

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公 開 特 許 公 報(A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2012-44656  
(P2012-44656A)

(43) 公開日 平成24年3月1日(2012.3.1)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO 4 L 27/14 (2006.01)	HO 4 L 27/14 Z	5 K O O 4
HO 4 B 1/10 (2006.01)	HO 4 B 1/10 V	5 K O 5 2

審査請求 未請求 請求項の数 10 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願2011-173485 (P2011-173485)	(71) 出願人 390041542 ゼネラル・エレクトリック・カンパニイ アメリカ合衆国、ニューヨーク州、スケネ クタディ、リバーロード、1 番
(22) 出願日 平成23年8月9日 (2011.8.9)	
(31) 優先権主張番号 12/855,015	(74) 代理人 100137545 弁理士 荒川 聡志
(32) 優先日 平成22年8月12日 (2010.8.12)	(74) 代理人 100105588 弁理士 小倉 博
(33) 優先権主張国 米国 (US)	(74) 代理人 100129779 弁理士 黒川 俊久
	(72) 発明者 リチャード・アラン・プレイス アメリカ合衆国、ニューヨーク州、ロチェ スター、サイエンス・パークウェイ、1 7 5 番
	最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 FMクリックの影響を受けない周波数推定

(57) 【要約】

【課題】周波数変調無線システムでの音声クリックを低減するための装置を提供すること。

【解決手段】その装置は、周波数変調（FM）信号を受信するための受信機と、受信信号を復調し、周波数誤差を推定するためのプロセッサとを備え、そのプロセッサは、第1の信号サンプルの位相を第2の信号サンプルの位相と比較することによって受信FM信号の位相変化を決定するように構成され、第1の信号サンプルおよび第2の信号サンプルは、時間で2サンプル以上隔てられる。

【選択図】 図 1

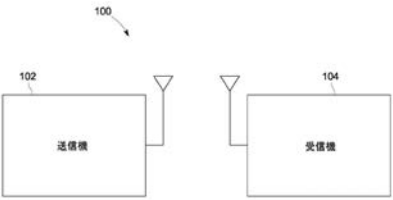


FIG. 1

**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

周波数変調無線システムでの音声クリックを低減するための装置であって、  
周波数変調（F M）信号を受信するための受信機と、  
前記受信信号を復調し、周波数誤差を推定するためのプロセッサとを備え、  
前記プロセッサが、第 1 の信号サンプルの位相を第 2 の信号サンプルの位相と比較することによって前記受信 F M 信号の位相変化を決定するように構成され、前記第 1 の信号サンプルおよび前記第 2 の信号サンプルが、時間で 2 サンプル以上隔てられる、装置。

**【請求項 2】**

前記第 1 の信号サンプルおよび前記第 2 の信号サンプルが、互いに隣接していない、請求項 1 記載の装置。 10

**【請求項 3】**

前記第 1 の信号サンプルと前記第 2 の信号サンプルとの間の前記時間的隔たりが、前記受信信号のナイキストレート未満である、請求項 1 記載の装置。

**【請求項 4】**

前記第 1 の信号サンプルと前記第 2 の信号サンプルとの間の前記時間的隔たりが、前記受信機の最大周波数誤差に対応する周期を超えない、請求項 1 記載の装置。

**【請求項 5】**

前記装置が、周波数変調（F M）または周波数偏移変調（F S K）無線システムである、請求項 1 記載の装置。 20

**【請求項 6】**

F M クリックの影響を受けない受信周波数変調（F M）信号についての周波数誤差を推定する方法であって、

受信機システムで前記周波数変調信号を受信するステップと、

第 1 の信号サンプルの位相を第 2 の信号サンプルの位相と比較して位相誤差を決定するステップを含む前記受信信号を復調するステップであり、前記第 1 の信号サンプルおよび前記第 2 の信号サンプルが、時間で 2 サンプル以上隔てられる、ステップと、

F M クリックの影響を受けない前記受信信号についての前記周波数誤差を推定するステップと

を含む方法。 30

**【請求項 7】**

前記第 1 の信号サンプルおよび前記第 2 の信号サンプルが、互いに隣接していないことをさらに含む、請求項 6 記載の方法。

**【請求項 8】**

前記第 1 の信号サンプルと前記第 2 の信号サンプルとの間の前記時間的隔たりが、前記受信信号のナイキストレート未満である、請求項 6 記載の方法。

**【請求項 9】**

前記第 1 の信号サンプルと前記第 2 の信号サンプルとの間の前記時間的隔たりが、前記受信機の最大周波数誤差に対応する周期を超えない、請求項 6 記載の方法。

**【請求項 10】**

前記受信機システムが、周波数変調（F M）または周波数偏移変調（F S K）無線システムである、請求項 6 記載の方法。 40

**【発明の詳細な説明】****【技術分野】****【0001】**

本発明は一般に、通信システムに関し、より詳細には F M クリックの影響を受けない受信信号についての周波数誤差を推定することに関する。

**【背景技術】****【0002】**

ほとんどすべての周波数変調（F M）および周波数偏移変調（F S K）無線システムを 50

悩ます問題は、チャネル信号対雑音比 (S N R) が 10 d B 以下に達するときなどの、低信号レベルで生じる F M 「クリック」および「ポップ」である。「クリック」および「ポップ」は一般に、復調プロセスで生成される付加的雑音を増強する雑音事象であると理解される。低入力信号対雑音比では、結果として生じる雑音増強は、主要な雑音源になる可能性がある。

#### 【 0 0 0 3 】

周波数復調は普通、ある瞬時の信号の位相をある近い瞬間の信号の位相と比較することによって行われる。信号の周波数は、位相の変化を時間の変化で割ったものである。信号を変調すると、位相が前後へ押されることになる。これらの変化を検出することによって、F M が復調される。F M 信号は一般に、上下に駆動する一定振幅のベクトルとして表すことができる。雑音は信号ベクトルを変化させるが、ベクトルの平均位置は、同じままであり、その結果復調後フィルタリングにより、雑音の影響の大部分を除去することができる。しかしながら、信号が、例えば S N R 約 10 d B と弱いときは、雑音によりベクトルが、原点周りで 360 度回転していなかったにもかかわらず、そのように見える可能性がある。この 2 (パイ) 回転は、復調出力波形にインパルスを引き起こし、そのインパルスは一般に、D C を含む広帯域幅に及ぶ周波数成分を有する大きなパルスの形態である。その信号をフィルタリングしても、単にパルスを複数のサンプルにわたって拡散させるだけである。狭帯域データ無線に特有の変調指数では、実際の位相は、1 ビット時間に 45 度よりはるかに大きく動くことは決してない。その結果、検出後フィルタリングにより、通常の F M 雑音は平均化されるが、クリックまたはポップ雑音には、どれだけフィルタリングしても有効でない。検出前 S N R が 10 d B 未満であるので、たとえ検出後 S N R が極めて良好であっても、F S K モデムの性能が驚くほど不十分であることが普通であり、結果的にクリックをもたらす。

#### 【 0 0 0 4 】

例えば、狭帯域 U H F チャネル用の高性能モデムでは、低ビットレートにおいて、シンボルレートに対する周波数誤差は重要である。送信と受信との間で 1 p p m の正味の周波数誤差を有する 5 1 2 メガヘルツ (M H z) 無線での 1 秒間当たり 4 8 0 0 ビットにおいて、位相は、周波数誤差だけに起因して 1 ビット当たり約 38 度移動することになる。この誤差に対処しなければならない。1 つの手法は、従来のリミッタ - 弁別器で周波数誤差を推定し、その後続くフィルタによって、数十ビット時間にわたって波形を平均化することである。しかしながら、S N R 10 d B 未満で動作させようとする場合、クリックが、周波数推定に誤差を引き起こすことになる。最適化された順方向誤り訂正を備えるある種のワイヤレス装置は、0 d B 未満のチャネル S N R で機能する能力があるので、周波数推定技術が感度を制限しないようにすることは、有利なことになる。

#### 【 0 0 0 5 】

F M クリックを最小限にする別の手法は、信号を復調するために位相ロックループ (P L L) を含む。ループの帯域幅を調整することによって、ループを、信号を復調するには十分広く、しかしクリックによって生成される 2 位相変化に追従するほど広くないようにすることができる。これは、通常の F M 閾値未満の、S N R 約 10 d B で復調を可能にするので、「閾値拡張」と通常呼ばれる。しかしながら、位相ロックループ復調器は、市販電子機器および民生用電子機器では一般的でない複雑さを無線受信機システムに追加する。

#### 【 先行技術文献 】

#### 【 特許文献 】

#### 【 0 0 0 6 】

【 特許文献 1 】 米国特許出願公開第 2 0 1 0 / 0 0 0 2 8 0 7 号公報

#### 【 発明の概要 】

#### 【 発明が解決しようとする課題 】

#### 【 0 0 0 7 】

従って、識別された問題の少なくともいくつかに対処するシステムを提供することが望

10

20

30

40

50

ましいであろう。

【課題を解決するための手段】

【0008】

本明細書で述べられるように、例示的な実施形態は、当技術分野で周知の上記のまたは他の欠点の1つまたは複数を克服する。

【0009】

例示的な実施形態の一態様は、周波数変調(FM)無線システムでの音声クリックを低減するための装置に関する。一実施形態では、その装置は、周波数変調(FM)信号を受信するための受信機と、受信信号を復調し、周波数誤差を推定するためのプロセッサとを備え、そのプロセッサは、第1の信号サンプルの位相を第2の信号サンプルの位相と比較することによって受信FM信号の位相変化を決定するように構成され、第1の信号サンプルおよび第2の信号サンプルは、時間で2サンプル以上隔てられる。

10

【0010】

別の態様では、開示される実施形態は、FMクリックの影響を受けない受信周波数変調(FM)信号についての周波数誤差を推定する方法を対象にする。一実施形態では、その方法は、受信機システムで周波数変調信号を受信するステップと、第1の信号サンプルの位相を第2の信号サンプルの位相と比較して位相誤差を決定するステップを含む受信信号を復調するステップであって、第1の信号サンプルおよび第2の信号サンプルは、時間で2サンプル以上隔てられる、ステップと、FMクリックの影響を受けない受信信号についての周波数誤差を推定するステップとを含む。

20

【0011】

例示的な実施形態のこれらのおよび他の態様ならびに利点は、添付の図面と併せて考察される次の詳細な記述から明らかとなる。しかしながら、図面は、本発明の境界を規定するものとしてではなく、例示目的のためだけに設計されており、本発明については、添付の特許請求の範囲を参照すべきである。さらに、図面は、必ずしも原寸に比例して示されておらず、別段の指示がない限り、図面は単に、本明細書で述べられる構造および手順を概念的に例示することが意図されている。加えて、任意のサイズ、形状または種類の要素または材料が、使用されることもあり得る。

【図面の簡単な説明】

【0012】

30

【図1】開示される実施形態の態様を組み込む例示的なシステムの概略図である。

【図2】従来技術のFM復調システムのブロック図である。

【図3】開示される実施形態の態様を組み込む例示的なFM復調システムの概略ブロック図である。

【図4】従来の復調方法および開示される実施形態の態様を組み込む復調方法から結果として生じる復調信号の比較を例示する図である。

【図5】従来の復調方法および開示される実施形態の態様を組み込む復調方法から結果として生じる復調信号の比較を例示する図である。

【図6】図5で示される波形をもたらす受信RF信号のアンラッピングされた角度を例示するグラフである。

40

【発明を実施するための形態】

【0013】

図1を参照すると、開示される実施形態の態様を組み込む通信システムは、参照数字100によって全体的に指定される。開示される実施形態の態様は一般に、典型的にはFMおよびFSKシステムでの弱信号性能を制限するFM「クリック」および「ポップ」の影響を一般に受けない受信信号についての周波数誤差を推定することを対象にする。

【0014】

図1で示される通信システム100は一般に、送信機102および受信機104を備える。一実施形態では、システム100は、例えば約200MHzから900MHzの周波数範囲の無線帯域などの認可された無線帯域にわたってデータの長距離通信を提供するワ

50

イヤレスシステムである。代替実施形態では、本開示の態様を組み込む無線システムは、任意の適切な無線帯域で動作させることができる。通信システム 100 の一例は、GE によって製造される Digital Energy SD シリーズの Long Range IP/Ethernet & Serial MDS SD2、MDS SD4 および MDS SD9 である（「Ethernet」は商標）。

【0015】

一般に理解されるように、受信機 104 の有効性は、送信信号が例えば障害物、干渉、フェージングおよび雑音を含む多くの要因の任意の 1 つによって劣化するとき、制限される可能性がある。受信信号の振幅が小さくなると、無線受信機の信号対雑音比の低下を引き起こす可能性がある。受信信号の位相変化は、本明細書では一般に FM クリックと呼ばれる繰り返し音声外乱を発生させる可能性がある。

10

【0016】

図 2 で示されるシステム 200 などの従来のアナログ周波数推定システムはすべて、信号対雑音比が 10 dB 以下に低下するときはいつでも FM クリックとして知られている現象を被る。図 2 のシステム 200 は、アナログ手法での周波数復調のより一般的な方法の 1 つである。図 2 のシステム 200 は一般に、受信信号 202 を最初に処理するため、ならびに周波数変換のために増幅器および混合器 204 を備える。フィルタ 206 は、隣接チャネル信号を拒絶しながら所望の周波数を通過させ、直交検出器 208 は、ベースバンド信号を回復するために使用できる。従来のシステムでは、周波数誤差は、従来のリミッタ - 弁別器で推定でき、その後続くフィルタ 210 などのフィルタによって、数十ビット時間 にわたって波形を平均化し、周波数推定値 212 を生成する。しかしながら、システム 200 を 10 dB の信号対雑音比未満で動作させようとする場合、結果として生じる FM クリックは、周波数推定に誤差を引き起こすことになる。検出後フィルタリングでは、通常の FM 雑音を平均化して取り除くことができるが、FM クリックまたはポップ雑音には、そのようなフィルタリングは有効でない。

20

【0017】

デジタルシステムでは、デジタルデータは典型的には、バーストで送信され、各バーストは、所定数のデータビットから成る。デジタル通信システムは、デジタルデータおよび音声処理を使用して音声品質を改善することができるが、FM クリックから結果として生じる雑音は、デジタル復調プロセスを完全に妨げることもある。

30

【0018】

図 3 は、開示される実施形態の態様を組み込む受信機および復調システム 300 の一実施形態を例示する。図 3 で示されるように、システム 300 は一般に、復調器 310 およびプロセッサ 320 を含む。プロセッサ 320 は一般に、受信信号 302 を処理し、FM クリックの問題がないまたは本質的に影響を受けない周波数推定 325 を生成するように構成される。プロセッサ 320 は、受信信号 302 を復調するために隣接信号よりもむしろ時間で著しく隔てられる信号サンプルの位相を比較することによってこれを行う。一実施形態では、プロセッサ 320 は、フィールドプログラマブルゲートアレイ (FPGA) またはデジタルシグナルプロセッサ (DSP) 320 を備える。代替実施形態では、システム 300 は、典型的には周波数変換、フィルタリング、レート変換および自動利得制御などの機能および演算を行うために含まれていることもある他の適切な構成要素を含むことができる。本明細書では説明のために、これらの構成要素は、添付の図には含まれない。

40

【0019】

一実施形態では、図 3 で示される復調器 310 は一般に、受信信号 302 を復調して同相 (I) および直交 (Q) ベースバンド信号を生成するように構成される直交復調器を備える。図 3 で示される実施形態では、復調器 310 は、直交混合器およびアナログデジタル (AD) 変換器を含む。復調器 310 は、受信信号および受信信号の直交 (90 度偏移) バージョンをサンプリングする。出力は、典型的には各信号の瞬時電圧を表すために 8 から 24 ビットの間を使用する、それらの 2 つの信号のデジタル表現である。チャネルフ

50

フィルタ 3 2 1 は、デジタル信号に対して数学演算を行って所望のオンチャネル信号を通過させ、隣接チャネルの信号および雑音を拒絶する。位相推定器 3 2 2 は、2 つの信号に作用し、一般に逆正接ルックアップとなることを行う。I および Q の瞬時値から、位相比較器 3 2 3 は、信号の位相を決定する。

#### 【 0 0 2 0 】

周波数は、位相の変化を時間の変化で割ったものであるもので、信号の位相から、周波数が、決定できる。一般に、サンプル時間は、さまざまなシステム要件に基づいてあらかじめ決定され、固定される。従来技術のシステムは、各サンプルを先行サンプルと比較して位相変化を決定し、その位相差は、受信周波数に比例する。しかしながら、従来技術のシステムとは異なり、開示される実施形態の態様は、各位相サンプルを、いくつかの時間ステップを除去したサンプルと比較する。フィルタ 3 2 4 は、その結果を平均化する。受信信号が弱いときは、位相比較によってなされる各周波数推定は、雑音に起因してその中にランダム誤差を有する。フィルタ 3 2 4 は、これらの誤差を平均化して取り除くことによってこれらの誤差を低減する。

#### 【 0 0 2 1 】

プロセッサ 3 2 0 は一般に、互いに時間で著しく隔てられる受信信号 3 0 2 のサンプルの位相を比較するように構成される。一般に、サンプル間の時間的隔たりは、処理されている受信信号 3 0 2 の帯域幅に対して大きい。典型的には、信号のサンプリングレートは、「ナイキストレート」とも呼ばれる、信号の周波数の二倍など、はるかに小さな間隔である。開示される実施形態の態様は、一般にナイキストレートの分数であるサンプリングレートを利用する。例えば、一実施形態では、サンプリングレートは、ナイキストレートの約  $1/5$  から  $1/10$  である。代替実施形態では、サンプリングレートは、ナイキストレートの  $1/5$  から  $1/10$  を含む以外の任意の分数とすることができる。一般に、比較されているサンプル間の時間的隔たりが大きいほど、結果として生じる信号 3 2 5 は、FM クリックからの影響が少なくなる。しかしながら、比較されているサンプル間の許容される時間が長すぎる場合、周波数誤差を決定することが、困難になる可能性がある。比較されているサンプル間の時間が長すぎるときは、位相は、その時間間隔の間に  $180$  度を超えて変化する可能性がある。一実施形態では、最大周波数誤差が、決定でき、比較されるサンプル間の最大時間は、 $(0.5 / \text{最大周波数誤差})$  の近似値未満ちょうどとすることができる。一般に、水晶発振器は、通信システム 1 0 0 での送信機 1 0 2 および受信機 1 0 4 の周波数確度を決定する。発振器の製造業者は、ある温度範囲にわたる最大誤差を規定する。例えば GE - MDS SD シリーズの無線は、 $-40$  から  $+60$  で  $100$  万分の  $1$  以内であることが保証される発振器を使用する。  $500 \text{ MHz}$  信号が発信されるときは、周波数は、  $500 \text{ Hz}$  (  $500 \text{ MHz}$  の  $100$  万分の  $1$  ) はずれることもあり得る。受信機はまた、  $1000 \text{ Hz}$  に至るまでの正味の誤差について、  $500 \text{ Hz}$  はずれることもあり得る。この場合には、データを復号しようとする前に周波数誤差を除去することが、必要になる。最大周波数誤差が  $1000 \text{ Hz}$  であることがわかっているので、互いに約  $0.5 / 1000 = 500 \mu\text{s}$  内にある位相サンプルが、比較される。一実施形態では、プロセッサ 3 2 0 内のサンプルクロックは、約  $30.722 \mu\text{s}$  で動作するが、そのレートでサンプルを使用すると、FM クリックをもたらす。代わりに、開示される実施形態の態様によると、  $500 \mu\text{s}$  に至るまで隔てられるサンプルが、比較される。

#### 【 0 0 2 2 】

一実施形態では、受信信号は、遅延サンプルの共役をかけた信号の角度を取得することによって復調される。これは、2 つのサンプルの位相の比較を可能にする。

#### 【 0 0 2 3 】

一実施形態では、2 つのサンプルの位相は、プリアンブルトーンの 1 全周期だけ隔てられ、次いで比較される。これは、変調に起因する位相変化が相殺することを可能にする。各位相比較について、変調ベクトルは、実質的に静止したままであり、どんな残りの位相差も、周波数誤差または雑音に起因する。時間で隔てられるサンプルを使用して周波数誤

10

20

30

40

50

差を求めることによって、FMクリックは、もはや有意ではない。

【0024】

例として、受信信号は、1 1 1 1 1 1 1 1 j - 1 - j 1 1  
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 である。受信信号は、近似的に中間の  
1スポットにおいて360度位相回転を有するように見える。隣接点間の位相差を取得す  
る従来の復調プロセスでは、結果として生じる復調信号は、

0 0 0 0 0 0 1.57 1.57 1.57 1.57 0 0 0 0  
0

である。128サンプル(1ビット当たり4サンプルで32ビット)にわたって平均化さ  
れると、結果は、1サンプル当たり6.28 / 128すなわち0.0491ラジアンであ  
る。このクリックは、推定周波数に予測可能な誤差を引き起こす。1ビット当たり4サン  
プルで1秒間当たり9600ビット(bps)の無線については、これは、300ヘルツ  
(Hz)誤差を表す。

【0025】

時間で著しく隔てられ、この例では16ビット離れているサンプル間の位相差を使用す  
る、開示される実施形態の復調方法は、次の復調信号、

0 0 0 0 0 0 - 1.57 3.14 1.57 0 0 0 0 0 0  
0 0 0 0 0 0 0 1.57 - 3.14 - 1.57 0 0 0

を提供する。この数列が128点にわたって平均化されると、結果は、0であり、クリッ  
クがなく、周波数推定に誤差はない。

【0026】

128点平均が外乱の半分だけを含むときは、ピークは、16サンプル当たり+ / - 3  
.14 / 128すなわち+ / - 0.0245ラジアンである。これは、1サンプル当たり  
+ / - 0.0015ラジアンと同等である。外乱は、互いに相殺する一対のグリッチを生  
成する。加えて、位相変化は、隣接サンプルの位相変化が測定される場合の1つの代わり  
に、16サンプル時間またはビットにわたって生じたと考えられるので、そのグリッチは  
、小さい。

【0027】

図4は、異なる変調技術を使用する信号302の復調から結果として生じる波形の比較  
を例示する。上部グラフ400は、隣接サンプルの位相変化を比較する従来技術を使用す  
る復調出力信号波形402を示す。下部グラフ410は、開示される実施形態の態様に従  
って時間で著しく隔てられるサンプルの位相変化を使用することから結果として生じる復  
調出力信号波形412を例示する。波形402は、約300Hzの振幅を有する周波数オ  
フセットスパイク404を含む。対照的に、波形412は、どんなスパイクまたは雑音ク  
リックも含まない。それどころか、平均周波数オフセットは、近似的に0である。下側の  
曲線410で示される例では、サンプルの隔たりは、16サンプル時間である。本当に生  
じるどんなグリッチまたはスパイクも、サンプルの隔たりに起因して小さく、それ自体で  
相殺する傾向がある。

【0028】

図5は、6dBのEb / Noで受信される100Hzはずれた周波数のプリアンブル信  
号の周波数誤差の推定から結果として生じる例示的な波形を例示する。この例では、上側  
のグラフ500は、周波数を決定する従来を使用することから結果として生じる波  
形502を例示する。図からわかるように、推定は、スパイクまたはグリッチ504、5  
06および508として示されるFMクリックを結果的にもたらず。下側のグラフ510  
は、開示される実施形態の態様に従って、時間で著しく隔てられるサンプルの位相差を測  
定することによって受信信号を復調することから結果として生じる波形512を例示する  
。グラフ510によって例示されるように、開示される実施形態の技術を使用すると、波  
形512は、どんなスパイクまたはグリッチも含まず、弱信号レベルで周波数推定および  
無線性能を制限する可能性があるFMクリックの影響を実質的に受けない。このように、  
図4および5のグラフは、波形412または波形512にパルスまたはクリックがないの

10

20

30

40

50

で、開示される実施形態の利点を例示する。しかしながら、従来の周波数推定方法の結果を例示する波形 402、502 の各々では、パルスおよびクリックが、存在している。

【0029】

図 6 でのグラフは、図 5 で示される復調波形を結果的にもたらした RF 信号のアンラッピングされた角度の波形 602 を例示する。この例では、縦軸 604 は、ラジアン単位での受信信号の位相である。波形 602 の直線は、周波数誤差が  $-100\text{ Hz}$  であるので、実質的に斜めであり、その結果各サンプルの位相は、先のものよりわずかに小さい。3 つの異なる瞬間において、信号上の雑音は、あたかも位相が  $2\text{ (}6.28\text{ ラジアン)}$  のジャンプをするかのようにその信号を見えるようにする。従来技術の FM 復調技術は、グラフ 500 での波形 502 によって示されるように、それらのジャンプの発生の各々でクリックを生成するが、開示される実施形態のシステムを使用すると、結果として生じる復調信号は、グラフ 510 での波形 512 によって示されるように、どんなクリックからも影響を受けない。

【0030】

開示される実施形態の態様はまた、1 つまたは複数のコンピュータで実行される上述のプロセスステップおよび命令を組み込むソフトウェアならびにコンピュータプログラムを含んでもよい。一実施形態では、図 3 の FPG A 320 などの、1 つまたは複数の計算装置は一般に、その計算装置に本開示の方法ステップを行わせるように構成される機械可読プログラムソースコードを具体化するプログラム記憶装置を利用するように構成される。本開示の特徴を組み込むプログラム記憶装置は、本開示の手順および方法を行うために光学的、磁気的特性および / または電子機器を利用する機械の構成要素として考案され、作られ、使用されてもよい。代替実施形態では、プログラム記憶装置は、コンピュータによって可読でかつ実行可能である、ディスクまたはコンピュータハードドライブなどの磁気媒体を含んでもよい。他の代替実施形態では、プログラム記憶装置は、光ディスク、読み出し専用メモリ (「ROM」) フロッピー (商標) ディスクならびに半導体材料およびチップを含むこともあり得る。

【0031】

計算装置はまた、記憶されたプログラムを実行するための 1 つまたは複数のプロセッサまたはマイクロプロセッサを含んでもよい。計算装置は、情報およびデータの記憶のためのデータ記憶装置を含んでもよい。本開示の特徴を組み込むプロセスおよび方法ステップを組み込むコンピュータプログラムまたはソフトウェアは、さもなければ従来のプログラム記憶装置の 1 つまたは複数のコンピュータに記憶されてもよい。

【0032】

開示される実施形態の態様は一般に、復調 FM 信号中の周波数誤差を推定することを対象にする。ある瞬間の受信信号の位相をある近い瞬間の位相と比較することによって受信信号を周波数復調する代わりに、開示される実施形態の態様は、1 つの瞬間での受信信号の位相を時間で著しく隔てられる瞬間の位相と比較する。時間的な隔たりは一般に、最大周波数誤差の因数とすることができ、 $(0.5 / \text{最大周波数誤差})$  すなわち最大周波数誤差の周期の半分未満ちょうどに既定するまたは設定することができる。結果として生じる復調 FM 信号は、特にチャネル信号対雑音比が  $10\text{ dB}$  以下であるときに、一般に FM クリックの影響を受けない。開示される実施形態の態様はそれ故に、例えば高性能ワイヤレスモデムで使用できる受信信号の周波数を簡単かつ正確に推定する。他の技術は、より強い信号、より大きい複雑さまたははるかに長い周波数推定時間を必要とすることになる。

【0033】

このように、本発明の例示的な実施形態に適用されるような本発明の基本的な新規の特徴が、示され、述べられ、指摘されているが、例示される機器の形態および詳細の、ならびにそれらの動作のさまざまな省略、置換、変更は、本発明の精神から逸脱することなく当業者によってなされ得ることが理解されよう。例えば、同じ結果を達成するために実質的に同じ方法で実質的に同じ機能を果たすそれらの要素および / または方法ステップのすべての組合せは、本発明の範囲内であることが明確に意図されている。さらに、本発明の

10

20

30

40

50

任意の開示される形態または実施形態に関連して示されかつ／または述べられる構造および／または要素および／または方法ステップは、設計上の選択の一般的問題として任意の他の開示されるもしくは述べられるもしくは示唆される形態または実施形態に組み込まれてもよいと認識すべきである。従って、本明細書に添付される特許請求の範囲によって示されるようにだけ限定されることが、意図されることである。

【符号の説明】

【 0 0 3 4 】

1 0 0	システム	
1 0 2	送信機	
1 0 4	受信機	10
2 0 0	従来技術の周波数推定システム	
2 0 2	信号	
2 0 4	増幅器および混合器	
2 0 6	フィルタ	
2 0 8	直交検出器	
2 1 0	フィルタ	
2 1 2	周波数推定値	
3 0 0	受信機および復調システム	
3 0 2	受信信号	
3 1 0	復調器	20
3 2 0	プロセッサ	
3 2 1	チャネルフィルタ	
3 2 2	位相推定器	
3 2 3	比較器	
3 2 4	フィルタ	
3 2 5	周波数推定	
4 0 0	上部グラフ（従来技術）	
4 0 2	復調出力信号波形	
4 0 4	周波数オフセットスパイク	
4 1 0	下部グラフ（開示される実施形態）	30
4 1 2	復調出力信号波形	
5 0 0	上側のグラフ（従来の）	
5 0 2	波形	
5 0 4	スパイク	
5 0 6	スパイク	
5 0 8	スパイク	
5 1 0	下側のグラフ（開示される実施形態）	
5 1 2	波形	

【 図 1 】

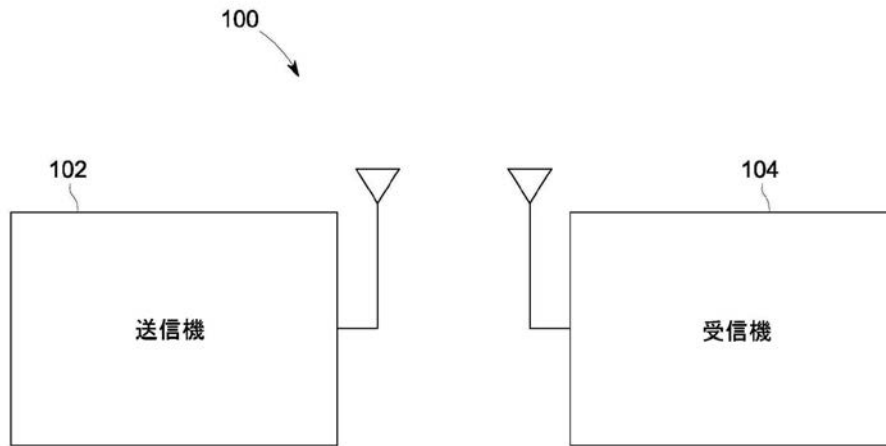


FIG. 1

【 図 2 】

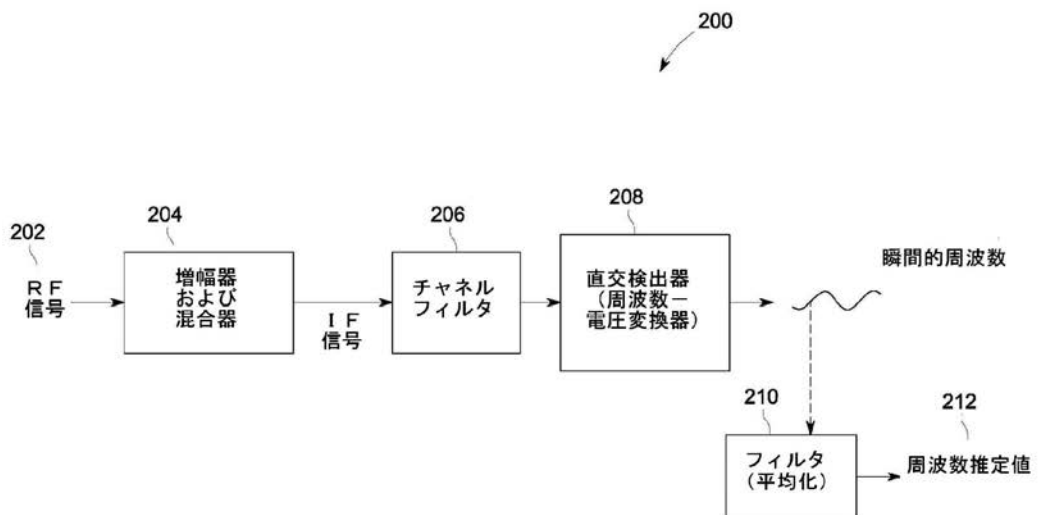


FIG. 2 (従来技術)

【 図 3 】

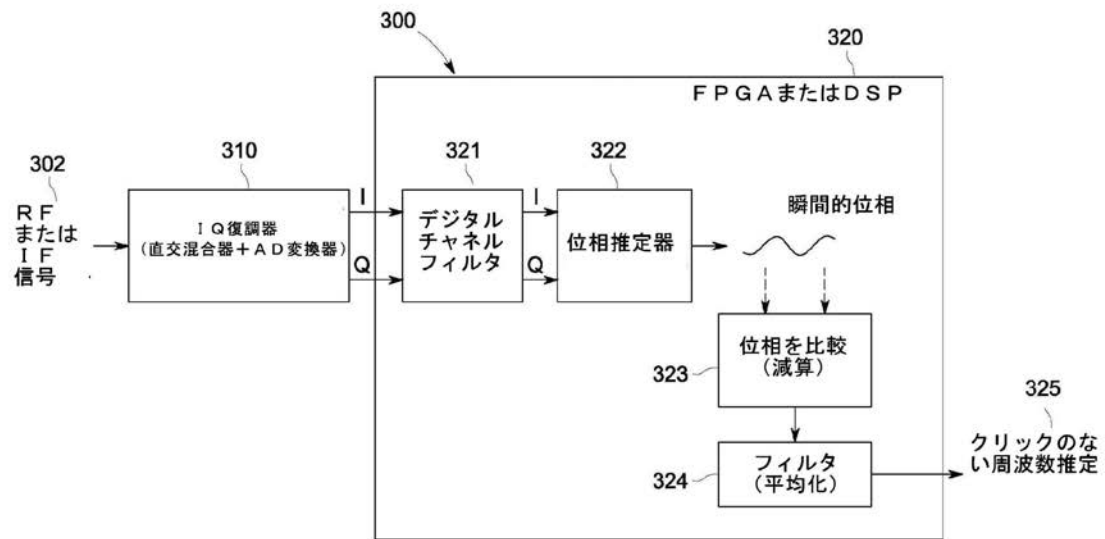


FIG. 3

【 図 4 】

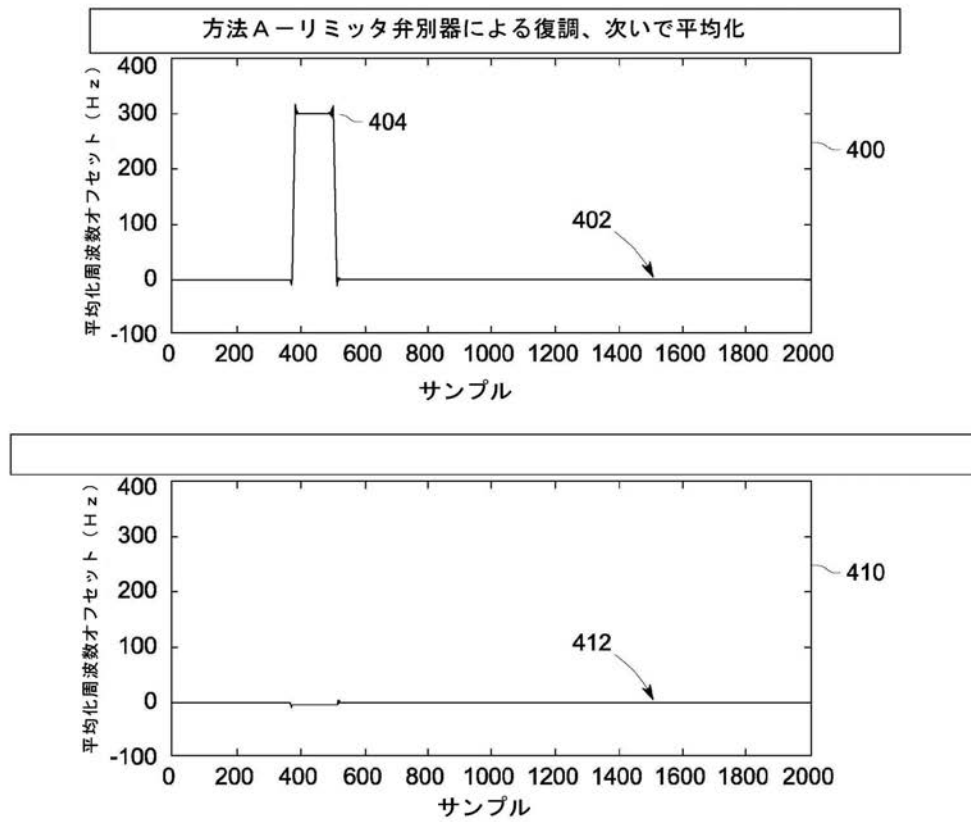


FIG. 4

【図 5】

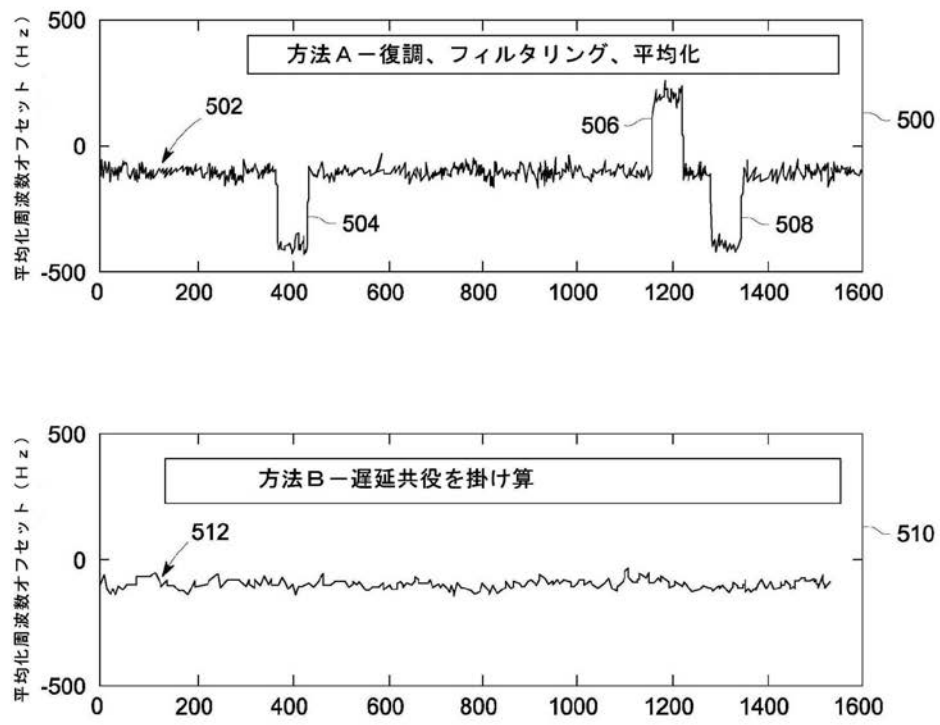


FIG. 5

【図 6】

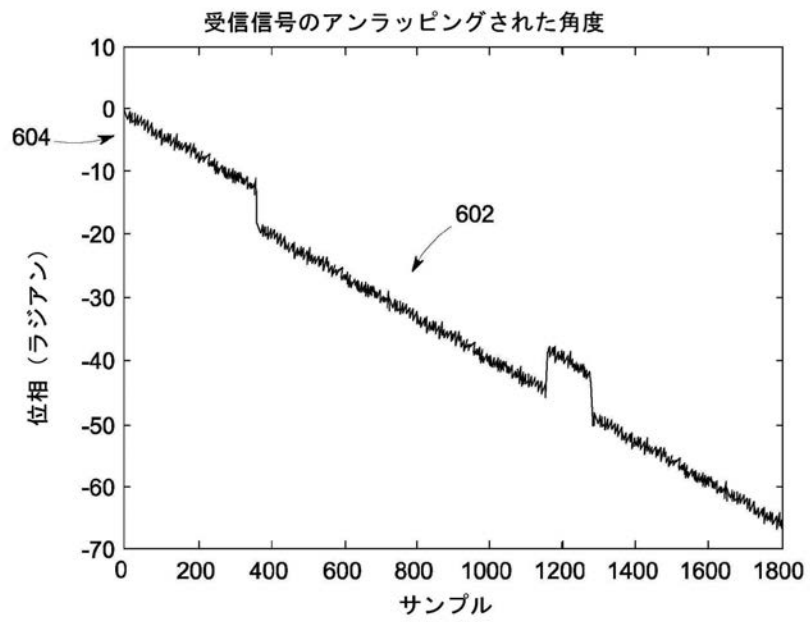


FIG. 6

---

フロントページの続き

(72)発明者 ライアン・ケヴィン・ジョンソン

アメリカ合衆国、ニューヨーク州、ロチェスター、サイエンス・パークウェイ、 1 7 5 番

Fターム(参考) 5K004 AA04 EG11 EG12

5K052 AA01 BB02 CC04 DD02 EE40 FF01 FF33 FF34 GG33 GG48

GG57