(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第3793243号
(P3793243)
(45)発行日　平成18年7月5日(2006.7.5)　(24)登録日　平成18年4月14日(2006.4.14)

(51)Int.Cl.			F I		
H04B	1/30	(2006.01)	H04B	1/30	
H03J	7/02	(2006.01)	H03J	7/02	
H04J	11/00	(2006.01)	H04J	11/00	B

請求項の数 8　(全 12 頁)

(21)出願番号　特願平5-293452
(22)出願日　平成5年11月24日(1993.11.24)
(65)公開番号　特開平6-224799
(43)公開日　平成6年8月12日(1994.8.12)
審査請求日　平成12年11月21日(2000.11.21)
(31)優先権主張番号　92203653:8
(32)優先日　平成4年11月26日(1992.11.26)
(33)優先権主張国　オランダ(NL)

(73)特許権者　590000248
コーニンクレッカ　フィリップス　エレクトロニクス　エヌ　ヴィ
Ｋｏｎｉｎｋｌｉｊｋｅ　Ｐｈｉｌｉｐｓ　Ｅｌｅｃｔｒｏｎｉｃｓ　Ｎ．Ｖ．
オランダ国　５６２１　ベーアー　アインドーフェン　フルーネヴァウツウェッハ　１
Ｇｒｏｅｎｅｗｏｕｄｓｅｗｅｇ　１，５６２１　ＢＡ　Ｅｉｎｄｈｏｖｅｎ，Ｔｈｅ　Ｎｅｔｈｅｒｌａｎｄｓ
(74)代理人　100072051
弁理士　杉村　興作
(74)代理人　100065363
弁理士　佐藤　安徳

最終頁に続く

(54)【発明の名称】直接変換受信機

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

ＲＦ入力信号を直角位相関係の信号に低域変換する１対の直角位相関係のミクサに結合された局部周波数発生装置と、該局部周波数発生装置を制御する制御信号を発生するＡＦＣ手段とを具え、該ＡＦＣ手段は、直角位相パスに結合され、前記制御信号としてＲＦ入力信号に対する前記局部周波数発生装置の周波数オフセットに比例する平均値を有する信号を決定するオフセット周波数検出器を具え、該オフセット周波数検出器が移相装置と乗算装置の直列配置を一つの直角位相パス内に具えている直接変換受信機において、前記オフセット周波数検出器がもう一つの直角位相パス内に移相装置と乗算装置のもう一つの直列配置を具えると共に、前記２つの乗算装置の出力信号を互いに減算する減算装置を具え、前記２つの乗算装置が直角位相パスに交差結合され、前記２つの乗算装置の他方の入力端子が前記移相装置を経て直角位相パスに結合されていることを特徴とする直接変換受信機。

【請求項２】

前記移相装置はシフトレジスタであり、前記乗算装置は排他的ＯＲ回路であることを特徴とする請求項１記載の受信機。

【請求項３】

前記２つの直列配置及び減算装置を機能的に実現するマイクロコントローラと、ディジタル－アナログ変換手段と制御信号を出力するディジタル出力手段の両方又はいずれか一方とを具えていることを特徴とする請求項１又は２記載の受信機。

【請求項４】
制御信号がアナログ又はディジタル積分器を経て又はアナログ又はディジタル低域通過フィルタを経て前記局部周波数発生装置に供給されることを特徴とする請求項１～３の何れかに記載の受信機。
【請求項５】
前記オフセット周波数検出器と並列に、直角位相関係のベースバンド信号からデータを出力するデータ復調装置と、フィルタ処理したデータを出力するデータフィルタと、このデータフィルタに平均化フィルタを介して結合されたレンジ外れ決定装置とを具え、この決定装置が前記オフセット周波数検出器の出力信号を制御信号として、又は前記フィルタ処理したデータを制御信号として切り換えるスイッチング装置を制御するように構成したことを特徴とする請求項１～４の何れかに記載の受信機。
【請求項６】
前記レンジ外れ決定装置はウィンドウ比較装置である、又はデータ正当性の検査と一つの直角位相パス信号の周波数又は両直角位相パス信号の積の周波数の測定の両方又はいずれか一方を行うソフトウエア利用決定装置であることを特徴とする請求項５記載の受信機。
【請求項７】
それぞれの直角位相パス内に帯域通過フィルタを設け、ＡＦＣレンジ拡張のために前記帯域通過フィルタは周波数オフセットがＲＦ入力信号の周波数偏移より大きい場合における前記ミクサの出力信号のいずれか一方を阻止するストッパバンドフィルタ特性を有するものとするか、それぞれの直角位相パスに結合された高域通過フィルタも設け、前記帯域通過フィルタとこの高域通過フィルタの組合せで前記ストップバンドフィルタ特性を構成し、且つ前記移相装置は周波数の増大につれて所定の移相値に近づく非線形位相シフト特性を有していることを特徴とする請求項１～４の何れかに記載の受信機。
【請求項８】
それぞれの直角位相パス内にフィルタを具え、ＡＦＣレンジ拡張のために前記移相装置が周波数の増大につれて、ＲＦ入力信号の周波数偏移を中心に第１の所定の移相値から第２の所定の移相値へ変化する非線形移相特性を有していることを特徴とする請求項１～４の何れかに記載の受信機。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【産業上の利用分野】
本発明は、ＲＦ入力信号を直角位相関係の信号に低域変換する１対の直角位相関係のミクサに結合された局部周波数発生装置と、該局部周波数発生装置を制御する制御信号を発生するＡＦＣ手段とを具え、該ＡＦＣ手段は、直角位相パスに結合され、前記制御信号としてＲＦ入力信号に対する前記局部周波数発生装置の周波数オフセットに比例する平均値を有する信号を決定するオフセット周波数検出器を具え、該オフセット周波数検出器が移相装置と乗算装置の直列配置を一つの直角位相パス内に具えている直接変換受信機に関するものである。
【０００２】
このような直接変換受信機はＦＳＫ（周波数シフトキーイング）変調法を用いるディジタルページング受信機又はトランシーバとすることができるのみならず、コードレス電話等のトランシーバとすることもできる。
【０００３】
【従来の技術】
この種の直接変換受信機は欧州特許ＥＰ２９８４８４Ｂ１から既知である。光学式受信機であるこの既知の直接変換受信機では、固有の正しい極性を有する局部発振器用ＡＦＣ（自動周波数制御）信号をいわゆるＩ及びＱチャネル受信路から取り出している。この目的のために、ベースバンドＩチャネル信号を直角位相関係のＱチャネル信号と一緒にオフセット周波数検出器に供給している。オフセット周波数検出器は移相装置と乗算装置の直列

配置であり、Ｉチャネル信号を乗算装置の入力端子に供給すると共にＱチャネル信号を移相装置を介して乗算装置のもう一つの入力端子に供給する。オフセット周波数検出器の出力信号を低域通過フィルタを通して局部発振器に供給する。この既知の受信機では制御信号はかなり強い低周波数のリプル成分を有するバイポーラ信号になる。

【０００４】

【発明が解決しようとする課題】

本発明の目的は、改善された性能を有すると共に低域通過ループフィルタにおける信号平均化に課される要件を軽減した直接変換受信機を提供することにある。

【０００５】

【課題を解決するための手段】

この目的のために、本発明はＲＦ入力信号を直角位相関係の信号に低域変換する１対の直角位相関係のミクサに結合された局部周波数発生装置と、該局部周波数発生装置を制御する制御信号を発生するＡＦＣ手段とを具え、該ＡＦＣ手段は、直角位相パスに結合され、前記制御信号としてＲＦ入力信号に対する前記局部周波数発生装置の周波数オフセットに比例する平均値を有する信号を決定するオフセット周波数検出器を具え、該オフセット周波数検出器が移相装置と乗算装置の直列配置を一つの直角位相パス内に具えている直接変換受信機において、前記オフセット周波数検出器がもう一つの直角位相パス内に移相装置と乗算装置のもう一つの直列配置を具えると共に、前記２つの乗算装置の出力信号を互いに減算する減算装置を具え、前記２つの乗算装置が直角位相パスに交差結合され、前記２つの乗算装置の他方の入力端子が前記移相装置を経て直角位相パスに結合されていることを特徴とする。

【０００６】

【発明の効果】

本発明の受信機によれば、制御信号が既知の受信機と比較して著しく高いリプル周波数を有するので、制御信号をフィルタリングするための後続の低域通過フィルタはかなり高い遮断周波数を有するものとすることができるため、ＡＦＣループの一層速い応答が得られる。これは高速周波数ロック及び周波数チャネルの高速走査に有利である。適切なループ応答のためにはフィルタの遮断周波数は制御信号のリプル周波数に対し低くしすぎてはならない。即ち、高速ループ応答と正しいＡＦＣ信号との間でトレードオフを行なう必要がある。本発明の直接変換受信機を例えば９００ＭＨｚ帯のような高周波数用のＦＳＫデータページング受信機として使用する場合、関連のページング受信機において必要とされるような、受信機内の水晶発振器の周波数ドリフトを補償する、費用のかかる温度補償手段の使用が避けられる。

【０００７】

移相装置及び乗算装置はアナログ回路を用いて実現できるが、簡単な実施例では移相装置をシフトレジスタとし、乗算装置を排他的ＯＲゲートとする。このような実施例では、移相装置は周波数に比例する移相を生じ、即ち時間遅延装置である。

【０００８】

本発明直接変換受信機の他の実施例では、前記２つの直列配置及び減算装置を機能的に実現するマイクロコントローラと、ディジタル－アナログ変換手段及び／又は制御信号を出力するディジタル出力手段とを具えたものとする。このような実施例は、直接変換受信機が他の目的のためにディジタルＩ／Ｏチャネル及び／又はディジタル－アナログ変換器を具えている場合に特に有利であり、これらのリソースを本発明の実施のために共用することができる。

尚、本明細書において、「及び／又は」とは「両方とも、またはいずれか一方」を意味するものと理解されたい。

【０００９】

本発明直接変換受信機の他の実施例では、制御信号をアナログ又はディジタル積分器を経て、又はアナログ又はディジタル低域通過フィルタを経て局部発振器に供給する。本例では、ＡＦＣループの動特性を容易に制御することができる。積分器を用いて零定常状態応

答を達成する。ディジタル具現例は、上述したようにマイクロコントローラリソースを共用し得る場合に特に有利である。

【００１０】

ＡＦＣレンジ拡張のために、本発明直接変換受信機は、前記オフセット周波数検出器と並列に、直角位相関係のベースバンド信号からデータを出力するデータ復調装置と、フィルタ処理したデータを出力するデータフィルタと、このデータフィルタに平均化フィルタを介して結合されたレンジ外れ決定装置とを具え、この決定装置が前記オフセット周波数検出器の出力信号を制御信号として、又は前記フィルタ処理したデータを制御信号として切り換えるスイッチング装置を制御するようにする。このようなレンジ拡張は、局部発振器の周波数が受信ＲＦ・ＦＳＫデータ信号の周波数偏移の近くまで又はこれを越えてドリフトする場合に、例えばＦＳＫ受信機に必要とされる。レンジ外れ決定装置はウィンドウ比較装置とすることができ、これがレンジ外れ状態を検出したとき、フィルタ処理したデータをオフセット周波数検出器の出力信号の代わりにＡＦＣ制御信号として使用する。このようなレンジ外れ検出は、ＦＳＫ信号内の１と０の数が平均するとほぼ等しい場合に特に有効である。レンジ外れ検出はマイクロコントローラで実現したソフトウェア利用決定装置で実行することもできる。この決定装置はレンジ外れ決定のためにデータの正当性又は信号周波数のような他の信号パラメータを検査する。信号周波数を検査する場合には、Ｉ及びＱチャネルの積信号の周波数、即ち倍周波数を検査する方がＩ又はＱチャネル単独の周波数を検査する場合より一層正確な測定が達成される。データの正当性検査は正当ＣＲＣ（サイクリックリダンダンシィコード）、ＢＥＲ（ビット誤り率）等に基づいて行なうことができる。

【００１１】

本発明直接変換装置の一実施例では、それぞれの直角位相パスに帯域通過フィルタを設け、ＡＦＣレンジ拡張のために前記帯域通過フィルタを直流からかなりの帯域を阻止するストップバンドフィルタとするか、それぞれの直角位相パスに結合された高域通過フィルタも設け、前記帯域通過フィルタとこの高域通過フィルタの組合せでストップバンドフィルタを構成し、且つ前記移相装置は周波数の増大につれて所定の移相値に近づく非線形位相シフト特性を有するものとする。ステップバンド又は周波数ギャップは、零オフセット周波数の場合には受信信号周波数がこの周波数ギャップ外に位置するが入力ＲＦ信号の周波数偏移を越えるオフセット周波数の場合にはＦＳＫデータ“０”及び“１”の一方がこの周波数ギャップ内に入るように選択する。このようにすると、このギャップによりＡＦＣを誤った方向に引き込む信号を抑圧することが達成される。

【００１２】

本発明直接変換受信機の一実施例では、それぞれの直角位相パス内にフィルタを具え、ＡＦＣレンジ拡張のために、前記移相装置はベースバンド周波数の増大につれ所定のベースバンド周波数（周波数偏移Δｆにすることもできる）を中心に第１の所定の移相値から第２の所定の移相値へ変化する非線形移相特性を有するものとする。このようにすると常に正しい極性のＡＦＣ信号が得られる。更に周波数偏移の２倍の周波数を越える周波数オフセットに対し、正しい極性とＡＦＣループ利得の非減少が得られ、低いオフセットに対して若干のＡＦＣ利得の減少が生ずるだけとなる。

【００１３】

【実施例】

図面を参照して本発明を実施例につき説明する。

図１は本発明による直接変換受信機１をブロック図で示したものである。この直接変換受信機はペーシングトランシーバとすることができ、ＲＦ（無線周波数）入力信号ｒｆを受信するアンテナ２を具え、この入力信号はＦＳＫ（周波数シフトキーイング）変調されたディジタル信号を搬送するＲＦ・ＦＳＫ信号とすることができる。ＲＦ入力信号ｒｆは低雑音ＲＦ増幅器３に供給され、この増幅器はＲＦ入力信号ｒｆを直角位相関係のベースバンド信号をＩ及びＱに低域変換する直角位相パス４及び５、いわゆるＩ及びＱチャネルに結合される。直角位相パス４は増幅器されたＲＦ信号の＋４５°の移相を生じさせる移相

器６を具える。この移相器６はＲＦ信号ｒｆをベースバンド信号Ｉに低域変換するミクサ７に結合され、このミクサ７の出力はフィルタ８及びリミッタ９によりろ波され、制限される。同様に、直角位相パス５は、ベースバンド信号Ｑを得るために、増幅されたＲＦ信号の－４５°の移相を生じさせる移相器１０、ミクサ１１、フィルタ１２及びリミッタ１３を具えている。フィルタ８及び１２は雑音帯域幅を制限するため及びチャネル選択のために設ける。フィルタ８及び１２のミクサ７及び１１へのＡＣ結合により、ＤＣオフセット効果が避けられる。リミッタ９及び１３は振幅信号変化を除去するために設ける。ミクサ７及び１１は更に周波数逓倍回路１６を経て局部周波数発生装置１４、例えば周波数決定素子として水晶１５を有する水晶発振器に結合される。局部周波数発生装置はもっと精巧な装置、例えば基準周波数を発生する水晶発振器を有する周波数シンセサイザとすることもできる。このような周波数シンセサイザはＰＬＬ（フェーズロックループ）に基づいて動作し得る。直接変換受信機では、混合周波数、即ち周波数逓倍装置１６の出力周波数（以後発振器周波数という）が、仮想搬送波f_Cに対しベースバンド（零中間周波数）信号Ｉ及びＱが得られるように選択される。＋４５°及び－４５°の２つの移相器の代わりに、単一の９０°移相器を用いて一方の混合信号に対する発振器信号を９０°移相させてもよい。例えば９００ＭＨｚの搬送波周波数ｆｃを中心に＋４ＫＨｚ及び－４ＫＨｚの周波数偏移（送信信号の“０”及び“１”を表す）を有するＦＳＫ変調ＲＦ信号（搬送波は受信ＲＦ入力信号ｒｆ内に物理的に存在しない）に対して、$f_L = f_C$であればベースバンド信号Ｉ及びＱは位相は異なるが４ＫＨｚ信号になる。ＲＦ入力信号ｒｆに対し、即ち搬送周波数f_Cに対し発振器周波数f_Lの周波数オフセットがある場合には、ベースバンドＩ及びＱは異なる周波数になる。

【００１４】

本発明では、直接変換受信機１に直角位相パス４及び５に結合されたＡＦＣ手段を設ける。このＡＦＣ手段は局部発振器１４を制御する制御信号として、周波数オフセット$f_L - f_C$に比例するＤＣ（直流）成分を有する信号ａｃｔを決定するオフセット周波数検出器１７を具える。このオフセット周波数検出器１７は移相装置と乗算装置の２つの直列回路と、減算又は加算装置とを具え、この検出器については図２につき後に詳細に説明する。信号ｄｃｔは実際には平滑装置１８を介して局部発振器に供給し、実際の制御信号ｃｔは平滑された信号ｄｃｔである。平滑装置１８はアナログ又はディジタル積分器、又はアナログ又はディジタル低域通過フィルタとすることができる。信号ｄｃｔは直角位相パスがリミッタを具えるか否かに応じてアナログ又はディジタル信号にすることができる。平滑装置１８又は平滑フィルタの極点及び零点によりＡＦＣループの動特性が決まる。実際上の観点から、フィルタの遮断周波数はディジタル信号ｄｃｔのリプル周波数を１０００で割った値とディジタル信号ｄｃｔの周波数を２０で割った値との間の範囲内にすることができ、雑音が多いが高速なループと低速であるが安定なループとの間でトレードオフを行なう必要がある。高速チャネル走査又は高速周波数ロックのためには高速ループ応答が必要とされる。従って、良好な総合性能のためにはリプル周波数は高い方がよい。

【００１５】

本発明は固有の正しい極性を有するＡＦＣ制御信号を得て、例えばＧＢ２１８０４１９に開示されているような他の従来の受信機のように復調したデータとの乗算の必要がないようにする。更に、ＡＦＣ制御信号を供給しない水晶発振器を用いる既知の受信機と比較して、複雑な温度ドリスト補償手段が不要になるようにする。例えばこのような既知の受信機における９００ＭＨｚ帯にて２．８ｐｐｍ以下の温度ドリフト又はエージングドリフトを補償する手段は高価で、ページング受信機には実用的でない。本発明によれば温度補償なしの水晶発振器を使用することができる。オフセット周波数検出器１７はアナログ的に又はディジタル的に実現することができる。復調データを得るために、直接変換受信機１は復調器１９を具え、これにベースバンド信号Ｉ及びＱを供給する。復調器１９はＦＳＫデータ復調用のリード- ラグ（進相－遅相）位相検出器とすることができる。この復調器を、ＲＡＭ及びＲＯＭメモリ及びディジタル及び／又はアナログＩ／Ｏインタフェースを有するマイクロコントローラに結合する。このようなマイクロコントローラは公知である

。ページングトランシーバに対しては、種々の出力信号、例えば音声信号を増幅器２１及び音声再生装置２２を通して、情報メッセージを表示ユニット２３を通して、可聴トーン信号をブリーパを通して、及び可視警告信号をＬＥＤ２５を通して出力させることができる。ページングトランシーバの場合にはリターンメッセージを送出し得るように送信手段２６を設け、これを送信アンテナ２７に結合する。

【００１６】

図２は本発明によるオフセット周波数検出器１７の一実施例及びレンジ外れ検出手段を示す。対応する素子には同一の符号を付してある。図２において、フィルタ処理してないデータｄｔａが復調器１９の出力端子に得られる。従来（前記ＥＰ２９８４８４号）では、オフセット周波数検出器１７は移相装置３０及び乗算装置３１の直列配置を一つの直角位相パス、例えば図１の直角位相パス５内に具えている。以後、このような移相装置と乗算装置の直列配置を単に直列配置という。一つの直列配置の場合には、ベースバンド信号Ｑを移相装置３０に供給し、その出力を乗算装置３１の第１入力端子３３に供給する。ベースバンド信号Ｉを乗算装置３１の第２入力端子３４に供給し、その出力３５がオフセット周波数検出器１７の出力端子３６の出力信号ｏｆｄ１を形成する。ベースバンド信号Ｉ及びＱは入れ換えることもできる。本発明に従って直列配置を両直角位相パス内に含む場合には、オフセット周波数検出器１７は上述したようにベースバンド信号Ｉ及びＱに結合された移相装置３７及び乗算装置３８も具え、即ち両直列配置をベースバンド信号Ｉ及びＱに交差結合する。乗算装置３１の出力３５及び乗算装置３８の出力３９を減算装置４０に供給して乗算装置３１及び３８の出力信号を互いに減算させる。減算装置４０の出力４１がオフセット周波数検出器１７の出力端子３６の出力信号ｏｆｄ２を形成する。オフセット周波数検出器１７はディジタル的に実現することもでき、移相装置３０及び３７はクロック動作シフトレジスタとし、乗算器３１及び３８は排他的ＯＲディジタル回路とすることができる。従来のオフセット周波数検出器のように単一の直列配置の場合には、ディジタル信号ｄｃｔは変化するパルス幅を有するバイポーラ信号になり、両直角位相パス内に直列配置を減算装置とともに有する本発明によるオフセット周波数検出器の場合にはディジタル信号ｄｃｔはオフセット周波数$f_L - f_C$の符号に依存する極性を有するユニポーラ信号になる。尚、マイクロコントローラ２０により２つの直列配置３０，３１及び３７，３８と減算装置４０を機能的に実現することもできる。ディジタルＩ／Ｏインタフェース及びディジタル－アナログ変換手段を有する公知のマイクロコントローラを用いることによりＡＦＣ制御信号を局部発振器１４に直ちに供給することができる。

【００１７】

ＡＦＣレンジ拡張のために、直接変換受信機１は復調データ信号ｄｔａを出力するデータ復調装置１９及び復調データ信号ｄｔａをフィルタ処理するデータフィルタ４２を具える。このフィルタは欧州特許出願第９２２０２１７９１．８号に記載されているようなフィルタ又は他のデータフィルタとすることができる。データフィルタ４２の出力端子４３をスイッチング装置４５の第１入力端子４４に結合し、オフセット周波数検出器１７の出力端子３６をスイッチング装置４５の第２入力端子４６に結合する。スイッチング装置４５はレンジ外れ決定装置４７により制御する。レンジ外れ決定装置４７の入力端子４８はデータフィルタ４２の出力端子４３に結合する。フィルタ処理されたデータ信号ｆｄｔａを例えば抵抗９０及びキャパシタ９１を具えるＲＣフィルタに供給することにより得られたフィルタ処理データ信号ｆｄｔａの平均値V_{fdta}に基づいて、決定装置４７は発振器周波数f_Lが搬送波周波数f_Cを中心とする所定の周波数レンジ内にあるのか、このレンジ外にあるのか決定する。発振器周波数f_Lが所定のレンジ内にある場合にはオフセット周波数検出器１７の周波数信号をディジタル信号ｄｃｔとして用い、レンジ外である場合にはフィルタ処理されたデータ信号ｆｄｔａをディジタル信号ｄｃｔとして用いる。ＡＦＣレンジ拡張は、受信信号ｒｆ中の“１”の数と“０”の数が平均すると等しいという条件を満足するほど良好な結果を生ずる。レンジ外れ決定装置はソフトウェア装置としてコントローラ２０内に少なくとも部分的に含めることもできる。この場合には、レンジ外れの決定はデータ正当性の検査及び／又はＩ信号又はＱ信号の周波数測定、又はＩ及びＱ信号の

積の測定に基づいて行なうことができる。データの正当性検査に基づく決定はＣＲＣ（サイクリックリダンダンシィコード）の正当性、ＢＥＲ（ビット誤り率）等に基づいて行なうことができ、周波数測定に基づく決定はしきい値周波数以下の周波数に基づいて行なうことができる。周波数測定は周波数－電圧変換を用いて行なうことができる。

【００１８】

図３は本発明によるレンジ外れ決定装置４７としてのウィンドウ比較装置を示す。この装置は第１及び第２比較器５０及び５１を具え、比較器５０の負入力端子５２を比較器５１の正入力端子５３に結合し、この相互結合入力端子５２及び５３をこの装置の入力端子４８とする。低しきい値信号V_Lを比較器５０の正入力端子に供給し、高しきい値信号V_Hを比較器５１の負入力端子５５に供給する。比較器５０及び５１の出力端子５６及び５７をＯＲゲートに結合し、このゲートの出力端子５９をこの装置の出力端子６０に結合する。比較器５０及び５１の各々に正帰還を与えてしきい値信号V_L及びV_Hにヒステリシスを与えることができる。

【００１９】

本発明の第１実施例を従来技術に関連して更に説明するために図４～７に種々の信号を周波数又は時間の関数として示してある。

図４は種々の周波数オフセットがベースバンド周波数に与える影響を周波数の関数として示したものである。線４ａ上には直接変換受信機内のＦＳＫ変調信号のスペクトルを示し、論理“１”信号は周波数$f_C - \Delta f$にスペクトル線を有し、論理“０”信号は周波数$f_C + \Delta f$にスペクトル線を有する。ここでf_Cは公称搬送波周波数であり、Δｆは周波数偏移、例えば４ＫＨｚである。線４ｂ上には、局部発振器周波数f_Lが公称搬送波周波数f_Cに等しく、直角位相パス４及び５において位相は異なるが同一の周波数を有するベースバンド信号Ｉ及びＱが生ずる状態を示す。線４ｃ上にはこの状態のスペクトルを示し、“１”及び“０”データ信号に対応する低域変換ベースバンド信号Ｉ及びＱのスペクトル（それぞれf_1及びf_0で示す）は周波数Δｆ（特定の例では４ＫＨｚ）に位置し単一のスペクトルになる。線４ｄ上には周波数オフセット状態であり、局部発振器周波数f_Lが公称搬送波周波数f_Cよりδｆだけ高いが、まだ$f_C - \Delta f$～$f_C + \Delta f$のレンジ内にある（本例ではδｆ＝２ＫＨｚ）状態を示す。この状態では、低域変換データ信号“１”及び“０”はf_1＝６ＫＨｚ及びf_0＝２ＫＨｚに現れ、即ち異なる周波数を有する。負のオフセット周波数$\delta f = f_L - f_C$の状態では低域変換データ信号“１”及び“０”はそれぞれΔｆより低い周波数及び高い周波数に現れ、このような状態を線４ｅ上に示してある。図示の状態はオフセットδｆ＝－５ＫＨｚであり、f_1は１ＫＨｚ、f_0は９ＫＨｚになる。線４ｅに示す状態は局部発振器周波数f_Lがレンジ外れの状態でもある。本発明の一実施例では、レンジ外れ状態をレンジ外れ決定装置４７により検出し、レンジ外れの場合にはフィルタ処理したデータ信号ｆｄｔａをディジタル信号ｄｃｔとし、発振器周波数f_Lがレンジ内にある場合にはオフセット周波数検出器１７の出力信号をディジタル信号ｄｃｔとして供給する。

【００２０】

図５ＡはＥＰ２９８４８４号に開示された単一の直列配置を有する従来のオフセット周波数検出器１７のディジタル出力信号ｏｆｄ１を時間の関数として示す。Ｑチャネルベースバンド信号は時間遅延ｔｄだけ遅延され、“０”及び“１”データに対しそれぞれ＋π／２及び－π／２の追加の遅延が発生する。即ち、“０”中はＩ信号とＱ信号との間の位相差は＋π／２であり、“１”中はＩ信号とＱ信号との間の位相差は－π／２である。時間遅延ｔｄはほぼ１／（２Δｆ）であり、Δｆ＝４ＫＨｚで、ｔｄ＝１２５μｓである。Ｑチャネル遅延信号にＩチャネルベースバンド信号Ｉを乗算する。ディジタル信号ｏｆｄ１は、１／２Δｆまで、周波数オフセットδｆに比例するパルス幅を有するバイポーラ信号になる。制御信号ｃｔとしての正しい極性信号はディジタル信号ｏｆｄ１をフィルタ１８により平均化することにより得られる。

【００２１】

図５Ｂは２つの直列配置と減算装置を有する本発明によるオフセット周波数検出器１７の

ディジタル出力信号ｏｆｄ２を示す。このディジタル信号ｏｆｄ２は周波数オフセットδｆに応じて３つの値の一つ、図示のような正値、又は零値、又は負値を有し、即ち信号ｏｆｄ２を信号ｄｃｔとすれば正しい極性のディジタル信号ｄｃｔが得られる。信号ｏｆｄ２は信号ｏｆｄ１よりかなり高いリプル周波数を有し、従って一層良好なループ動特性が可能になる。

【００２２】

図６はデータフィルタ４２の出力であるフィルタ処理されたデータ信号ｆｄｔａの平均値V_{fdta}をＦＳＫ信号の搬送波周波数に対する局部発振器周波数の周波数偏差$f_C - f_L = -\delta f$の関数として、第１のレンジ拡張例について示したものである。平均値V_{fdta}はフィルタ処理されたデータ信号ｆｄｔａをＲＣフィルタ９０，９１に供給することにより得られる。レンジ外れ検出は、データ信号ｄｔａ内の“０”の数の平均値と“１”の数の平均値が等しい条件が良好に満足されるほどレンジ外れ検出が良好に行われるという洞察に基づいている。ページング信号の一つの状態を図６に示してあり、論理“１”データ信号に対し２ボルトの信号振幅を有し、論理“０”データ信号に対し０ボルトの信号振幅を有する。平均信号V_{fdta}がレンジ外、即ちウィンドウ$V_H - V_L$外にある場合には、レンジ外れ決定装置４７、例えばウィンドウ比較装置が信号ｆｄｔａをディジタル信号ｄｃｔとして切り換え、レンジ内状態の場合には信号ｏｆｄ２をディジタル信号ｄｃｔとして切り換える。実際上、ページング信号間のチャネル間隔は例えば２５ＫＨｚであり、従って本発明によればレンジ外れ検出が完全に達成される。図６には、種々の信号状態を示してある。０％のビット誤り率（ＢＥＲ）を実線で、３％のＢＥＲを破線で、１０％のＢＥＲを一点鎖線で示してある。ＢＥＲは零オフセット周波数δｆに対するものである。このように、本発明によるレンジ外れ検出は公称（零オフセット周波数）ＢＥＲに対し完全に動作する。しかし、高いＢＥＲに対してはレンジ外れは小さい周波数偏差に対し検出される。弱い信号、即ち高いＢＥＲに対してはレンジ外れ検出は不明確になる。ページング用には３％のＢＥＲを許容し得る点に注意されたい。

【００２３】

図７～９は本発明受信機におけるレンジ拡張の第２実施例を示す。

図７はこのレンジ拡張のために本発明受信機に用いる帯域通過フィルタ８及び１２の周波数特性を示し、これらの帯域通過フィルタ８及び１２は周波数オフセット｜δｆ｜＞Δｆに対し周波数ギャップｎｔを実現する（ここでΔｆは搬送波周波数f_Cに対するＦＳＫ・ＲＦ入力信号の周波数偏移である）。この周波数特性における発振器周波数f_Lを中心とするギャップｎｔは、δｆ＝０の場合にはデータ“１”及び“０”信号がギャップｎｔの外に位置し、図示の周波数オフセット｜δｆ｜＞Δｆの場合には“１”データ信号がギャップｎｔ内に入るように選択する。帯域通過フィルタ８及び１２は直接変換受信機に通常使用されるような慣例のフィルタ、即ちＤＣのすぐ上に周波数ギャップを有するフィルタとすることができ、この際本発明に従った周波数ギャップはリミッタ９及び１３とオフセット周波数検出器１７との間に高域通過フィルタ８Ａ及び１２Ａを挿入することにより実現することができる。この場合には、周波数ギャップｎｔはフィルタ８及び８Ａ及びフィルタ１２及び１２Ａのそれぞれの合成フィルタ作用により得られる。｜δｆ｜＞Δｆの場合、フィルタ８及び１２、又は組合せフィルタ８及び８Ａ及び１２及び１２Ａが、慣例のフィルタと移相装置３０及び３７のような時間遅延装置との組合せの場合にＡＦＣを誤った方向に引き込む信号を抑圧する。この結果、｜δｆ｜＞Δｆ＋εに対してオフセット周波数検出器１７の平均出力信号V_{av}が強く減少する（εはレンジ拡張量で、例えばε＝０．５Δｆ）。“１”の数と“０”の数が平均してほぼ等しい場合にはΔｆ＋ε＜｜$\underline{\delta}$ｆ｜＜２Δｆに対してV_{av}がほぼ零になるが、“１”の数と“０”の数が平均して等しくない場合にはV_{av}は、零にならない。｜δｆ｜＞２Δｆに対しては正しい極性のＡＦＣ信号が得られる。V_{av}はオフセット周波数検出器１７の平均出力信号（図示せず）である。

【００２４】

図８は上述したストップバンドフィルタを有する本発明の実施例内の移相装置３０及び３７の非線形移相特性を示す。ｆ＝Δｆ以下では移相は０°から１８０°まで増大し、ｆ＝

Δｆで移相装置３０及び３７は１８０°の移相を有し、それより高い周波数に対しては２７０°の移相に近づく。４つのＲＣフィルタセクション（図示せず）を具える場合には移相は３６０°に近づく。所定の実施例ではリミッタ９及び１３をオフセット周波数検出器の周波数信号ｏｆｄ２を制限する単一のリミッタと置き換えるのが好ましい。

【００２５】

図９は図８に示す移相特性を実現する本発明の移相装置３０及び３７の一実施例を示す。装置３０及び３７はそれぞれの抵抗７０，７１，７２、それぞれのキャパシタ７３，７４，７５及びそれぞれのオペアンプ７６，７７，７８を有する３つのＲＣ移相セクションのカスケード接続を具える。これら（移相）セクションの時定数は　３／（２πΔｆ）とする。装置３０及び３７は４つのＲＣ移相セクションを具えるものとすることもできる（図示せず）。

【００２６】

図１０及び１１は本発明受信機におけるレンジ拡張の第３の実施例を示す。

図１０は本発明のこの実施例の移相特性を示し、本例では発振器周波数f_Lを中心とする広いストップバンドフィルタを必要としない。理想的にはこの移相特性はｆ＜Δｆに対し１８０°の移相を示し、それより高い周波数に対し２７０°の移相を示すが、破線で示すように徐々に位相変化してもよい。Δｆ≠０の場合、｜f_0｜又は｜f_1｜＜Δｆであればf_1又はf_0はΔｆより大きくなる。｜f_0｜＜Δｆ及び｜f_1｜＞Δｆであるものとすると、データ“０”中の移相は１８０°であり、V_{av}＝０になり、データ“１”中の位相シフトは２７０°になり、V_{av}は正しい極性を有するものとなる。データ“０”中はV_{av}に何の寄与もないためにＡＦＣ利得の減少が生ずるが、Δｆ＜｜δｆ｜＜２Δｆの場合にもf_0はV_{av}に何ら寄与せず、従ってV_{av}は常に正しい極性を有するという利点がある。｜δｆ｜＞２Δｆの場合にはf_0及びf_1の両方が正しい極性を有するV_{av}に寄与し、フィルタの十分高い上側遮断周波数ｆｕに対しＡＦＣループ利得の低減を生じない。

【００２７】

図１１は図１０に示す移相特性を実現する移相装置３０及び３７の実施例を示す。装置３０及び３７は反転増幅器８０、抵抗８１及びキャパシタ８２を具える。種々のデータデューティサイクル（“０”データの数に対する“１”データの数の平均比）及び移相装置３０及び３７の種々の３ｄＢ周波数、例えば０．５Δｆ、０．６７Δｆ、Δｆまたは２Δｆにつき調べたところ、一層良好な性能が、“１”と“０”の数（平均値）が等しくない場合に、一層大きな３ｄＢ周波数に対し達成され、これによりＡＦＣロックインに対し一層小さなδｆを生ずることがわかった。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明による直接変換受信機の概略ブロック図である。

【図２】本発明によるオフセット周波数検出器及びレンジ外れ決定手段の一実施例を示す図である。

【図３】本発明によるレンジ外れ決定手段としてのウィンドウ比較装置を示す図である。

【図４】種々の周波数オフセットの場合におけるベースバンド周波数を示す図である。

【図５】Ａは従来のオフセット周波数検出器のディジタル出力信号を示し、Ｂは本発明によるオフセット周波数検出器のディジタル出力信号を示す図である。

【図６】フィルタ処理したデータ信号の平均値をＦＳＫ信号の搬送波周波数に対する局部発振器の周波数偏差の関数として示す図である。

【図７】本発明の一実施例に用いるフィルタの周波数特性を示す図である。

【図８】本発明の一実施例に用いる装置の移相特性を示す図である。

【図９】本発明の一実施例に用いる移相装置を示す図である。

【図１０】本発明の他の実施例に用いる移相装置の移相特性を示す図である。

【図１１】本発明の他の実施例に用いる移相装置を示す図である。

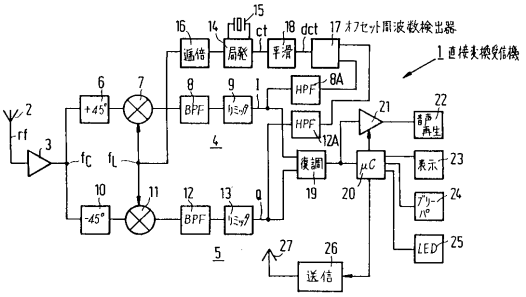
【符号の説明】

１　直接変換受信機

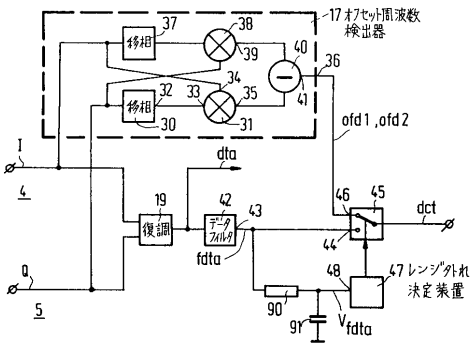
２　アンテナ

３　増幅器
４　Ｉチャネル
５　Ｑチャネル
６，１０　移相器
７，１１　ミクサ
８，１２　フィルタ
９，１３　リミッタ
１４，１５　局部発振器
１６　周波数逓倍器
１７　オフセット周波数検出器
１８　平滑フィルタ
１９　復調装置
２０　マイクロプロセッサ
２２～２６　出力装置
３０，３７　移相装置
３１，３８　乗算器
４０　減算器
４２　データフィルタ
４５　スイッチング装置
４７　レンジ外れ決定装置

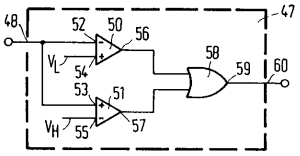
【図１】



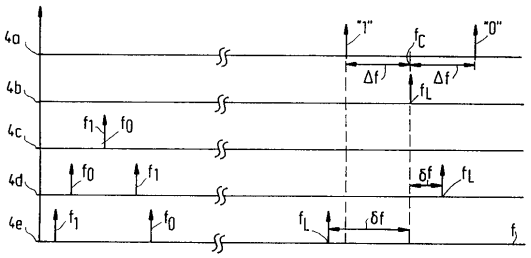
【図２】



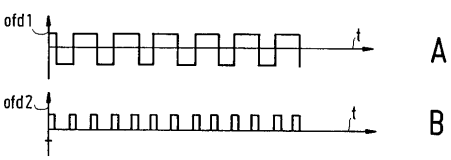
【図３】



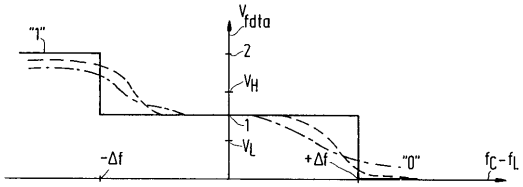
【図４】



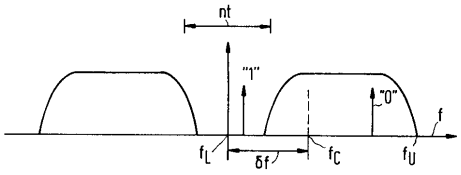
【図５】



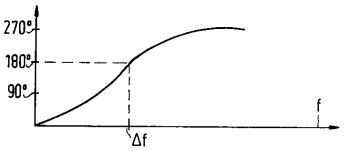
【図６】



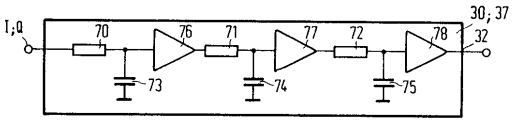
【図７】



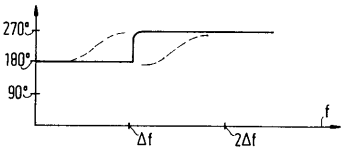
【図８】



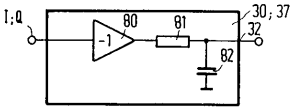
【図９】



【図１０】



【図１１】



フロントページの続き

(74)代理人 100089576
弁理士 冨田 典
(74)代理人 100073313
弁理士 梅本 政夫
(74)代理人 100081307
弁理士 仁平 孝
(72)発明者 リシ モヒンドラ
オランダ国 ５６２１ ベーアー アインドーフェン フルーネヴァウツウェッハ １

審査官 江口 能弘

(56)参考文献 特開平６－１８８６３７（ＪＰ，Ａ）
特開昭６４－７２６２５（ＪＰ，Ａ）
特開昭６１－１３３７２９（ＪＰ，Ａ）
英国特許出願公開第２１８０４１９（ＧＢ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
H04B 1/30
H03J 7/02
H04J 11/00