路における、それぞれ、アナログおよびデジタルフィルタ118, 120, 122および124、および134, 136, 138および140の伝達関数である。

前記*は時間領域のたたみ込み(convolution)を意味する。

【0029】

【数2】

$$II = I \cdot (e^{+j(wt)} + e^{-j(wt)}) / 2$$

$$IQ = I \cdot (e^{+j(wt)} - e^{-j(wt)}) / 2j$$

$$QI = Q \cdot (e^{+j(wt)} + e^{-j(wt)}) / 2$$

$$QQ = Q \cdot (e^{+j(wt)} - e^{-j(wt)}) / 2j$$

【0030】

$e^{+j(wt)}$ による乗算はスペクトルを $+w$ だけ、すなわち、 $+BW/4$ だけシフトすることと等価である。 $e^{-j(wt)}$ による乗算は $-w$ だけ、すなわち $-BW/4$ だけスペクトルをシフトすることと等価である。

【0031】

結果として図4(a)、図4(b)、図4(c)および図4(d)に示されるスペクトルになり、これらの図はまたそれぞれ前記フィルタ118, 120, 122および124の出力を、各々図面に示される、 II , IQ , QI および QQ として図式的に示す。帯域幅 $BW/2$ のフィルタとしてかつ、それぞれ、 IIf , IQf , QIf および QQf としてフィルタ134, 136, 138および140の出力も帯域幅 $W/2$ のフィルタとして示されている。上で述べたスペクトルのシフトもまた図4に図式的に示されている。前記 II , IQ , QI および QQ 経路におけるフィルタの出力の各々は前記4つのサブバンドの各々を含み、これが成分 II , IQ , QI および QQ が図4(a)~図4(d)に示されるように、重ね合わされた4つのサブバンドを有する理由であり、かつ従って入力信号 V_{in} 内に元々含まれる全ての情報が元の信号を再現するために利用または入手可能であるが、信号の処理は元の信号 V_{in} よりも狭い帯域幅において行なわれ従って広い帯域幅をサポートするためこの動作を行なうために通常使用されるフラッシュまたはパイプライン化データコンバータではなくシグマ-デルタA/D変換器によって達成できる。

【0032】

送信された元の(しかしながら、今や処理された)情報の再現の形式で出力を生成するため、前記4つのサブバンドの各々の情報はコンバイナ142において再結合されて2つのベクトル成分 V_{out+} および V_{out-} を形成しなければならない。

【数3】

$$V_{out+} = (IIf - QQf)$$

$$+ j \cdot (IQf + QIf)$$

$$V_{out-} = (IIf + QQf)$$

10

20

30

40

50

$$+ j \cdot (-I Q f + Q I f)$$

【0033】

したがって、それぞれ図5(a)および図5(b)に図式的に示されるように、前記 V_{out++} ベクトルはサブバンド0およびサブバンド1、160および162、の再現に対応し、かつ前記 V_{out-+} ベクトルはサブバンド2およびサブバンド3、164および166、の再現に対応する。コンバイナ142による再結合はいくつかの方法で行なわれ、例えば次のように行なうことができる。

V_{out++} に対して $I I f - Q Q f = I_{++}$ を達成するため加算器/減算器を使用する。

V_{out++} に対して $I Q f + Q I f = Q_{++}$ を達成するため加算器/減算器を使用する。

V_{out-+} に対して $I I f + Q Q f = I_{-+}$ を達成するため加算器/減算器を使用する。

V_{out-+} に対して $-I Q f + Q I f = Q_{-+}$ を達成するため加算器/減算器を使用する。

【0034】

前記演算操作 $V_{out++} e^{-j(\omega t)}$ は複素乗算器を使用して形成され、加算器および乗算器を使用して次のデジタル演算操作を行なう。すなわち、 $(I_{++} + j \cdot Q_{++}) \cdot (\cos(\omega t) - j \cdot \sin(\omega t)) = I_{++} \cdot \cos(\omega t) + Q_{++} \cdot \sin(\omega t) + j \cdot (-I_{++} \cdot \sin(\omega t) + Q_{++} \cdot \cos(\omega t))$

【0035】

演算操作 $V_{out-+} e^{j(\omega t)}$ は複素乗算器を使用して形成され、加算器および乗算器を使用して次のデジタル演算操作を行なう。すなわち、 $(I_{-+} + j \cdot Q_{-+}) \cdot (\cos(\omega t) + j \cdot \sin(\omega t)) = I_{-+} \cdot \cos(\omega t) - Q_{-+} \cdot \sin(\omega t) + j \cdot (I_{-+} \cdot \sin(\omega t) + Q_{-+} \cdot \cos(\omega t))$

【0036】

前記成分 $I I f$, $I Q f$, $Q I f$ および $Q Q f$ の4つ全ては各々のサブバンドを再現するために必要とされることに注意を要する。サブバンドを別個に復元するために4つ全ての成分が利用できることが要求される。各々の成分 ($I I$, $I Q$, $Q I$ および $Q Q$) は前記 $BW/4$ の中にそれらのそれぞれのスペクトルで示されるように4つのサブバンド全てに関連する情報を含んでいる。これが受信機が4つのサブバンド全てを並列に処理することができるようにしかつより好ましい A/D 変換技術を使用できるようにする。このため、前記受信機は2重デカルト (ダブル・カーテシアン: Double Cartesian) 受信機と称することができ、それは各々のサブバンドを再現するために前記4つの成分が必要とされるからである。

【0037】

また、これら4つの実数成分は $BW/4$ のスペクトル幅を有しかつこれら4つの成分をデジタル化するために同じローパス A/D 変換器を備えた同じローパスフィルタが必要とされることに注意を要する。

【0038】

本発明を採用した受信機は $BW/4$ の帯域幅要求を有する $I I f$, $Q Q f$, $Q I f$ および $I Q f$ と称される4つのベースバンド出力成分 (2重デカルト) を備えた帯域幅 BW の $R F$ または $I F$ 入力チャネルを有する受信機とみることができる。元のスペクトルを再現し戻すため、2つの再現ベクトル V_{out++} および V_{out-+} がそれぞれ $-w$ だけかつ $+w$ だけシフトされることが必要であり、かつそれぞれ $e^{-j(\omega t - \phi_{i0})}$ および $e^{+j(\omega t - \phi_{i0})}$ で乗算されることが必要である。

【0039】

【数4】

$$V_{out\ r} = V_{out++} \cdot e^{-j(\omega t - \phi_{i0})}$$

$$+ V_{out-} + \cdot e^{+j(wt - \phi_0)}$$

この場合、 ϕ_0 は位相の不連続を除去するよう選択される。 $\sin(wt)$ および $\cos(wt)$ が発生される必要があるから、 $\sin(wt)$ および $\cos(wt)$ を発生した位相発生器は単に $-\phi_0$ のオフセットでスタートする。

【0040】

V_{out+} および V_{out-} をそれらの表現で置き換えることにより次の式を得る。

【数5】

$$\begin{aligned} V_{out} \quad r &= 2(IIf \cdot \cos(wt - \phi_0) \\ &+ IQf \cdot \sin(wt - \phi_0)) \\ &+ 2 \cdot j \cdot (QIf \cdot \cos(wt - \phi_0) \\ &+ QQf \cdot \sin(wt - \phi_0)) \end{aligned}$$

10

【0041】

すなわち、再現された同相および直角位相成分は次のようになる。

【数6】

$$\begin{aligned} Ir &= (IIf \cdot \cos(wt - \phi_0) \\ &+ IQf \cdot \sin(wt - \phi_0)) \\ Qr &= (QIf \cdot \cos(wt - \phi_0) \\ &+ QQf \cdot \sin(wt - \phi_0)) \end{aligned}$$

【0042】

上で述べた数式に従って再現されたベクトル $V_{out} \quad r$ の実数および虚数出力を発生するためかつまた前記4つの経路によって導入される不整合に対する利得および位相修正を提供するためにコンバイナ142の再現構成が図6に示されている。図6において実施される再結合方程式 $Ir = (IIf \cdot \cos(wt - \phi_0) + IQf \cdot \sin(wt - \phi_0))$ および $Qr = (QIf \cdot \cos(wt - \phi_0) + QQf \cdot \sin(wt - \phi_0))$ はまたそれらがそれらの間で整合しない場合に前記成分の間の利得および位相修正を使用する。

20

【0043】

IIf は利得修正項 K_{ii} によって乗算され、 IQf は利得修正項 K_{iq} によって乗算され、 QQf は利得修正項 K_{qq} によって乗算され、かつ QIf は利得修正項 K_{qi} によって乗算され、これらの乗算はそれぞれ乗算器170, 172, 174および176によって行なわれる。前記利得修正項は修正された各項が等しい振幅になるよう選択される。

30

【0044】

さらに、 IIf , IQf , QIf および QQf の間で位相を修正することが必要とされる。例えば、 IIf を $\cos(wt - \phi_0)$ により、乗算するよりはむしろ、それは乗算器178において $\cos(wt - \phi_0 + \phi_{IIQ})$ によって乗算され、この場合 ϕ_{IIQ} は IIf および IQf の間の位相の不整合を補償するために IQf に対して IIf の位相をシフトするために使用される位相値である。同様に、前記項 ϕ_{QI} は乗算器180において適用される QIf および QQf の間の位相不整合を補償するための位相修正である。

40

【0045】

いったん IIf および IQf が利得および位相整合されると、かつ QIf および QQf が利得および位相整合されると、 (IIf, IQf) 、加算器182の出力、および (QQf, QIf) 、加算器184の出力、は位相が整合されなければならない。これは加算器182の出力に加算器184の出力である項 K_{ri} を加算することによって行なわれる。これは単に次の式で説明できる。

【数7】

$$\begin{aligned} \cos(wt + \phi_{IIQ}) \\ &= \cos(wt) \cos(\phi_{IIQ}) \\ &+ \sin(wt) \cdot \sin(\phi_{IIQ}) \end{aligned}$$

【0046】

50

これは、位相値 Phi R によって修正するために、虚数部 $\sin(wt)$ (加算器 184 の出力) がとられかつ $Kri = \sin(\text{Phi IR})$ によって乗算され、そして加算器 182 の出力 $\cos(wt) \cdot \cos(\text{Phi IR})$ に加えられることを意味する。 $\cos(\text{Phi IR})$ による乗算の演算は加算器 182 の前に $Kii = Kii \cdot \cos(\text{Phi IR})$ および $Kiq = Ki q \cdot \cos(\text{Phi IR})$ の変更によって達成でき乗算器を節約する。

【0047】

したがって次のようになる。

【数8】

$$\begin{aligned} Ir &= Kii \cdot \cos(\text{Phi IR}) \\ &\cdot If f \cdot \cos(wt - \text{phi } 0 + \text{Phi IQ}) \\ &+ Ki q \cdot \cos(\text{Phi IR}) \\ &\cdot IQ f \cdot \sin(wt - \text{phi } 0) \\ &+ Qr \cdot Kri、および \\ Qr &= Kqq \cdot QQ f \\ &\cdot \sin(wt - \text{phi } 0 - \text{Phi QI}) \\ &+ Kqi \cdot QIf \cdot \cos(wt - \text{phi } 0) \end{aligned}$$

10

【0048】

前記受信信号が狭帯域幅または中帯域幅(これらの双方は本説明の目的で狭帯域と称することができ、その理由はそれらが前に述べた広帯域に対して狭いからである)を有する場合、すなわち BW よりはむしろ $BW/2$ のような場合(例えば、GSMセルラ電話信号)、前記受信機の成分の枝路の内の2つはオフに切り替えることができ、一方他の2つの枝路はオンに留めることができ、デジタル局部発振器が0に設定されまたは利得制御(AGC)を設定するために使用される。(すなわち、 $\cos(wt) = 1$ または $\cos(wt) = AGC$ および $\sin(wt) = 0$ である。)これは次に単一デカルト受信機として機能する。

20

【0049】

図1の受信機は図7においてそのようなモードで示されている。図6に示されるように、図7の受信機への入力は図1のものと同様に操作され、すなわち、局部発振器105、および局部発振器直交発生器108は前に述べたのと同じ信号を生成し、これは入力チャンネルをベースバンドへと低減しかつスペクトルをそのIおよびQ直交成分へと分割するよう作用するミキサ102および104と同様である。しかしながら、図6の受信機においては、IQおよびQQ経路はそこへの入力信号を0によって乗算することによりディスエーブルされる。これは2つの経路のみがアクティブに留まるようにし、前記複合の、しかしながら、狭い、またはより狭い、帯域の入力信号のIおよびQ成分の各々に対して1つの経路を許容する。

30

【0050】

前記アクティブな経路IIおよびQIはそれぞれアナログのローパスフィルタ118および122において入力チャンネルをろ波し、A/D変換器126および130(これはシグマ-デルタ変換器とすることができる)においてアナログ-デジタル変換を行ない、かつフィルタ134および138においてデジタルろ波を提供し、出力信号IoutおよびQoutを生成し、これらは次に送信機によって符号化された元の符号化情報を引き出すために使用される。

40

【0051】

理解できるように、このようにして広帯域および狭帯域の信号の双方が同じ受信機構成要素によって処理できかつ構成要素およびデータ経路の重複が避けられる。

【0052】

前に述べたように、上記好ましい実施形態においては、受信機は入力信号が4つの場合(または、中帯域または狭帯域信号の場合2つの成分)へと分割されるものとして説明されているが、入力信号の帯域幅および構成成分の所望の帯域幅に応じて異なる数の構成成分

50

を使用できることが理解されるであろう。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明に係わる通信受信機全体の構成を示すブロック図である。

【図 2】入力信号 V_{in} のスペクトル表現を示す説明図である。

【図 3】入力信号 V_{in} のスペクトル表現を虚数部 (a) および実数部 (b) に分離して示す説明図である。

【図 4】信号 V_{in} である成分 $I I$, $I Q$, $Q I$ および $Q Q$ の、サブバンドの各々を $\sin(wt)$ または $\cos(wt)$ と混合しかつ前記成分の各々をろ波した後の、スペクトル表現を示す説明図である。

【図 5】サブバンド 0 およびサブバンド 1 の再現に対応する $V_{out}++$ ベクトル、およびサブバンド 2 およびサブバンド 3 の再現に対応する $V_{out}-$ ベクトルを図式的に示す説明図である。

10

【図 6】本発明に係わるコンバイナ回路の構成を示す概略的ブロック回路図である。

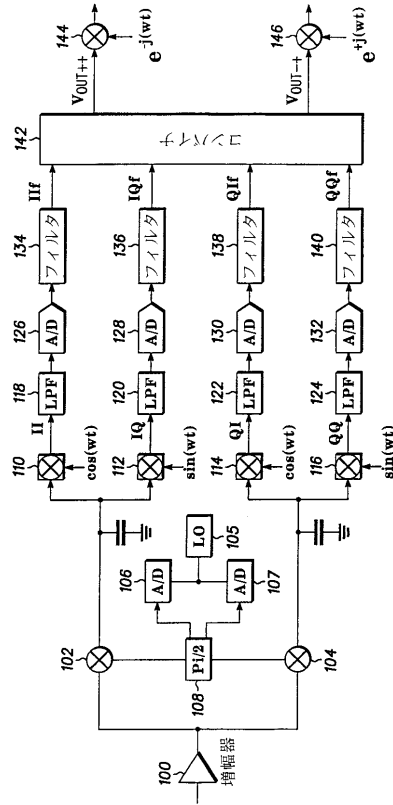
【図 7】狭帯域幅または中帯域幅信号の受信のための受信機の構成を示す本発明に係わる通信受信機の全体的なブロック図である。

【符号の説明】

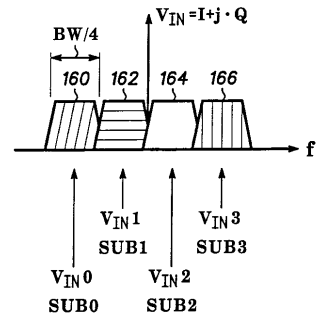
- 100 増幅器
- 102, 104 直交ミキサまたはダウンコンバータ
- 105 局部発振器
- 106, 107 A/D 変換器
- 108 直交ネットワーク
- 110, 112, 114, 116 ミキサ
- 118, 120, 122, 124 ローパスフィルタ
- 126, 128, 130, 132 A/D 変換器
- 134, 136, 138, 140 デシメイション・フィルタ
- 142 コンバイナ

20

【図 1】

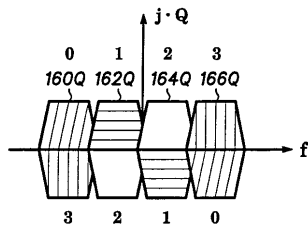


【図 2】

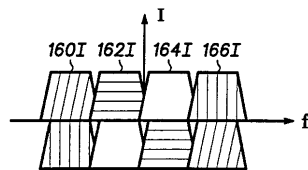


【図 3】

(a)

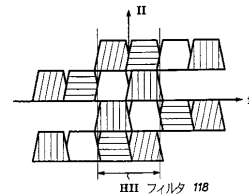


(b)

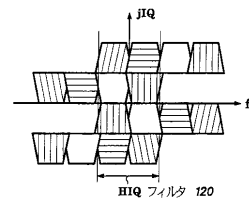


【図 4】

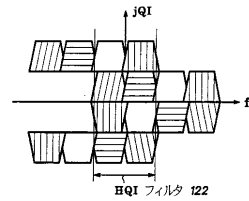
(a)



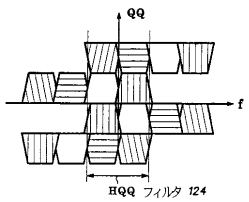
(b)



(c)

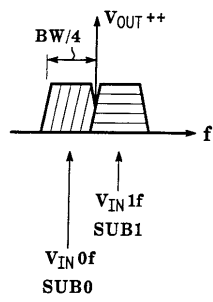


(d)

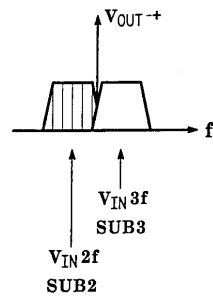


【図 5】

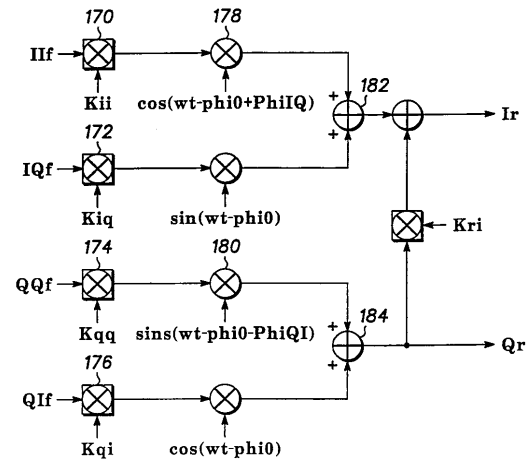
(a)



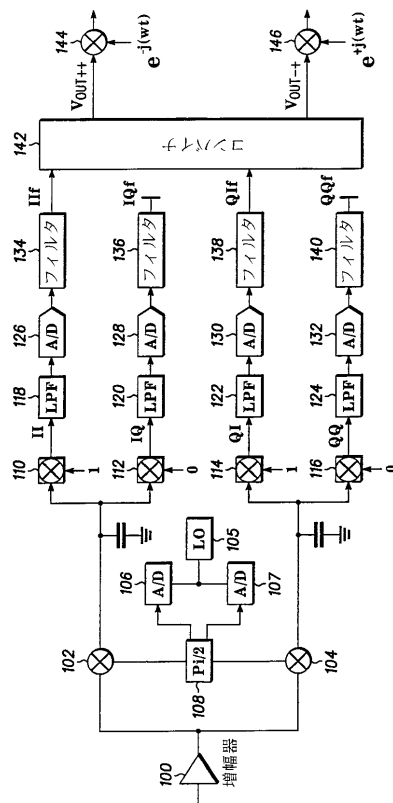
(b)



【図 6】



【図 7】



フロントページの続き

審査官 岡 裕之

(56)参考文献 欧州特許第 1 1 1 1 8 0 3 (E P , B 1)
特開平 1 0 - 1 3 5 8 6 1 (J P , A)
特開平 7 - 0 4 6 2 8 6 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H04J 11/00

H04B 1/26

H04L 27/00

IEEE Xplore