

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4807645号
(P4807645)

(45) 発行日 平成23年11月2日 (2011. 11. 2)

(24) 登録日 平成23年8月26日 (2011. 8. 26)

(51) Int. Cl. F I
H04 L 27/14 (2006.01)
 H04 L 27/14 J
 H04 L 27/14 A

請求項の数 16 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2006-537473 (P2006-537473)	(73) 特許権者	510000633
(86) (22) 出願日	平成16年10月29日 (2004. 10. 29)		エスティー-エリクソン、ソシエテ、アノ ニム
(65) 公表番号	特表2007-511126 (P2007-511126A)		スイス国ブラン-レーズアト、シュマン、 デュ、シャン-デーフィュー、39
(43) 公表日	平成19年4月26日 (2007. 4. 26)	(74) 代理人	100147485
(86) 国際出願番号	PCT/IB2004/003562		弁理士 杉村 憲司
(87) 国際公開番号	W02005/043852	(72) 発明者	リター ローランド エゴン
(87) 国際公開日	平成17年5月12日 (2005. 5. 12)		フランス国 エフ-75008 パリ 1
審査請求日	平成19年10月26日 (2007. 10. 26)		56 ブルヴァール オースマン ソシエ テ シビレ エス ピー アイ ディー
(31) 優先権主張番号	03300192.6		
(32) 優先日	平成15年11月3日 (2003. 11. 3)		
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)	審査官	彦田 克文

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 周波数オフセットエラーを決定する装置及びそれに基づく受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

周波数オフセットエラーを決定する装置であって、デジタルコード化された周波数復調信号を受信する入力を有し、該周波数復調信号が、

—前記周波数復調信号と、有限時間のサイン波形との相関を演算し、その相関値が所定の基準を満たしているかを決定する、相関を行うデジタル手段と、

—前記周波数復調信号の振幅が最小になる点と最大になる点との間の振幅差が所定の基準を満たしているかを決定する、最小最大評価を行うデジタル手段とにより処理され、

該装置は更に、前記周波数復調信号の現在のオフセットを計算し、両方の基準が満たされる場合前記現在のオフセットを打ち消すデジタル処理手段を有する装置。

10

【請求項 2】

前記相関を行うデジタル手段は、相関器と、ピーク検出器と、比較器とを有する、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 3】

前記最小最大評価を行うデジタル手段は、2つの減算器と2つの比較器とを有する、請求項 1 又は 2 に記載の装置。

【請求項 4】

前記デジタル処理手段は、平均検出器と、オフセットレジスタと、前記オフセットレジスタに格納される前記現在のオフセットを前記周波数復調信号から減じるオフセット補償器とを有する、請求項 1、2 又は 3 に記載の装置。

20

【請求項 5】

前記相関を行うデジタル手段と前記最小最大評価を行うデジタル手段とは共に、前記デジタル処理手段が前記現在のオフセットを打ち消すことをもたらすよう、前記デジタル処理手段に信号を与える、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 6】

周波数偏移変調された変調信号から前記周波数復調信号を抽出するよう構成された構成ブロックが後段に続き、リミッタとして機能する 2 つの比較器を有する、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 7】

前記相関を行うデジタル手段が、
—前記周波数復調信号と、時間有限のサイン波信号との相関を演算し、
—該相関演算の結果が特定の閾値を超えるかどうかを決定する、請求項 1 又は 2 に記載の装置。

10

【請求項 8】

前記相関を行うデジタル手段は、知られたシーケンスに対する基準が満たされていることを示す出力信号を与える、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 9】

前記最小最大評価を行うデジタル手段は、前記周波数復調信号の正及び負の半波における予想ピークが所定の距離を持つかどうかを決定する、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 10】

20

前記最小最大評価を行うデジタル手段は、4 つの受信シンボルを対応する振幅と比較するために、2 つの減算を計算する、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 11】

前記周波数復調信号は、デジタルコード化された信号である、請求項 1 乃至 10 のいずれか一項に記載の装置。

【請求項 12】

前記オフセット補償器は、前記オフセットレジスタに格納された値を前記周波数復調信号から連続的に減じるために使用される、請求項 4 に記載の装置。

【請求項 13】

前記平均検出器は、前記周波数復調信号の平均値を連続的に生成するスライディング平均検出器である、請求項 4 に記載の装置。

30

【請求項 14】

請求項 1 乃至 13 の 1 つ又は複数に記載の装置を有する受信機。

【請求項 15】

アナログフロントエンドとデジタルバックエンドとを有し、前記装置が、前記デジタルバックエンドの一部である周波数オフセットエラーを決定する、請求項 14 に記載の受信機。

【請求項 16】

FSK又はGFSK変調されたアンテナ信号を受信し及び処理するようデザインされる、請求項 14 又は 15 に記載の受信機。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、周波数変調方式(例えば、ガウス周波数偏移変調、GFSK)を用いて、通信システムにおける変調受信信号(modulated received signal)に含まれる周波数オフセットエラーを決定する装置及びそれに基づく受信機に関する。特に、本発明はBluetooth(登録商標)受信機に適用される。

【背景技術】

【0002】

多くの受信機は、受信機がプリアンブル又は所定のデリミタを検出することを可能にす

50

る検出手段を必要とする。これは、特に送信機と受信機とが非同期モードで動作する通信システムにおいては重要である。受信機は、ペイロードを伴う信号(本書では信号バーストとも呼ばれる)をいつ期待すべきかが分からないので、ペイロードは通常、受信機により検出可能なプリアンプル又はスタートデリミタに先行される。

【0003】

特に、Bluetooth(登録商標)通信システムは、プリアンプルフェーズが非常に短く(わずか4ビット)、信号バーストの開始時に、受信機に対する手続を非常に高速に安定させる必要がある。Bluetooth(登録商標)アプリケーションにおいて、情報はパケットの形式で送信される。Bluetooth(登録商標)パケットは、4ビットのプリアンプル、64ビットの「シンクワード(sync word)」、4ビットのトレイラ(trailer)を伴うアクセスコードを持つ。このアクセスコードは、ランダムなペイロードデータ(更にヘッダを付加したもの)に先行する。「シンクワード」は、受信デバイスを含む無線接続に固有である。すなわち、受信デバイスは、そのシンクワードを接続の固有のワードに対して(受信機のダウンストリームを処理する回路内の相関回路を介して)相関させることにより、そのアンテナで受信されたパケットがその受信デバイス(又は他の受信デバイス)へ送信されたものかどうかを把握する。

10

【0004】

受信信号は、通常、ある周波数オフセットを示す。そのため、受信機は、シンクワードを含むパッケージを確実に復調することが困難になる。これは、シンクワードに先立って数マイクロ秒のうちに、少なくともおおまかに周波数オフセットが除去されるべきであることを意味する。同時に、受信シンボルの中間近くで、シンボルクロック信号のエッジが、おおよそ安定した状態にあるべきであることを意味する。

20

【0005】

Bluetooth(登録商標)GFSK変調されたアンテナ信号における周波数オフセットを素早く除去するには、通常MaxMin DC 抽出回路が実装される。このMaxMin検出に加えて、通常リーケージ(leakage)機構がノイズの効果を減らすために使用される。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

例えば、通常のアナログBluetooth(登録商標)復調器において使用されるのと同じMaxMin検出方式のような、知られたプリアンプル検出方式が、デジタル実装に非常にうまく適しているわけではない。ある種のプリアンプル検出方式は、受信機が信号バーストを示す特殊なトリガ信号(triggering signal)を伴い与えられることを必要とする。それぞれの受信機構造は複雑である。

30

【0007】

先行するノイズが、必要なプリアンプル安定化プロセスを低下させないことが重要である。従来技術のBluetooth(登録商標)受信機において使用されるMaxMinアルゴリズムは、通常、先行するノイズのためフェールする(fail)。フェールするとは本書では、パッケージエラー率(PER)が余りに高すぎることを意味する。アクセスコード内に余りに多くのビットエラーが存在する場合、受信したパッケージがパッケージエラーであると考えられ拒絶される。

40

【0008】

ロウの(low)アンテナ信号が受信されると仮定する場合、検索されるプリアンプルシーケンス(例えば、「1010」)のロケーション(location)は、低いS/N比により特に悪化される。この場合、受信機のフロントエンドのノイズが、希望波(wanted signal)を低下させる。

【0009】

MaxMinアルゴリズムに基づく、知られたBluetooth(登録商標)手法の更なる不利な点は、補償が誤りの可能性のある履歴値(potential wrong historical value)に依存する場合があることである。これにより、従来のBluetooth(登録商標)受信機を動作させた後、し

50

かし信号バーストの前に、周波数復調信号(frequency demodulated signal)が、MaxMinアルゴリズムに対する誤った初期値を生成することになることである。知られたリーケージコンセプト(leakage concept)を使用してもなお、オフセットの計算が遅くなるか又は精度が劇的に減少するかのいずれかとなる。

【0010】

本発明の目的は、例えばFSK又はDFSK通信において使用されるプリアンプルを素早くかつ確実に検出し、オフセットを推定及び／又は除去することを可能にする改良された装置を提供することである。

【0011】

本発明の別の目的は、このような改良された装置を有する改良された受信機を提供することである。

10

【課題を解決するための手段】

【0012】

これら及び他の目的は、請求項1に記載の装置及び請求項14に記載の受信機により達成される。その装置の更なる有利な実現が請求項2-13に記載される。その受信機の更なる有利な実現が請求項15及び16に記載される。

【0013】

本書で提案される発明は、非常に短い時間期間でおおまかなオフセットを決定することを可能にする。本発明によれば、これは、周波数復調信号を用いて、信号バーストの開始を正確に把握することなく達成される。一例として、周波数復調信号は、通信チャネルを介して受信されるFSK又はGFSK変調された信号(本書においてアンテナ信号と呼ばれる)から得られる。他の周波数変調方式が同様に用いられることもできる。

20

【0014】

本発明によれば、いわゆるアナログのI及びQ信号をデジタルドメインへ変換するため、アナログデジタル・コンバータ(ADC)の代わりに比較器を用いる簡略化された受信機構造が使用されることができる。簡略化された受信機の構造は、I及びQ信号から周波数情報($\omega_0(t)$)のみを抽出する。周波数情報を運ぶ又は表す信号は、本書では周波数復調信号と呼ばれる。

【0015】

簡略化された受信機は、周波数情報のみを抽出するので、信号バーストの開始を示すトリガ信号は利用できない。信号バーストの開始の正確なタイミングが分からないという事実により、受信機は、信号バーストに先行して一定時間(数マイクロ秒)動作させられなければならない。そして、その受信機のバックエンド部は、短いプリアンプルフェーズにおいて周波数オフセットエラーを決定するための特殊な手法をとる必要がある。

30

【0016】

高速なオフセット補償のための提案されるデジタル装置は、相関器に基づく。アンテナ信号においてプリアンプルフェーズに対応するシーケンス「1010」が発生すると、デジタル周波数オフセット値が直ちに計算され、デジタル周波数復調信号から減じられる。上述したように、検索対象のプリアンプルシーケンスのロケーションは低いS/N比によって特に悪化させられる。本発明によるデジタル装置は、こうした不利な条件下においてさえ動作することができる。

40

【0017】

本発明によれば、2つの基準が満たされなければならない。第1に、500 kHzの時間有限(時間窓が2サイクル=4マイクロ秒に対応する)サイン波信号との相関が所定の限界を超えていなければならない。第2に、正及び負の半波において予想されるピークが、一定の距離を持たなければならない。提案されるデジタル装置が、対応するプリアンプルシーケンスを検出する度に、オフセットエラーが新たに計算され、減じられる。知られているMaxMinアルゴリズムと比べると、誤っている可能性のある履歴値に補償が依存することはもはやない。従来のBluetooth(登録商標)受信機は、こうして、MaxMinアルゴリズムに対する誤った初期値を生成することがあった。

50

【発明を実施するための最良の形態】

【0018】

本発明が、以下、対応する図面を参照して、例を介して一層詳細に説明されることになる。

【0019】

GFSK復調用にデザインされた、本発明によるBluetooth(登録商標)無線受信機10が図1と図2とに説明される。図1に表されるそれぞれのBluetooth(登録商標)受信機10は、通常、アンテナフィルタ12と低ノイズアンプ(LNA)13とを備えるアナログフロントエンド部11を有する。RFからLIF(低中間周波数、ここではIF=1 MHz)への直接変換用の直交ミキサ14が、低ノイズアンプ13のすぐ後に続く。直交ミキサ14の出力でのベースバンドI及びQ信号($I_{MIX, OUT}$ 及び $Q_{MIX, OUT}$)は多相フィルタ15に与えられ、多相フィルタ15の出力I_NZIF及びQ_NZIFは、受信機のバックエンドブロック16に接続される。受信機10は、フロントエンド部11から比較器17までアナログである。比較器17から後のバックエンドブロック16は、デジタルである。アンテナフィルタ12の入力12.1でのアンテナ信号 $V_{Antenna}$ は、例えば2.5 GHz信号であってよい。直交ミキサ14の出力におけるベースバンドのI及びQ信号($I_{MIX, OUT}$ 及び $Q_{MIX, OUT}$)は、約1 MHzの平均周波数を持つことができる。

10

【0020】

受信機10のバックエンドブロック16(復調器とも呼ばれる)が図2に表される。それは、リミッタ(limiter)として機能する2つの比較器17を有する。比較器17のそれぞれは、異なる入力を持つ。これらの2つの比較器17は、実際の信号I_NZIFとQ_NZIF(ここで、 $x(t)=I_{NZIF}(t)+jQ_{NZIF}(t)$ である)とが複素平面において直交するかを決定する。これは、信号I_NZIF及びQ_NZIFのそれぞれをゼロと比較することにより行われる。1つの直交から次への遷移はそれぞれ、X-ORゲート18の入力側で出力信号(有限I_NZIF及びQ_NZIF信号と呼ばれる)のエッジを生成する。X-ORゲート18は、有限I_NZIF及びQ_NZIF信号を再結合する。ゲートの出力18.1で結合された信号はフリップフロップ19によりクロック信号clk26と同期される。本実施形態においては、26 MHz信号(clk26)が、その結合された信号を26 MHzで同期させるためのクロック信号として使用される。シフトレジスタ21は、遅延ブロックとして機能する。それは、フリップフロップの出力19.1において結合され同期化された状態にある信号にTsの10倍(10 times Ts)の遅延を与える。反転出力を伴う別のX-ORゲート22が、フリップフロップ19の出力19.1において結合され同期化された状態の信号からの遅延信号を乗算するために使用される。これは、その結合され同期化された状態の信号から周波数情報を抽出するために行われる。X-ORゲート22の出力信号を平均化するために、ローパス(low-pass)フィルタ23(LP)が使用される。有限インパルス応答(FIR)フィルタがローパスフィルタ23として機能することができる。フィルタ23は例えば32タップを持つことができる。64タップを持つフィルタを使用することもできる。

20

30

【0021】

ローパスフィルタ23の出力バス23.1で、周波数情報を表すデジタル信号demod_lpが与えられる。本実施形態において、バス23.1は、9ビット幅(9ビット分解能)である。加算器24は、(IF=1000 KHzに対応する)デジタル値138を信号demod_lpから減算するために使用される。これは、中心周波数がゼロにセットされること可能にする。加算器の出力バス24.1において、デジタルコード化された周波数復調信号demod_lp2が利用可能にされる。この周波数復調信号demod_lp2は、本発明の中核を実現する高速オフセット補償ブロック20に与えられる。

40

【0022】

バックエンドブロック16は、更に、いかなる残余オフセットをも減らす低速オフセット補償ブロック29を有することができる。その後段には、低速オフセット補償ブロック29の出力29.4に与えられる、ゼロ閾値スライサとして機能する比較器29.1と信号demod_socからビットクロックを抽出するクロックリカバリユニット29.2とが続く

50

。送信された情報を表すビット(アクセスコード、ヘッダ及びペイロード)を与えるようフリップフロップ29.3が使用される。フリップフロップ29.3により出力されるビットは、RxDataと呼ばれる。

【0023】

バックエンドブロック16は、ベースバンドのI及びQ信号であるI_NZIF及びQ_NZIFからデータビット(又はシンボル)を抽出する。I_NZIF及びQ_NZIF信号において十分なゼロクロッシング(zero-crossing)を得るために、LIF構造が適用される。例えば中間周波数が0であれば、結果として一層少ないゼロクロッシングを生じることになり、従って、比較器17に基づくリミッタの概念が、もはや適用できなくなる。プロセス展開(process spread)及び感度の観点から、前者の構造には多くの利点がある。つまり、I及びQ比較器17の後段で、バックエンド回路全体が真にデジタルになる。

10

【0024】

ベースバンドのI_NZIF及びQ_NZIF信号に対して単純な比較器17を用いる概念の欠点は、利用可能な情報が減ることである。比較器17の後段において、アンテナ信号 $V_{Antenna}$ の振幅情報がもはや利用できないので、特にプリアンプルコードを含むバースト信号の開始が、正確に位置決めするには、かなりわかりにくくなる(tricky)。

【0025】

高速オフセット補償ブロック20の第1の実施形態の詳細が図3Aに表される。装置20は、デジタルコード化された周波数復調信号demod_lp2の周波数オフセットエラーを決定し、このエラーを打ち消すことを可能にする。高速オフセット補償ブロック20は、周波数復調信号demod_lp2を受信する入力24.1を有する。この信号は、相関を行うデジタル手段25と、最小最大評価(minimum-maximum evaluation)のためのデジタル手段26とで処理される。周波数復調信号demod_lp2が相関基準と最小最大基準とを同時に満たすかどうかを決定するため、装置20は更にデジタル処理手段27、28を有する。これらのデジタル処理手段27、28は、周波数復調信号demod_lp2の現在のオフセットを計算し、両方の基準が満たされている場合には、現在のオフセットを打ち消す。オフセットは、相関基準と最小最大基準とが同時に満たされている場合に限り打ち消される。この目的のため、ok_crit1信号とok_crit2信号とがそれぞれ接続27.1及び27.2を介してデジタル処理手段27に与えられる。減じられた又は打ち消された周波数オフセットの出力信号demod_focが出力バス20.1に与えられる。

20

30

【0026】

高速オフセット補償ブロック20の第2の実施形態の詳細が図3Bに表される。図3Bには概略的に示されており、高速オフセット補償ブロック20は、マイクロプロセッサ41と、それに関連付けられるROM42、RAM43、バス46、パラレル入力ポート44及びパラレル出力ポート45とを用いて実現されることもできる。高速オフセット補償機能は、コードブロック42.1、42.2及び42.3により概略的に示される、ROM42に格納されるプログラムコードにより制御される。コードブロック42.1は、プロセッサ41で実行されるとき相関基準が適用されることをもたらし、コードブロック42.2は、プロセッサ41で実行されるとき最小最大基準が適用されることをもたらし、両方の基準が満たされる場合、コードブロック42.3は、プロセッサ41が現在のオフセットを決定し、それを打ち消すことをもたらし、減じられた周波数オフセットを伴う出力信号demod_focは出力20.1に与えられる。

40

【0027】

第3の実施形態の更なる詳細が図4に表される。図4は、装置20の可能な実現の詳細を示す。装置20は、相関を行うデジタル手段35を有する。これらの手段35は、相関器35.1、ピーク検出器35.2及び比較器35.3を有する。相関器35.1は、連続的に動作し、デジタルコード化された信号として利用可能な復調信号demod_lp2(図11参照)を伴い与えられる。ここで、 $f_s=26$ MHzはビット/シンボルあたり26サンプルに対応する(本実施形態において $T_{bit}=26 T_s$ であることに留意されたい)。復調信号demod_lp2の振幅分解能は9ビットである。相関は、復調された信号demod_lp2を500 kHzの時間有限(時

50

間窓は2サイクル=4マイクロ秒に対応する)のサイン波信号に乗算し、4倍のTbit(4 times Tbit)にわたり積分することで達成される。乗算の結果として生じるもの(resulting product)は、4マイクロ秒(プリアンプルフェーズの持続時間)にわたり積分され、相関値(図12の実線を参照)を与える。相関出力は、出力線35.4で与えられる。後段に比較器35.3を伴うピーク検出器35.2は、潜在的な(potential)「1010」シーケンスを識別するために使用される。出力線35.4で連続的に動作する相関出力のピークで、所定の値(threshold_1)を超えるものはすべて検出される(図12参照。そこでは、点線の垂直線が比較器出力信号ok_crit1が論理「1」である時間点をすべて示す)。比較器35.3の出力35.5での出力信号ok_crit1はオフセットメモリ37.2に対する入力制御信号であり、シーケンス「1010」に対する第1の基準が満たされていることを示す。比較器入力におけるピークがthreshold_1を超える場合、出力信号ok_crit1は、実装に応じて、論理「1」又は論理「0」になる。比較器入力におけるピークがthreshold_1を超えない場合、プリアンプルの検出に対する潜在的な候補とはみなされない。

【0028】

装置20(図4参照)は、相関器35.1と同じ時間窓、つまり4マイクロ秒を用いて復調信号demod_lp2の平均値を連続的に生成する(スライディング)平均検出器37.1を有する。平均値は、出力37.3に与えられる。時間窓を回転又はスライドすると「1010」シーケンスを含む(つまり、第1及び第2の基準が満たされる)場合、平均は、オフセットエラーにこの時間窓におけるノイズの平均を加えたものに対応する。ノイズが大きくなればなるほど、決定されるオフセットの精度は低くなる。

【0029】

後段に比較器36.3及び36.4を伴う減算器A及びBである36.1及び36.2が存在する。冒頭で述べたように、信頼性のある「1010」シーケンスの検出には、相関のみでは十分ではない。ピーク検出器35.2と比較器35.3とを伴う相関器35.1は、「1010」シーケンスでないのにo.k.信号(ok_crit1)を与えることがある。例えば、検索されたシーケンスより大きな信号スイング(swing)を持つシーケンス「1110」が、第2のシンボル=1が成立したとしても、結果として大きな相関値を生じることがありうる。従って、誤った解釈を導く場合がある(図13における点線の水平線の参照)。

【0030】

この種の「誤った」検出を選別するため、(相関時間窓において)受信したシンボルの4つすべてを対応する振幅と比較するため、2つの減算を計算することにより第2の基準が選択される。1つの可能性のある実現が図5に示される。sub_Aとsub_Bとの差が、threshold_2と呼ばれる所定の値を超える場合、比較器36.3及び36.4は、ok_crit2A及びok_crit2Bで表される、2つの追加的なo.k.信号を生成する。これら2つの追加的なo.k.信号もまた、図4に示されるオフセットレジスタ37.2に印加される。比較器36.3及び36.4はthreshold_2を調整することによりチューン(tune)されることができる。

【0031】

オフセットレジスタ37.2はゼロで初期化され、常に、つまりプレバースト及びアクセスコードフェーズの間、すべての基準(相関及び正波(positive waves)と負波(negative waves)との間の所定の距離)が満たされる場合、平均検出器37.1から来る値で更新される。オフセットの更新手続は、結果として、以前の値(former value)を完全に緩める(total losing)ことを生じ、プレバーストフェーズの間に計算される、誤った値を直ちに除去するという利点を持つ。この値は受信されるノイズを反映するランダムな数であり(更新されたオフセット値を持つ図14参照)、周波数オフセットエラーとは無関係である。受信機10のベースバンド部から来る制御信号を動作させ、アクセスコードの終わり(end_of_access_code)を示した後、オフセットレジスタ37.2の値は信号バーストの終わりまで凍結される(frozen up)。end_of_access_codeは、オフセットレジスタ37.2の入力37.4に印加されることができる。オフセットレジスタ37.2はレジスタであり、出力37.3で与えられる平均値は一度このレジスタへシフトされる。

【0032】

オフセット補償器 38 が、オフセットレジスタ 37. 2 に格納された値を復調信号 d_{lp2} から連続的に減算するために使用される。結果は、信号 d_{mod_foc} と呼ばれ、大きな周波数オフセットエラーから解放される。信号 d_{mod_foc} はまだいくらかのノイズを有する。この残りの小さなエラーは、図 2 に示される連続的な低速オフセット補償ブロック 29 で減じられることができる。

【0033】

減算器 50 A 及び B のフリップフロップを伴うゲートレベルでの 1 つの可能な実現が図 5 に示される。減算器 50 は、連続する遅延ユニット 50. 1 を有することができる。入力信号 d_{mod_lp2} はステップ毎に遅延される。出力信号 sub_A は遅延信号の 1 つを後の信号から減算することで与えられる。出力信号 sub_B は遅延信号の別の 1 つを、また別の信号から減算することで与えられる。

10

【0034】

図 3 A 及び図 3 B と図 4 とを組み合わせる説明されるように、装置 20 の構成ブロックは、専用ロジックを用いて実現されることができ、又はマイクロプロセッサ若しくはデジタル信号プロセッサ (DSP) を用いて実現されることができ。しかしながら、マイクロプロセッサ又は DSP による実現の不利な点は、それらがロジックベースの実現よりも多くの電力と面積とを消費することである。

【0035】

最小最大評価のためのデジタル手段 26 又は 36 は、第 1 の最小最大ペア間の距離が $threshold_2$ の値より大きいかどうかを決定する。第 2 の最小最大ペア間の距離も $threshold_2$ の値より大きい場合、第 2 の基準 (最小最大基準と呼ばれる) が満たされる。

20

【0036】

最小最大基準と相関基準とが共に o.k. である場合にのみ、有効なプリアンプルが検出され、周波数オフセットが計算され、減じられる。

【0037】

ノイズがなく、歪みのない信号である、シミュレーションされる (simulated) 理想的なアンテナ信号 $V_{Antenna}$ が図 6 に示される。プリアンプルフェーズは、楕円 60 で示される。FSK 信号 (点線の曲線) と GFSK 信号 (実線の曲線) とが図 6 に示される。これら 2 つの変調方式間での唯一の差は、GFSK の場合、そのスペクトル幅を限定する信号を滑らかにするためにガウスフィルタが使用されることである。これは、パルスシェーピング (pulse shaping) と呼ばれる。

30

【0038】

図 7 において、図 6 における信号に対する理想的な I 及び Q 信号が示される。信号バーストの到着以前において、信号 I_{MIX_OUT} 及び Q_{MIX_OUT} はゼロに等しい。I(t) 信号は実線の曲線として示され、Q(t) 信号は点線の曲線として示される。電力もまた、図 7 における別の曲線として示される。

【0039】

図 8 において、2 つの帯域有限の I 及び Q 信号が示される。多相フィルタ 15 による歪みが図 8 に表される。

【0040】

40

帯域有限ノイズを伴う 2 つの帯域有限の I 及び Q 信号が図 9 に示される。

【0041】

アンテナ信号 $V_{Antenna}$ より得られる典型的な IF GFSK 信号が図 10 に示される。本実施形態におけるこの信号は、点線の水平線 100 で示されるように 150 kHz の周波数オフセットを持つ。実線の水平線 101 で示されるように公称の中心周波数 IF は 1000 kHz である。

【0042】

図 11 には、ローパスフィルタリング後の復調信号 d_{mod_lp2} が示される。この信号 d_{mod_lp2} は、本発明によるデジタル装置の入力信号として機能する。水平線 101 で示されるように、公称の中心周波数 IF は 1000 kHz である。第 1 の差 102 と第 2 の差 103 とは

50

、示されるように、最小最大ペア間で決定される。

【0043】

図12は、垂直な点線を用いて第1の基準—いわゆる相関基準—が満たされる時間点を示す。これらの時間点は、上述されたようにサイン波との相関を用いて選出される。この図12より明らかとなるように、プリアンプルシーケンスの終わりを示すように思われる多くの潜在的な候補者が存在する。相関値は図12の実線として示される。

【0044】

図13は、最小最大評価のためのデジタル手段26又は36の動作を示し、及び説明するために使用される。図13における実線の水平線は、第1の基準が満たされる時間窓に対応し、sub_Aとsub_Bとの値(図4参照)は、threshold_2より大きい。図13における点線の水平線は第2の基準(最小最大基準)を満たさないため、選別される無効なオフセット値を示す。

【0045】

図14において、オフセットレジスタ37.2の出力が実線103として示される。

【0046】

入力GFSK変調信号(アンテナ信号 $V_{Antenna}$)からのシンボルを復調するというメインタスクの他に、例えばクロックリカバリや周波数オフセット補償といった何らかの信号処理が必要である。両方の通信相手の基準周波数間にミスマッチがあれば、周波数オフセットが生成され、復調信号demod_lpにおける非希望DC成分を結果として生じる。

【0047】

費用及び電力消費を減少させるために、デジタル復調器が将来のBluetooth(登録商標)システムにおいては使用されることになるであろう。それぞれデジタルで実現される受信機のバックエンドの主な問題は、知られたMaxMinアルゴリズムを用いる高速周波数オフセット補償である。時には、計算されたオフセットが非常に不正確であり(又は完全に間違っており)、高いパッケージエラー率を結果として生じる。プリアンプルフェーズは4シンボルしかなく非常に短いので、受信機における非常に高速の安定手段が必要とされる。更に、プリアンプルシーケンスの正確な開始は未知であり、従って、(受信機部を動作させた後だが、バーストの前に)復調周波数信号がMaxMinアルゴリズムに対する誤った初期値を生成する。このエラーは、巨大な周波数振幅を含むノイズ信号により(信号バーストの前に)もたらされる。誤った初期値の効果を減らす、知られたリーケージ概念を使用しても、(所定時間後)PERに対する要求が満たされることはなかった。

【0048】

本発明による周波数オフセット補償に対する装置は、図1及び図2に示されるもののような、デジタル復調器と共に用いられるのに非常にうまく適している。本書で提案される発明は、信号バーストの開始を正確に知ることなく、周波数復調信号を用いて非常に短時間におおまかなオフセットを決定することを可能にする。選択される単純な受信機構造(例えば図1及び図2)は、アナログI及びQ信号をデジタルドメインに変換するのにADCの代わりに比較器を用い、アンテナ信号から周波数情報を抽出する。

【0049】

上述されたように、高速オフセット補償のために提案されるデジタル装置は、相関器に基づいている。アンテナ信号において、Bluetooth(登録商標)プリアンプルフェーズに対応する、シーケンス「1010」が発生すると、オフセット値が直ちに計算され、その信号から減じられる。正確な(right)検出の信頼性を高めるために、上述されたように、2つの基準が満たされなければならない。最小相関値は別として、正及び負の半波のピークは一定の距離を持たなければならない。両方の基準が満たされる(即ち、回路が対応するシーケンスを検出した)ときはいつでも、オフセットエラーが新たに計算され、減じられる。

【0050】

本発明の別の利点は、プリアンプルフェーズの実際の位置についての知識が受信機のクロックリカバリを改善することも可能にすることである。本発明によるデジタル装置を用いて一旦プリアンプルが検出されると、デジタル・フェーズ・ロック・ループ(DPLL)を初

10

20

30

40

50

期化するのに使用されることができる入力受信信号の粗いフェーズ情報が利用可能になる。

【0051】

本発明は、周波数偏移変調(FSK)方式を用いるすべての通信標準規格、例えば、DECT、Pager及びBluetooth(登録商標)標準規格に適用されることができる。しかしながら、DECTアプリケーションにおけるオフセット計算に対する速度要求は、例えば、プリアンブルフェーズ(DECTは16プリアンブルシンボルを持つ)が一層長いことによりBluetooth(登録商標)に比べて緩和される。従って、相関基準が調査されるだけの一層簡単な手順が適用されることができる。本発明のDECT実現において、相関基準に加えて最小最大基準を適用する必要はない場合がある。

10

【0052】

本発明は、携帯電話、他の携帯デバイスなどにおいて使用されることもできる。

【0053】

図面及び明細書において、本発明の好ましい実施形態が説明されてきた。そこでは、特定の語句が使用されているが、こうした所与の説明は一般的な用語を、記述的な意味においてのみ使用しており、限定する目的のものではない。

【図面の簡単な説明】

【0054】

【図1】GFSK受信機のフロントエンド及びバックエンドの概略表示である。

【図2】本発明によるGFSK受信機のバックエンドの概略表示である。

20

【図3A】本発明による第1の高速オフセット補償ユニットの概略表示である。

【図3B】本発明による第2の高速オフセット補償ユニットの概略表示である。

【図4】本発明による第3の高速オフセット補償ユニットの概略表示である。

【図5】本発明による図4の減算器A及びBの1つの可能性のある実現を示す概略表示である。

【図6】Bluetooth(登録商標)プリアンブルを持つFSK及びGFSKアンテナ信号を示す概略的なグラフである。

【図7】図6のGFSKアンテナ信号における理想的なI及びQ信号を示す概略的なグラフである。

【図8】受信機の多相フィルタによりもたらされる歪みが生じたI及びQ信号を示す概略的なグラフである。

30

【図9】帯域有限ノイズ(band-limited noise)と150 kHzの周波数オフセットとを伴う、歪みが生じたI及びQを示す概略的なグラフである。

【図10】帯域有限ノイズを伴うLIF GFSK信号を示す概略的なグラフである。

【図11】本発明による高速オフセット補償ユニットの入力信号であり、本書においてデジタルコード化された周波数復調信号(demod_lp2)と呼ばれる信号を示す概略的なグラフである。

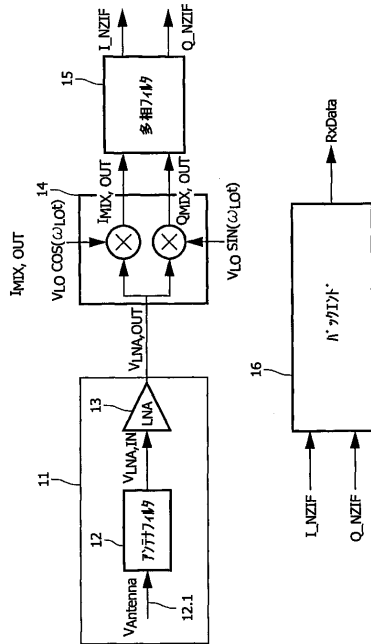
【図12】検出されたピークを伴う相関と第1の基準が満たされている時間点とを示す概略的なグラフである。

【図13】デジタルコード化された周波数復調信号(demod_lp2)と、第1の基準及び第2の基準が満たされている時間期間とを示す概略的なグラフである。

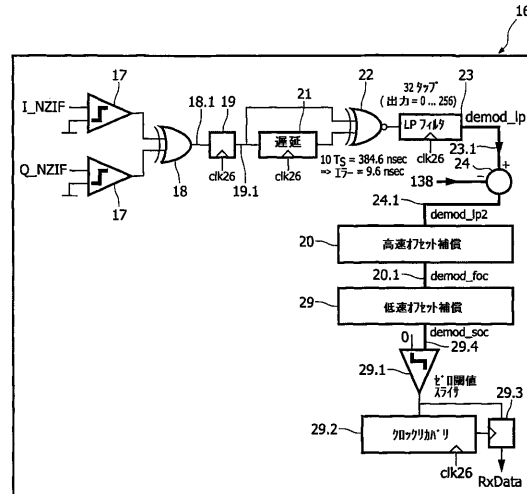
40

【図14】デジタルコード化された周波数復調信号(demod_lp2)とスライサ閾値信号とを示す概略的なグラフである。

【図 1】



【図 2】



【図 3 A】

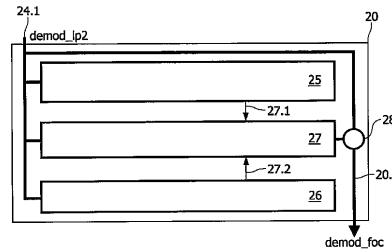
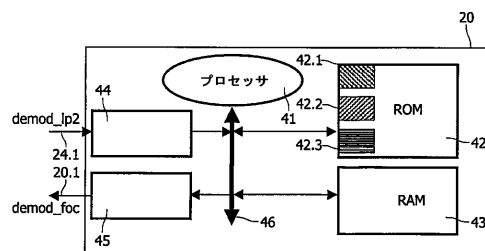
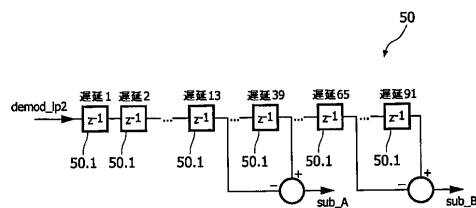


FIG.3A

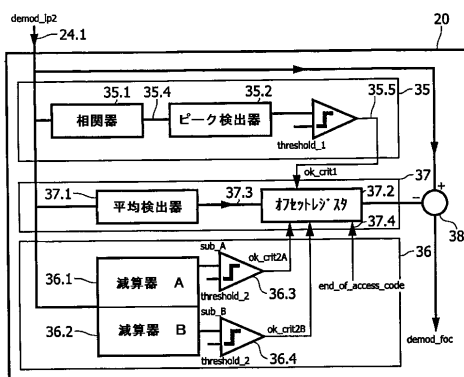
【図 3 B】



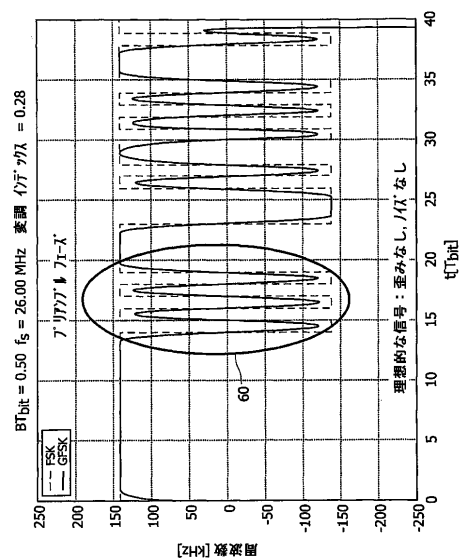
【図 5】



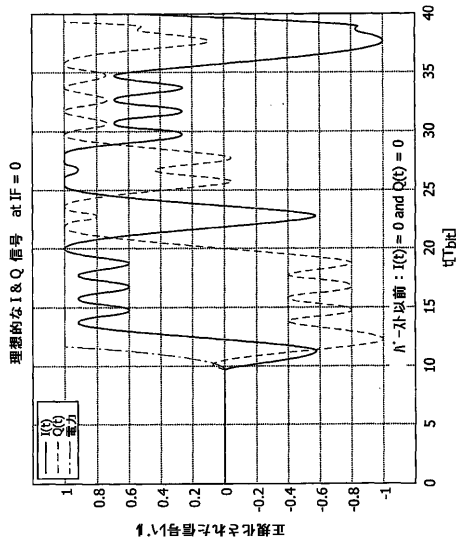
【図 4】



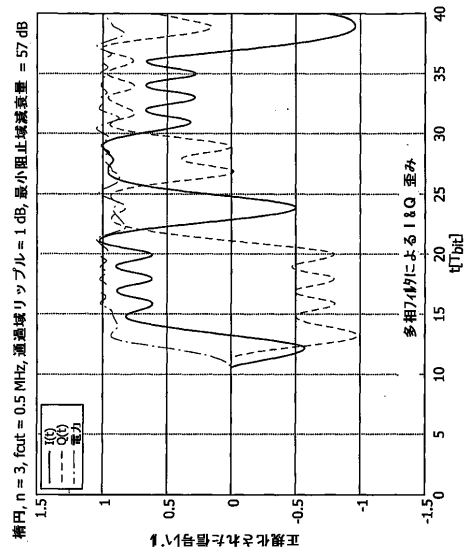
【図 6】



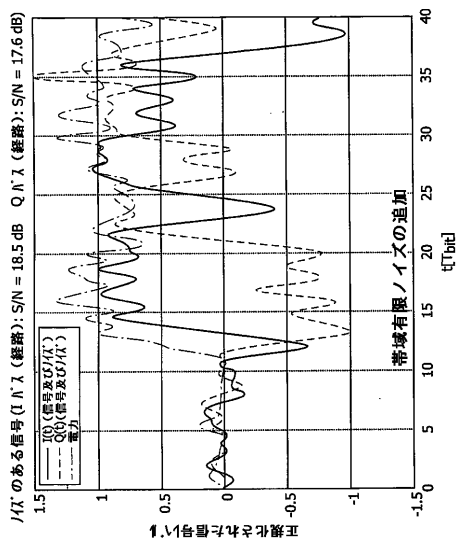
【図 7】



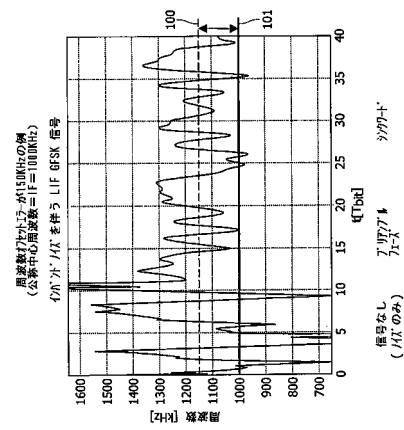
【図 8】



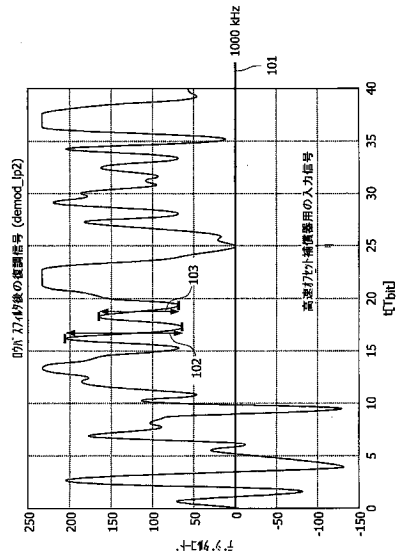
【図 9】



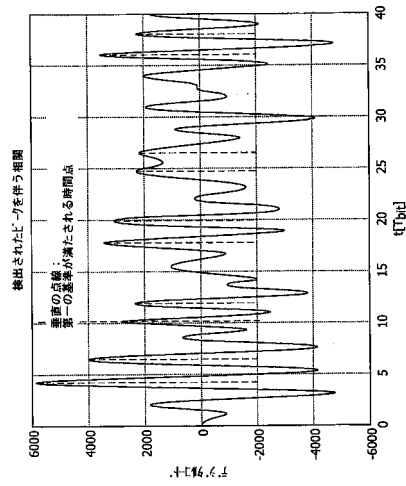
【図 10】



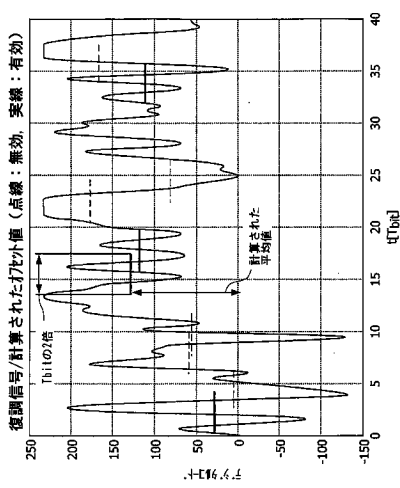
【図 1 1】



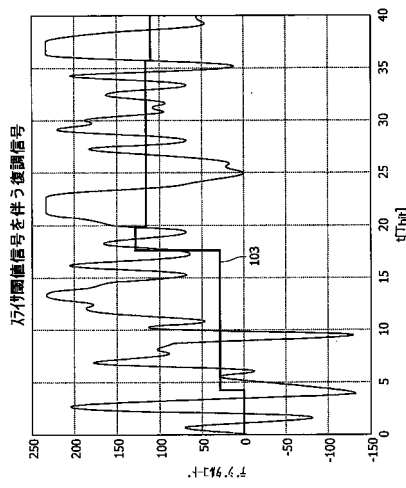
【図 1 2】



【図 1 3】



【図 1 4】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2003-069658 (JP, A)
米国特許出願公開第2003/0043937 (US, A1)
特開平08-237317 (JP, A)
米国特許第06356608 (US, B1)
特開2001-326699 (JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04L 27/14