

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4939656号
(P4939656)

(45) 発行日 平成24年5月30日(2012.5.30)

(24) 登録日 平成24年3月2日(2012.3.2)

(51) Int.Cl. F I
H O 4 R 25/00 (2006.01) H O 4 R 25/00 H

請求項の数 12 (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願2010-532433 (P2010-532433)	(73) 特許権者	500011045
(86) (22) 出願日	平成19年11月12日(2007.11.12)		ヴェーデクス・アクティーセルスカプ
(65) 公表番号	特表2011-503980 (P2011-503980A)		デンマーク国、デーコー-3540、リ
(43) 公表日	平成23年1月27日(2011.1.27)		ング、ニューモーレヴェイ6
(86) 国際出願番号	PCT/DK2007/000493	(74) 代理人	100080322
(87) 国際公開番号	W02009/062500		弁理士 牛久 健司
(87) 国際公開日	平成21年5月22日(2009.5.22)	(74) 代理人	100104651
審査請求日	平成22年5月10日(2010.5.10)		弁理士 井上 正
		(74) 代理人	100114786
			弁理士 高城 貞晶
		(72) 発明者	アンデルセン・ヘニング ハウゴォア
			デンマーク国、デーコー-3460、ピア
			ケレス、ストルケバンゲット 1

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 補聴器のための F S K 受信機、および F S K 信号を処理する方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

補聴器中において使用するためのワイヤレス F S K 受信機であって、上記受信機は、第 1 の増幅段、リミッタ段、複数の位相検出段、およびルックアップ・テーブルを備え、上記第 1 の増幅段はリミッタ段の入力に接続されており、上記リミッタ段の出力は複数の位相検出段の複数の第 1 の入力にそれぞれに分割され、上記位相検出段の数は 2 よりも多く、各位相検出段がローカル・オシレータ、ミキサ段、フィルタ段、およびコンパレータ段をそれぞれ備えており、各位相検出段の上記入力が、対応するミキサ段の第 1 の入力を形成し、対応するローカル・オシレータのそれぞれが、対応するミキサ段の第 2 の入力に接続されており、各ミキサ段の出力が、対応するフィルタ段の入力に接続されており、上記フィルタ段のそれぞれの出力がそれぞれコンパレータ段の入力に接続されており、上記コンパレータ段のそれぞれの出力がルックアップ・テーブルの入力に接続されており、上記ルックアップ・テーブルの出力が、上記複数の位相検出段によって生成される一セットの引数から $\arctan 2$ 値を形成するものであり、

上記ローカル・オシレータのそれぞれの周波数が F S K 信号の搬送波周波数に同調されており、 n を上記ローカル・オシレータの数としたときに、上記位相検出段の上記ローカル・オシレータの位相角が相互に $180^\circ / n$ だけずれていることを特徴とする、

ワイヤレス F S K 受信機。

【請求項 2】

上記位相検出段の数が 5 であることを特徴とする、請求項 1 に記載のワイヤレス F S K

受信機。

【請求項 3】

上記位相検出段の出力が上記ルックアップ・テーブル・ブロックの入力に与えられており、それらが重みにしたがって $\arctan 2$ 値に結合されていることを特徴とする、請求項 1 に記載のワイヤレス FSK 受信機。

【請求項 4】

上記位相検出段は、アナログ入力を受付けて上記ミキサ段およびフィルタ段にわたってアナログ形式で上記入力进行处理するようになっており、上記コンパレータ段において上記フィルタ出力をデジタル化するようになっていることを特徴とする、請求項 1 に記載のワイヤレス FSK 受信機。

10

【請求項 5】

各ローカル・オシレータは 2 つの出力を備え、第 1 の出力はインバータを介してそれぞれミキサ段に接続されており、第 2 の出力は直接にそれぞれミキサ段に接続されていることを特徴とする、

請求項 1 に記載のワイヤレス FSK 受信機。

【請求項 6】

上記複数の位相検出段の少なくとも一つは、差動位相検出段であることを特徴とする、請求項 1 に記載のワイヤレス FSK 受信機。

【請求項 7】

FSK 信号を受信し、上記 FSK 信号を増幅し、上記増幅された FSK 信号を制限し、上記増幅された制限 FSK 信号を複数の信号分岐に分割し、上記分岐数は、受信される明確に検出可能な位相角の数よりも多く、上記複数の信号分岐の各分岐において上記 FSK 信号の位相を検出し、上記複数の信号分岐のそれぞれにおいて上記 FSK 信号の検出された位相に基づいて論理信号ベクトルを算出し、上記複数の信号分岐の上記信号ベクトルを加算し、上記加算結果に基づいて上記 FSK 信号から情報を引出し、引出された情報を上記補聴器にもたらず、補聴器のための信号を供給するためのワイヤレス FSK 信号を処理する方法において、

20

上記複数の信号分岐の各分岐における上記 FSK 信号の位相を検出するステップが、上記 FSK 信号をローカル・オシレータからの信号に混合することによって混合信号を生成し、ローパス・フィルタを用いて上記混合信号を帯域制限し、上記混合帯域制限信号と所定の固定レベルを比較し、上記比較に基づいて論理値を生成することを特徴とする、方法。

30

【請求項 8】

n を信号分岐の数としたときに、上記複数の信号分岐における上記ローカル・オシレータの位相角が相互に $180^\circ / n$ の間隔でずれている、

請求項 7 に記載の方法。

【請求項 9】

上記 FSK 信号から情報を引出すステップは、特定関数にしたがって上記論理信号ベクトルの合計の引数から信号を決定し、上記特定関数からの上記信号を微分し、微分された信号をローパス・フィルタリングし、上記ローパス・フィルタリングされた信号からクロックおよびデータを復元し、上記復元されたクロックに基づいて上記復元されたデータをバッファに記憶し、上記補聴器による使用のために上記バッファから上記記憶されたデータを引出す、請求項 8 に記載の方法。

40

【請求項 10】

上記複数の信号分岐の各分岐における上記 FSK 信号の位相を検出するステップは、上記信号を 2 つの分岐に分割し、上記分割された信号と、ローカル矩形波オシレータからの直接信号および反転信号とを混合して 2 つの混合信号を生成し、バンドパス・フィルタを用いて上記 2 つの混合信号を帯域制限し、上記混合帯域制限信号と所定の固定レベルを比較し、上記比較に基づいて論理値を生成する、請求項 8 に記載の方法。

【請求項 11】

50

nを信号分岐の数としたときに、上記複数の信号分岐の各分岐における上記ローカル矩形波オシレータの位相角が相互に $180^\circ/n$ の間隔でずれている、請求項8に記載の方法。

【請求項12】

上記特定関数が $\arctan 2$ 関数である、請求項9に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本願は補聴器に関する。より詳細にはワイヤレス受信機を備えた補聴器に関する。さらに詳細にはこの発明は周波数シフト・キーイング（周波数偏移変調）（frequency shift keying）（FSK）受信機を備えた補聴器に関する。 10

【背景技術】

【0002】

補聴器における共通の信号源は、補聴器の近傍において発生する音響信号（acoustic sound signals）をピックアップする一または複数のマイクロフォンである。補聴器において共通する他の信号源は、テレコイル受信機である。この受信機は、通常、受信機を備える補聴器の周囲のテレコイル送信機からの電磁ベースバンド（すなわち、非変調）音周波数信号（electromagnetic base band (i.e. unmodulated) audio frequency signals）をピックアップするように構成された小さなコイルとして実装される。 20

【0003】

補聴器回路要素（hearing aid circuitry）による増幅、調整および再生を目的とする高度な機能のために、従来技術において、補聴器は通常複数の信号源に適応するように設計されている。

【0004】

耳掛け形（behind the ear）（BTE）補聴器の中には、FM受信機、ブルートゥース（商標）受信機、ケーブルなどの外部装置（external equipment）を補聴器回路要素に接続するための接続手段を備えたものがある。このような外部装置は様々な態様で補聴器と通信可能であり、たとえばケーブル接続は通常補聴器をプログラミングするために設けられ、FM受信機はワイヤレスFM送信機付のマイクロフォンを身につけた話者がいる公の場所において用いるときに接続することができ、ブルートゥース（商標）受信機は携帯電話などからのオーディオ信号をストリーミングするために用いることができる。 30

【0005】

また、最新の補聴器の中には内部ワイヤレス受信機を備えたものもある。このタイプのワイヤレス受信機のほとんどは電力を補聴器電池から直接に引出す。従来知られているワイヤレス受信機を長時間使用すると補聴器電池は短時間で消耗してしまい、頻繁な電池交換の必要性や補聴器の動作のコストが増す。別体の電池を備える統合電力サプライ（integral power supplies）を有するタイプの受信機は、重量、サイズ、受信機の複雑性が増す。したがって、より電力効率のよいワイヤレス受信機が補聴器ユーザに多大な利益をもたらす。 40

【0006】

電力効率は、たとえば、受信機回路要素の全体の電力消費を低減することによって高めることができる。しかしながら、これは、信号品質の低下につながる受信機の雑音パフォーマンスを損なうことなく、行われるべきである。当業者に知られている、送信信号がデジタル・フォーマットされるFSK送信機/受信機の構成が、一般に推奨されている。

【0007】

FSK信号はいくつかのやり方で復調することができ、それぞれ異なる利点、トポロジーおよび複雑性を持つ。復調器はいくつかのカテゴリに細分され、FM~AM復調器タイプ（たとえば、スロープ（Slope）、フォスター-シーリー（Foster:Seeley）およびレイシオ（Ratio））、PLL復調器、ゼロクロス復調器、および直交復調器（Quadrature demodulators）などがある。 50

【 0 0 0 8 】

従来技術において知られている直交復調器のタイプの一つは、ローカル・オシレータ (local oscillator) と、同相分岐 (in-phase branch) および直交 (直角位相) 分岐 (quadrature branch) をそれぞれ表す 2 つの信号分岐とを備え、受信信号を同相 (I) 成分と直交 (Q) 成分に分割する (split)。直交信号 (バイナリ) において、一の成分にバイナリ 0 (binary zero) が割当てられ、他の成分にバイナリ 1 (binary one) が割り当てられる。I および Q の 2 つの信号成分は相互に排他的であるので、送信機が動作するとき、1 と 0 とからなるデジタルビットストリーム (digital bitstream) が生成される。両方の分岐が CPU に接続され、ここで復調処理が完結する。一般に、それぞれの分岐は、乗算器 (multiplier)、フィルタ (filter) および判定装置 (decision device) を備える。同相分岐における乗算器はローカル・オシレータに直接に接続され、他方、直交分岐における乗算器はローカル・オシレータの 90° 位相シフト・バージョン (90° phase-shifted version) に接続される。周波数シフト・キーイングされた信号中の情報がその後デコードされて、所望の目的にしたがって利用される。

10

【 0 0 0 9 】

このような FSK 復調器は、たとえば、バルケ (Burke) 名義の US 4 987 374 に記載されている。この復調器は第 1 および第 2 分岐に与えられる一つのローカル・オシレータを備え、各分岐はミキサおよび検知段を含む。第 1 の分岐におけるミキサは入力信号をローカル・オシレータからの直接信号に混合し (mix)、第 2 の分岐におけるミキサは入力信号をローカル・オシレータからの信号の 90° 位相シフト・バージョン (90° phase shifted version) に混合する。

20

【 0 0 1 0 】

従来技術の FSK 受信機はほとんどの用途において満足のいく動作を行う。しかしながら、補聴器中のように利用可能な電力が非常に少ない (only small) と、有効伝達範囲 (effective transmission range) が非常に短くなり、たとえば信号中に存在するノイズを原因とする受信エラーによって受信信号の品質がかなり損なれることがある。

【 0 0 1 1 】

したがって、電力消費を大幅に増大させることなく、FSK 受信機の雑音安定度 (雑音耐性) (noise immunity) を改善する目的のための、より信頼のある信号検出の手段が望まれている。

30

【 発明の開示 】

【 0 0 1 2 】

この発明による補聴器中における利用に適するワイヤレス FSK 受信機は、請求項 1 に表わされた特徴を有している。

【 0 0 1 3 】

二つから三つ、四つ、五つまたはそれ以上の分岐に復調器の分岐数を増やすことによって、全体のビット分解能、すなわち、この発明による FSK 受信機の、データビット単位に送られる離散シンボル数 (the number of discrete symbols sent per data bit) がかなり増加する。受信機に複雑性が付加されるものの、近年のマイクロ電子工学の技術を利用することで、より多くの復調器分岐の追加から生じる増加電力消費量は許容できることが確認されている。したがって、FSK 受信機設計に対する、より有効でしかも電力効率のよいアプローチが達成される。5 ~ 10 の復調器分岐から構成されるワイヤレス FSK 受信機は、雑音安定度 (noise immunity)、回路複雑性 (circuit complexity) および全体の受信機電力消費 (total receiver power consumption) の間の最も最適なバランスをもたらすと考えられる。

40

【 0 0 1 4 】

第 2 の態様において、この発明は請求項 7 に規定されるワイヤレス FSK 受信機を提供する。

【 0 0 1 5 】

第 3 の態様において、この発明は請求項 9 に規定される方法を提供する。

50

【 0 0 1 6 】

さらなる特徴および利点が従属請求項から明らかにされる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 1 7 】

【 図 1 】 従来技術の F S K 送信機を概略的に示すブロック図である。

【 図 2 】 図 1 の送信機によって送信される信号のスペクトルを示すグラフである。

【 図 3 】 従来技術のワイヤレス F S K 受信機である。

【 図 4 】 図 3 に示す従来技術のワイヤレス F S K 受信機によって検出される信号のベクトル図である。

【 図 5 】 この発明によるワイヤレス F S K 受信機の実施例を概略的に示すブロック図である。 10

【 図 6 】 図 5 に示すワイヤレス F S K 受信機におけるクリッピング段よりも前のバイナリ「 0 」が検出される 5 つの分岐のタイミング図である。

【 図 7 】 図 5 に示すワイヤレス F S K 受信機からバイナリ「 0 」が検知される信号のベクトル図である。

【 図 8 】 図 5 に示すワイヤレス F S K 受信機におけるクリッピング段よりも前のバイナリ「 1 」が検出される 5 つの分岐のタイミング図である。

【 図 9 】 図 5 に示すワイヤレス F S K 受信機からバイナリ「 1 」が検出される信号のベクトル図である。

【 図 1 0 】 図 5 に示すワイヤレス F S K 受信機におけるクリッピング段よりも後のバイナリ「 0 」が検出される 5 つの分岐のタイミング図である。 20

【 図 1 1 】 図 5 に示すワイヤレス F S K 受信機におけるクリッピング段よりも後のバイナリ「 1 」が検出される 5 つの分岐のタイミング図である。

【 図 1 2 】 この発明によるアナログ差動構成のワイヤレス F S K 受信機の実施例を示す。

【 図 1 3 】 この発明によるワイヤレス F S K 受信機を備えた補聴器である。

【 実施例 】

【 0 0 1 8 】

以下、図面を参照してこの発明をさらに詳細に説明する。

【 0 0 1 9 】

図 1 は、従来技術による周波数シフト・キーイング (F S K) 送信機 1 を示す。 F S K 送信機 1 は、シリアル・ビット・ストリーム生成器 2、インバータ 3、第 1 のミキサまたは乗算器 5、第 1 のローカル・オシレータ (発振器) 4、第 2 のミキサまたは乗算器 6、第 2 のローカル・オシレータ 7、加算ノード 8、出力段 (ステージ) 9、および送信アンテナ 10 を備えている。データ信号 $m(t)$ がシリアル・ビット・ストリーム生成器 2 によって生成されて 2 つの分岐に分割 (split) される。下側の分岐における信号は第 2 のミキサ 6 において第 2 のローカル・オシレータ 7 からの信号と混合 (mix) され、上側の分岐における信号はインバータ 3 によって反転されて (inverted)、第 1 のミキサ 5 において第 1 のローカル・オシレータ 4 からの信号と混合される。上側の分岐にインバータ 3 が存在していることに起因して、常にミキサ 5、6 の一つのみが出力信号を生成する。 30

【 0 0 2 0 】

ローカル・オシレータ 4、7 からの信号はそれぞれ次のように記述することができる。 40

【 0 0 2 1 】

【 数 1 】

$$\cos((\omega_c + \Delta\omega) \cdot t)$$

および

$$\cos((\omega_c - \Delta\omega) \cdot t)$$

【 0 0 2 2 】

復調器 1 の 2 つの出力分岐からの信号は加算ノード 8 において加算され、その結果次式 50

の F S K 信号 $s(t)$ が得られる。

【 0 0 2 3 】

【 数 2 】

$$s(t) = \bar{m}(t)\cos((\omega_c + \Delta\omega) \cdot t) + m(t)\cos((\omega_c - \Delta\omega) \cdot t)$$

【 0 0 2 4 】

F S K 信号 $s(t)$ は、送信アンテナ10を通じた無線送信のために出力段9によって増幅される。このように、F S K 送信機は、 $m(t)$ が「0」であるかまたは「1」であるかに依存して、ローカル・オシレータ4, 7によって決定される2つの周波数のうちの1つを出力する。

10

【 0 0 2 5 】

図2は、図1に示すF S K 送信機1によって生成されるF S K 信号の周波数スペクトルの一部を示している。この信号 (signals) は、 $f_c + f$ および $f_c - f$ の近傍 (around) に存在する。スペクトル成分は、異なる変調インデックス値 (different modulation index values) および $m(t)$ の異なるスペクトル成分 (different spectral content) によって異なるものになる。

【 0 0 2 6 】

図3は、図1に示すF S K 送信機によって生成されたワイヤレスF S K 信号を受信して復号するように構成されている、従来技術のワイヤレスF S K 受信機11を概略的に示すブロック図である。ワイヤレスF S K 受信機11の入力段 (ステージ) は、受信アンテナ12、増幅器13、およびリミッタ14を備えている。受信信号の検出のために、F S K 受信機11はまた、第1のローカル・オシレータ15a、第1のミキサ16a、第1のローパス・フィルタ17a、第1のリミッタ18aを含む第1の位相検出段と、第2のローカル・オシレータ15b、第2のミキサ16b、第2のローパス・フィルタ17b、第2のリミッタ18bを含む第2の位相検出段と、CPUインターフェース19を備えている。

20

【 0 0 2 7 】

F S K 信号が受信アンテナ12によってピックアップされ、増幅器13によって増幅され、かつリミッタ14によって調整される (conditioned)。リミッタ14の出力は2つの分岐に分けられて、第1のミキサ16aの入力および第2のミキサ16bの入力にそれぞれ与えられる。第1のミキサ16aでは、入力信号が第1のローカル・オシレータ15aからの出力信号に乗算される。その結果得られる出力信号が第1のローパス・フィルタ17aの入力に与えられ、第1のローパス・フィルタ17aからの出力信号が第1のリミッタ18aの入力に与えられる。

30

【 0 0 2 8 】

同様にして、第2のミキサ16bでは、入力信号が第2のローカル・オシレータ15bからの出力信号に乗算される。その結果得られる出力信号が第2のローパス・フィルタ17bの入力に与えられ、第2のローパス・フィルタ17bからの出力信号が第2のリミッタ18bの入力に与えられる。第1のリミッタ18aおよび第2のリミッタ18bから出力信号はさらなる処理のためにCPUインターフェース19の入力に与えられる。

【 0 0 2 9 】

40

図4は、図3に示す従来技術の受信機によって受信された信号のベクトルI (同相) およびベクトルQ (直交位相) を示すベクトル図である。ベクトルIおよびQは単位円上に図示され、互いに90°の位相差を持つ。横座標 (0°) とベクトルIとの間の位相偏移 (phase deviation) が $\theta \cdot t$ によって示されており、従来技術の受信機11の角度シンボル分解能 (angular symbol resolution) を表す。

【 0 0 3 0 】

この構成において、上記送信信号に存在する明確に検出可能な位相角の数と等しい (equal to the number of distinctly detectable phase angles in the transmitted signal) 上記受信機中の位相検出段の数は2つであり、受信信号中に存在するノイズおよびE M C 干渉が従来技術の受信機11の受信能力をかなり低めることがあり、その結果として情

50

報が誤まって伝えられるか、歪められるか、または完全に失われることがある。送信電力が減少するにつれて雑音干渉に対する感受性 (susceptibility) は大きくなる。受信品質は、いくつかのやり方、たとえば、送信機の電力を大きくする、伝送距離を短くする、または受信機の選択度を改良する (improving the receiver selectivity) ことで向上させることができる。

【 0 0 3 1 】

現存する受信機との互換性を維持させるとすると、送信電力の増大は不可能であると考えられる。よりパワフルな送信機はまたかさばってしまい、たとえばポケットサイズのリモート・コントローラに組込むことが困難である。また、この場合、リモート・コントローラはポケットにしまわれて、そこから操作するのが便利であるので、送信距離も便宜的と考えられる (the transmission distance may also be a matter of convenience)。複雑性を増大させることなく受信機の感度 (selectivity) を向上するのはかなり困難であり、受信機回路要素の電力消費はかなりなものになる。大幅に電力消費を増やすことなく向上した雑音余裕度 (雑音耐性) を持つ F S K 受信機の提供が、この発明の目的である。

10

【 0 0 3 2 】

図 5 はこの発明の実施例によるワイヤレス F S K 受信機の概略ブロック図である。ワイヤレス F S K 受信機 20 はシングルエンドの F S K 受信機 (single ended FSK receiver) である。ワイヤレス受信機 20 の入力段は、受信アンテナ 12、増幅器 13 およびリミッタ 14 を含み、従来技術のワイヤレス受信機 11 の入力段と同様である。受信信号の検出のために、F S K 受信機 20 は 5 つの同一の復調器分岐 (demodulator branches) を備え、各復調器は、ローカル・オシレータ 15 a, 15 b, 15 c, 15 d, 15 e, ミキサ 16 a, 16 b, 16 c, 16 d, 16 e, ローパス・フィルタ 17 a, 17 b, 17 c, 17 d, 17 e, およびリミッタ 18 a, 18 b, 18 c, 18 d, 18 e をそれぞれ備えている。

20

【 0 0 3 3 】

各リミッタ 18 a, 18 b, 18 c, 18 d, 18 e の出力はそれぞれ、重み (weights) x_1, x_2, x_3, x_4, x_5 , 重み y_1, y_2, y_3, y_4, y_5 , 第 1 の加算器 x および第 2 の加算器 y , ならびに Arctan^2 関数 21 を備えるルックアップ・テーブル・ブロック 28 の入力に接続されている。

【 0 0 3 4 】

ワイヤレス F S K 受信機 20 のリミッタ 18 a, 18 b, 18 c, 18 d, 18 e の各出力はルックアップ・テーブル 28 の入力に与えられ、 x_i および y_i によって重付けられる 2 つの別々の分岐セットにそれぞれ分割される。重み x_1, x_2, x_3, x_4 および x_5 からの出力は第 1 の加算器 x において加算され、重み y_1, y_2, y_3, y_4 および y_5 からの出力は第 2 の加算器 y において加算される。第 1 の加算器 x および第 2 の加算器 y からの出力は Arctan^2 関数 21 の入力に与えられ、ルックアップ・テーブル 28 の Arctan^2 関数 21 の出力は微分器 (differentiator) 22 の入力に与えられる。 Arctan^2 関数について、以下、さらに詳細に説明する。

30

【 0 0 3 5 】

ここで用いられる 2 引数アークタンジェント関数 (two argument arcus tangent function) は、アークタンジェント関数 $\text{Arctan}^2(x, y)$ の変形 (variant) であり、次のように定義される。

40

【 0 0 3 6 】

【数3】

$$\text{Arctan2}(x,y) = \begin{cases} \arctan(\varphi), & x > 0 \\ \pi + \arctan(\varphi), & x < 0 \\ \frac{\pi}{2}, & x = 0, y > 0 \\ -\frac{\pi}{2}, & x = 0, y < 0 \end{cases}, \text{ここで } \varphi = \frac{y}{x}$$

【0037】

このように、単位円の右手サイドにおいてだけ定義される従来のアークタンジェント関数 $\arctan(x, y)$ とは対照的に、アークタンジェント関数 $\text{Arctan2}(x, y)$ は単位円の全体 (whole unit circle) において定義される。 10

【0038】

微分器22の出力はローパス・フィルタ23の入力に接続され、ローパス・フィルタ23の出力はコンパレータ27の入力に接続され、コンパレータ27の出力はクロック・データ・リカバリ・ブロック24の入力に接続されている。クロック・データ・リカバリ・ブロック24はクロック線Cおよびデータ線Dを介してバッファ25に接続されている。バッファ25の出力はシリアル・ペリフェラル・インターフェース26の入力に接続されている。

【0039】

アンテナ12は送信信号をピックアップし、増幅器13が受信信号を増幅してリミッタ14の入力に適する信号レベルにする。受信信号は、周波数変調され、周波数偏移変調された (a frequency modulated, frequency shift keyed) アナログビットストリームとして扱われる。受信信号はリミッタ14によって2レベルデジタルビットストリームに変換される。この信号は、次に説明する第1、第2、第3、第4および第5の復調器分岐 (demodulator branches) に与えられる。 20

【0040】

第1の復調器分岐15a、16a、17a、18aは、リミッタ14によって出力される信号の第1の部分 (a first part of signal) を変換しかつ調整する (converts and conditions)。第1のローカル・オシレータ15aおよび第1のミキサ16aは受信信号をベースバンド信号に変換する。第1のミキサ16aは第1のローパス・フィルタ17aに送信信号の直接変換バージョン (direct converted version) を出力し、第1のフィルタ17aの出力からの信号は、第1分岐15a、16a、17aおよび18aにおける判定装置 (decision device) として動作する第1のリミッタ18aの入力信号として用いられる。第1のリミッタ18aの出力は、重み x_1 および y_1 のための引数として用いられる論理デジタルレベルであり (The output of the first limiter 18a is a logical, digital level, which is used as argument for the weights x_1 and y_1)、加算器 x および y において加算されて、上記ルックアップ・テーブル28の上記 Arctan2 関数21の入力を提供する。 30

【0041】

第2の復調器分岐15b、16b、17b、18bは、リミッタ14によって出力される信号の第2の部分を変換しかつ調整する。第2のローカル・オシレータ15bからの出力信号は、第1のローカル・オシレータ15aからの出力信号と比較して $\pi/5$ だけ位相がシフトされている。第2のローカル・オシレータ15bおよび第2のミキサ16bは受信信号をベースバンド信号に変換する。第2のミキサ16bは第2のローパス・フィルタ17bに送信信号の直接変換バージョンを出力し、第2のフィルタ17bの出力からの信号は、第2の分岐15b、16b、17bおよび18bにおける判定装置として動作する第2のリミッタ18bの入力信号として用いられる。第2のリミッタ18bの出力は、重み x_2 および y_2 のための引数として用いられる論理デジタルレベルであり、加算器 x および y において加算されて、上記ルックアップ・テーブル28の上記 Arctan2 関数21の入力を提供する。 40

【0042】

第3の復調器分岐15c、16c、17c、18cは、リミッタ14によって出力される信号の第 50

3の部分を変換しかつ調整する。第3のローカル・オシレータ15cからの出力信号は、第1のローカル・オシレータ15aからの出力信号と比較して2 / 5だけ位相がシフトされている。第3のローカル・オシレータ15cおよび第3のミキサ16cは受信信号をベースバンド信号に変換する。第3のミキサ16cは第3のローパス・フィルタ17cに送信信号の直接変換バージョンを出力し、第3のフィルタ17cの出力からの信号は第3の分岐15c、16c、17c、および18cにおける判定装置として動作する第3のリミッタ18cの入力信号として用いられる。第3のリミッタ18cの出力は、重み x_3 および y_3 のための引数として用いられる論理デジタルレベルであり、加算器 x および y において加算されて、上記ルックアップ・テーブル28の上記 Arctan 2 関数21の入力を提供する。

【0043】

第4の復調器分岐15d、16d、17d、18dは、リミッタ14によって出力される信号の第4の部分を変換しかつ調整する。第4のローカル・オシレータ15dからの出力信号は、第1のローカル・オシレータ15aからの出力信号と比較して3 / 5だけ位相がシフトされている。第4のローカル・オシレータ15dおよび第4のミキサ16dは受信信号をベースバンド信号に変換する。第4のミキサ16dは第4のローパス・フィルタ17dに送信信号の直接変換バージョンを出力し、第4のフィルタ17dの出力からの信号は第4の分岐15d、16d、17dおよび18dにおける判定装置として動作する第4のリミッタ18dの入力信号として用いられる。第4のリミッタ18dの出力は、重み x_4 および y_4 のための引数として用いられる論理デジタルレベルであり、加算器 x および y において加算されて、上記ルックアップ・テーブル28の上記 Arctan 2 関数21の入力を提供する。

【0044】

第5の復調器分岐15e、16e、17e、18eは、リミッタ14によって出力される信号の第5の部分を変換しかつ調整する。第5のローカル・オシレータ15eからの出力信号は、第1のローカル・オシレータ15aからの出力信号と比較して4 / 5だけ位相がシフトされている。第5のローカル・オシレータ15eおよび第5のミキサ16eは受信信号をベースバンド信号に変換する。第5のミキサ16dは第5のローパス・フィルタ17dに送信信号の直接変換バージョンを出力し、第5のフィルタ17dの出力からの信号は第5の分岐15e、16e、17eおよび18eにおける判定装置として動作する第5のリミッタ18eの入力信号として用いられる。第5のリミッタ18eの出力は、重み x_5 および y_5 のための引数として用いられる論理デジタルレベルであり、加算器 x および y において加算されて、上記ルックアップ・テーブル28の上記 Arctan 2 関数21の入力を提供する。

【0045】

このように、上記 Arctan 2 関数21は5つの復調器分岐からの加算された論理レベル x_i 、 y_i を受付け、上記 Arctan 2 関数21に対する引数として上記レベルを用いる。上記 $\text{Arctan 2}(x_i, y_i)$ 関数は、微分器22の入力として用いられる回転ベクトル(the rotational vector) (t) を引出す(派生する)(derive)。微分器22からの出力信号はローパス・フィルタ23においてローパス・フィルタされ、ローパス・フィルタ23からの出力信号は、復調器のための判定装置として動作するコンパレータ(比較回路)27を通過する。コンパレータ27からの出力はクロック・データ・リカバリ・ブロック24への入力として用いられる。

【0046】

クロック・データ・リカバリ・ブロック24はローパス・フィルタ23によってもたらされるシリアル・データ信号から埋込クロック・パルス(embedded clock pulse)を抽出し、取出されたクロック・パルスをクロック線Cを通じてバッファ25に与え、かつデータ線Dを通じてシリアル・データ信号をバッファ25に与える。埋込クロック・パルスは、バッファされたデータ信号を再同期するためにシリアル・パラレル・インターフェースによって用いられる。バッファ25は所定数の受信データ・ビットを収集して、シリアル・ペリフェラル・インターフェース26に上記データ・ビットを与える。シリアル・ペリフェラル・インターフェース26は、バッファ25が一杯になる前に、バッファされたデータを取出すように構成される。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 7 】

ワイヤレス受信機20は、受信されたデータ・ストリームにおける個々のデジタル・シンボル間の位相差を、従来技術において知られているFSK受信機よりも高い精度で検出することが可能である。5つのローカル・オシレータ15a, 15b, 15c, 15d, 15eのそれぞれが信号 $LO_i(t)$ を出力するとすると、以下のように表される。

【 0 0 4 8 】

【数4】

$$LO_i(t) = \cos\left(\omega_c \cdot t + \frac{i \cdot \pi}{5}\right)$$

10

【 0 0 4 9 】

ここで、この発明によるFSK受信機20における各分岐*i*についての復調信号 $u_i(t)$ は、次のように記述することができる。

【 0 0 5 0 】

【数5】

$$u_i(t) = K \cdot \left(\overline{m}(t) \cdot \cos\left(\Delta\omega \cdot t - \frac{i \cdot \pi}{5}\right) + m(t) \cdot \cos\left(-\Delta\omega \cdot t - \frac{i \cdot \pi}{5}\right) \right)$$

【 0 0 5 1 】

ここでKは比例定数である。この式ではリミッタ14におけるクリッピングによって発生するサイドバンドは考慮していない。

20

【 0 0 5 2 】

図6のグラフは、 $m(t) = 0$ の場合の受信例についての5つのカーブ u_1, u_2, u_3, u_4, u_5 を示している。各カーブ u_i の半周期(half period)は時間周期 T に対応し、カーブの順序は図7に示すベクトル・グラフにおける5つの検出信号を表す5つのベクトル u_1, u_2, u_3, u_4, u_5 の反時計回りのシーケンスに対応する。位相偏差は $T/5$ であり、この発明による受信機20の角度シンボル分解能(angular symbol resolution)を表す。図7のベクトル図と図4のベクトル図を比較することによって、シンボル分解能(symbol resolution)が、従来技術のFSK受信機11によって得られるものよりも良好(精密)であることが分かる。

30

【 0 0 5 3 】

図8のグラフは、 $m(t) = 1$ の場合の受信例についての5つのカーブ u_1, u_2, u_3, u_4, u_5 を示している。各カーブ u_i の半周期(half period)は時間周期 T に対応し、カーブの順序は図9に示すベクトル・グラフにおける5つの検出信号を表す5つのベクトル u_1, u_2, u_3, u_4, u_5 の時計回りのシーケンスに対応する。ここでも、シンボル分解能が従来技術のFSK受信機11によって得られるものよりも良好(精密)であることが分かる。

【 0 0 5 4 】

すなわち、5つの分岐における5つの検出されるベクトルの前進シーケンス(progressive sequence)が検出論理「0」(a detected logical '0')に対応し、5つの分岐における5つの検出されるベクトルの後退シーケンス(regressive sequence)が検出論理「1」(a detected logical '1')に対応する。これは、「0」が検出されるとき図7のベクトル図に示す反時計回りの回転と、「1」が検出されるとき図9のベクトル図に示す時計回りの回転に対応する。

40

【 0 0 5 5 】

図5を再度参照して、FSK受信機20のリミッタ段18a, 18b, 18c, 18d, 18eによって実行されるクリッピングの後において、5つの出力信号 $u_{\sim 1}, u_{\sim 2}, u_{\sim 3}, u_{\sim 4}, u_{\sim 5}$ が、 $m(t) = 1$ の場合にはおおよそ図10のタイミング図のようになり、 $m(t) = 0$ の場合にはおおよそ図11のタイミング図のようになる。図10に示す場合においては、 $u_{\sim 1}$ が最初に検出されて、 $u_{\sim 2}, u_{\sim 3}, u_{\sim 4}, u_{\sim 5}$ がこれに続く。これは

50

、信号ベクトル (t) が時計回りに動いており、「1」が受信されたことを受信機に告げる（知らせる）(tell)。図 1 1 に示す場合においては、 $u_{\sim 5}$ が最初に検出され、 $u_{\sim 4}$ 、 $u_{\sim 3}$ 、 $u_{\sim 2}$ 、 $u_{\sim 1}$ がこれに続く。これは、信号ベクトル (t) が反時計回りに動いており、「0」が受信されたことを受信機に告げる。一例として、 $m(t) = 1$ の場合のこの情報の推論 (deduction) について、以下、詳細に記述する。

【 0 0 5 6 】

信号 $u_{\sim i}$ 、 y_i 、 x_i および関数 $\text{Arctan2}(y_i, x_i)$ が、ベクトルの回転が「1」として解釈される時計回りであるか、「0」として解釈される反時計回りであるかの決定 (判定) に用いられる。 $m(t) = 1$ の場合、信号 $u_{\sim i}$ は次の行列 A によって記述することができる。

10

【 0 0 5 7 】

【数 6】

$$A = \begin{matrix} & \tilde{u}_1 & \tilde{u}_2 & \tilde{u}_3 & \tilde{u}_4 & \tilde{u}_5 \\ \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix} & m(t) = 1 \text{ の場合} \end{matrix}$$

20

【 0 0 5 8 】

定数 y_i および x_i は、次の線形式 (一次方程式) (linear equations) の系の解である。

30

【 0 0 5 9 】

【数 7】

角度

$$A \cdot y = \begin{bmatrix} \sin 18^\circ \\ -\sin 18^\circ \\ -\sin 54^\circ \\ -1 \\ -\sin 54^\circ \\ -\sin 18^\circ \\ \sin 18^\circ \\ \sin 54^\circ \\ 1 \\ \sin 54^\circ \end{bmatrix}, \quad A \cdot x = \begin{bmatrix} \cos 18^\circ \\ \cos 18^\circ \\ \cos 54^\circ \\ 0 \\ -\cos 54^\circ \\ -\cos 18^\circ \\ -\cos 18^\circ \\ -\cos 54^\circ \\ 0 \\ \cos 54^\circ \end{bmatrix}, \quad \begin{matrix} 18^\circ \\ :18^\circ \\ -54^\circ \\ -90^\circ \\ -126^\circ \\ -162^\circ \\ 162^\circ \\ 126^\circ \\ 90^\circ \\ 54^\circ \end{matrix}$$

40

ここで、

$$\phi(t) = \text{Arctan2}(A \cdot y, A \cdot x), \quad \text{ここで } \text{Arctan2}(y, x) \in [-\pi, \pi]$$

【 0 0 6 0 】

上記線形式における角度値は、ここでは、分かりやすくするために degree において示さ

50

れている。同様の行列（図示略）が $m(t) = 0$ の場合の信号 u_i を記述する。 y および x のそれぞれについて、一つのユニークな解が存在することも形式上示される。

【 0 0 6 1 】

y および x の両方が $\text{Arctan}^2(y_i, x_i)$ に対する引数のときに、 y および x の両方は同一の定数を用いてスケール化できる。上記線形式に対する一の特解は次のようになる。

【 0 0 6 2 】

【数 8】

$$y^T = \left[1 \quad \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \quad \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \quad -\cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \quad -\cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \right] \quad 10$$

$$x^T = \left[0 \quad \sin\left(\frac{\pi}{5}\right) \quad \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) \quad \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) \quad \sin\left(\frac{\pi}{5}\right) \right]$$

【 0 0 6 3 】

この結果、次の角度シーケンス (angular sequences) が与えられる。

【 0 0 6 4 】

【数 9】

$m(t)=1$ の場合

$$\varphi(t) \in \{18^\circ, -18^\circ, -54^\circ, -90^\circ, -126^\circ, -162^\circ, 162^\circ, 126^\circ, 90^\circ, 54^\circ\}$$

および

$m(t)=0$ の場合

$$\varphi(t) \in \{54^\circ, 90^\circ, 126^\circ, 162^\circ, -162^\circ, -126^\circ, -90^\circ, -54^\circ, -18^\circ, 18^\circ\}$$

【 0 0 6 5 】

F S K 受信機にもたらされる信号は、正勾配 (positive slope) または負勾配 (negative slope) のいずれかを有し、正勾配は単位円図において時計回りの回転に対応し、したがってバイナリ「1」を表し、負勾配は単位円図において反時計回りの回転に対応し、したがってバイナリ「0」を表す。このようにして、F S K 受信機 20 は信号が上昇している (rising) か下降している (falling) かを決定ことができ、すなわち、ベクトルが単位円図において時計回りまたは反時計回りに回転していることを決定することができ、たとえば、1 ビット期間中において (during one bit duration) (t) の 2 つの値の間の差を取ることによって、 (t) がビット期間において (within that bit duration period) において正に向かうか負に向かうかを決定し、送信されたシンボルがバイナリ「0」であるか「1」であるかを決定する。

【 0 0 6 6 】

変調指数 (modulation index) は次のように定義される。

【 0 0 6 7 】

【数 10】

$$\beta = \frac{2\Delta f}{DR}, \text{ ここで } \Delta f \text{ は偏差周波数 [Hz], } DR \text{ はデータレート [bits/s] である。}$$

【 0 0 6 8 】

結果として得られるベクトルが角速度 で回転する場合、次のようになる。

【 0 0 6 9 】

【数 1 1】

$$\Delta\omega=2\pi\Delta f$$

【0 0 7 0】

瞬時角度値 (the instantaneous angle value) $\phi(t)$ は次のようになる。

【0 0 7 1】

【数 1 2】

$$\phi(t) = \Delta\omega t = 2\pi\Delta f t$$

【0 0 7 2】

たとえば、変調指数 $\beta = 1$ 、データ・レート DR が $2\pi f$ とすると、ビット期間 (bit duration) は次のようになる。

【0 0 7 3】

【数 1 3】

$$\frac{1}{DR} = \frac{1}{2\Delta f} = \frac{T_0}{2}$$

【0 0 7 4】

ここで T_0 は復調信号の偏差周波数の期間 (period of the deviation frequency) である。これは、結果として得られるベクトルが、単位円 per ビットにおいて (in the unit circle pr.bit) ラジアン回転することを意味する。

【0 0 7 5】

2 分岐以上の分岐を持つ FSK 受信機において、ビット分解能のコンセプト (the concept of bit resolution) は次のように規定される。

【0 0 7 6】

【数 1 4】

$$\text{ビット分解能} = 2N \frac{\Delta f}{DR} = N\beta$$

【0 0 7 7】

ここで N は系 (システム) における分岐数である。数学的には、ビット分解能はデータビット単位の単位円におけるポイント (点) の数を表す。分岐の数が増えると、各ビットを表す検出可能なシンボルの数が増加するのでビット分解能は比例的に増加し、その結果、各ビットの検出が向上する。図 5 の実施例に示す受信機 20 のような連結位相系 (pentaphasic system) において、これは、従来技術において知られている受信機においてはたった 2 つの別個の角度値がもたらされるのとは対照的に、 $\phi(t)$ pr.bit について 5 つの別個の角度値、すなわち $5 \cdot \frac{\Delta f}{DR}$ のビット分解能をもたらす、その結果より高い検出精度となり、よりよい雑音耐性が得られる。

【0 0 7 8】

図 1 2 は、この発明によるワイヤレス FSK 受信機 30 の他の好ましい実施例を示している。ワイヤレス受信機 30 は差動 FSK 受信機 (differential FSK receiver) である。差動 FSK 受信機自体は従来技術において知られており、それはシングルエンドの FSK 受信機の実装以上のいくつかの実用的な利点を有する。構造的な観点からは差動実装はシングルエンド実装を超える重要な差異はないが、実用上の観点からは差動実装はよりよい雑音耐性を有する。

【0 0 7 9】

図 1 2 に示すこの発明の差動 FSK 受信機の実施例について、以下詳細に説明する。

【0 0 8 0】

ワイヤレス受信機 30 の入力段は、受信機アンテナ 12 および増幅器 13 を備えている。入力リミッタはこの実施例では必要とされない。増幅器 13 は、2 つの有線インターフェース・

10

20

30

40

50

バスを介して、5つのミキサ16 a, 16 b, 16 c, 16 c, 16 eのそれぞれの2つの入力にそれぞれ接続されている。5つのローカル矩形波オシレータ15 a, 15 b, 15 c, 15 d, 15 eのそれぞれは2つの出力を備え、このうちの一つの出力は5つのインバータ29 a, 29 b, 29 c, 29 d, 29 eのうちの一つの入力にそれぞれ接続され、他の出力は5つのミキサ16 a, 16 b, 16 c, 16 d, 16 eのうちの一つの入力にそれぞれ直接に接続されている。5つのインバータ29 a, 29 b, 29 c, 29 d, 29 eの出力は、5つのミキサ16 a, 16 b, 16 c, 16 d, 16 eのさらに他の入力にそれぞれ接続されている。ローカル矩形波オシレータ15 a, 15 b, 15 c, 15 d, 15 eからの信号は $\pi/5$ の位相増分 (in phase increments of $\pi/5$) だけ異なっている。

【0081】

インバータ29 a, 29 b, 29 c, 29 d, 29 eの目的は、ミキサ16 a, 16 b, 16 c, 16 d, 16 eのそれぞれに、ローカル矩形波オシレータ15 a, 15 b, 15 c, 15 d, 15 eのそれぞれからの直接信号の 180° 位相反転バージョン (態様) を提供することにある。5つのミキサ16 a, 16 b, 16 c, 16 d, 16 eは、それぞれ、ミキシング (混合) のための4つの別個の信号、すなわち、リアル入力信号、入力段12, 13からの位相反転入力信号、ローカル矩形波オシレータ15 a, 15 b, 15 c, 15 d, 15 eのそれぞれからのリアル・ローカル・オシレータ信号、およびインバータ29 a, 29 b, 29 c, 29 d, 29 eのそれぞれからの位相反転ローカル・オシレータ信号をそれぞれ受信する。5つのミキサ16 a, 16 b, 16 c, 16 d, 16 eからの出力信号は、さらなる処理のため、各信号ペア間で 36° の位相差を有する5つの信号ペア (signal pairs) から構成される。

【0082】

5つのミキサ16 a, 16 b, 16 c, 16 d, 16 eからの信号ペアは、5つのバンドパス・フィルタ31 a, 31 b, 31 c, 31 c, 31 d, 31 eの入力にそれぞれ接続されている。5つのバンドパス・フィルタ31 a, 31 b, 31 c, 31 c, 31 d, 31 eの出力も信号ペアを形成し、5つのリミッタ18 a, 18 b, 18 c, 18 d, 18 eの入力にそれぞれ接続されている。5つのリミッタ18 a, 18 b, 18 c, 18 d, 18 eの出力は重み x_1, x_2, x_3, x_4, x_5 , 重み y_1, y_2, y_3, y_4, y_5 , 第1の加算器 x および第2の加算器 y , ならびに Arctan^2 関数21から構成されるルックアップ・テーブル28の入力に接続されている。図12におけるルックアップ・テーブル28およびその後段に続くブロックは、図5に示すワイヤレス受信機20と同様の構成を持つ。

【0083】

5つのリミッタ18 a, 18 b, 18 c, 18 d, 18 eから上流の工程において、信号はアナログとされる。5つのリミッタ18 a, 18 b, 18 c, 18 d, 18 eから下流の工程では信号はデジタルとされる。5つのミキサ16 a, 16 b, 16 c, 16 d, 16 eよりも後段に5つのリミッタ18 a, 18 b, 18 c, 18 d, 18 eを位置させる戦略的配置も、ベースバンドにおいてデジタル・スイッチングが要求する電力が、FSK送信周波数のような高周波数のデジタル・スイッチングよりも低いので、電力消費を低く維持するのに役立つ。

【0084】

第1の復調器分岐15 a, 29 a, 16 a, 31 a, 18 aは、前置増幅器13によって出力される信号の第1の部分 (first part of signal) を変換しかつ調整する。第1のローカル・オシレータ15 aは受信信号をベースバンド信号に変換する。第1のミキサ16 aは第1のバンドパス・フィルタ31 aに送信信号の直接変換バージョン (direct converted version) を出力し、第1のバンドパス・フィルタ31 aの出力からの信号は、第1分岐15 a, 29 a, 16 a, 31 a, 18 aにおける判定装置 (decision device) として動作する第1のリミッタ18 aの入力信号として用いられる。第1のリミッタ18 aの出力は、分岐 x_1 および y_1 のための引数として用いられる論理デジタルレベル (logical, digital level) であり、加算器 x および y において加算されて、上記ルックアップ・テーブル28の上記 Arctan^2 関数21の入力を提供する。

【0085】

第2の復調器分岐15 b, 29 b, 16 b, 31 b, 18 bは、前置増幅器13によって出力される

10

20

30

40

50

信号の第2の部分を変換しかつ調整する。第2のローカル・オシレータ15bは受信信号をベースバンド信号に変換する。第2のローカル・オシレータ15bは第1のローカル・オシレータ15aからの出力信号と比較して $\pi/5$ だけ位相がシフトされている。第2のミキサ16bは第2のバンドパス・フィルタ31bに送信信号の直接変換バージョンを出力し、第2のバンドパス・フィルタ31bの出力からの信号は、第2の分岐15b、29b、16b、31b、18bにおける判定装置として動作する第2のリミッタ18bの入力信号として用いられる。第2のリミッタ18bの出力は、分岐 x_2 および y_2 のための引数として用いられる論理デジタルレベルであり、加算器 x および y において加算されて、上記ルックアップ・テーブル28の上記 Arctan^2 関数21の入力を提供する。

【0086】

第3の復調器分岐15c、29c、16c、31c、18cは、前置増幅器13によって出力される信号の第3の部分を変換しかつ調整する。第3のローカル・オシレータ15cは受信信号をベースバンド信号に変換する。第3のローカル・オシレータ15cは第1のローカル・オシレータ15aからの出力信号と比較して $2\pi/5$ だけ位相がシフトされている。第3のミキサ16cは第3のバンドパス・フィルタ31cに送信信号の直接変換バージョンを出力し、第3のバンドパス・フィルタ31cの出力からの信号は、第3の分岐15c、29c、16c、31c、18cにおける判定装置として動作する第3のリミッタ18cの入力信号として用いられる。第3のリミッタ18cの出力は、分岐 x_3 および y_3 のための引数として用いられる論理デジタルレベルであり、加算器 x および y において加算されて、上記ルックアップ・テーブル28の上記 Arctan^2 関数21の入力を提供する。

【0087】

第4の復調器分岐15d、29d、16d、31d、18dは、前置増幅器13によって出力される信号の第4の部分を変換しかつ調整する。第4のローカル・オシレータ15dは受信信号をベースバンド信号に変換する。第4のローカル・オシレータ15dは第1のローカル・オシレータ15aからの出力信号と比較して $3\pi/5$ だけ位相がシフトされている。第4のミキサ16dは第4のバンドパス・フィルタ31dに送信信号の直接変換バージョンを出力し、第4のバンドパス・フィルタ31dの出力からの信号は、第4の分岐15d、29d、16d、31d、18dにおける判定装置として動作する第4のリミッタ18dの入力信号として用いられる。第4のリミッタ18dの出力は、分岐 x_4 および y_4 のための引数として用いられる論理デジタルレベルであり、加算器 x および y において加算されて、上記ルックアップ・テーブル28の上記 Arctan^2 関数21の入力を提供する。

【0088】

第5の復調器分岐15e、29e、16e、31e、18eは、前置増幅器13によって出力される信号の第5の部分を変換しかつ調整する。第5のローカル・オシレータ15eは受信信号をベースバンド信号に変換する。第5のローカル・オシレータ15eは第1のローカル・オシレータ15aからの出力信号と比較して $4\pi/5$ だけ位相がシフトされている。第5のミキサ16eは第5のバンドパス・フィルタ31eに送信信号の直接変換バージョンを出力し、第5のバンドパス・フィルタ31eの出力からの信号は、第5の分岐15e、29e、16e、31e、18eにおける判定装置として動作する第5のリミッタ18eの入力信号として用いられる。第5のリミッタ18eの出力は、分岐 x_5 および y_5 のための引数として用いられる論理デジタルレベルであり、加算器 x および y において加算されて、上記ルックアップ・テーブル28の上記 Arctan^2 関数21の入力を提供する。

【0089】

ワイヤレスFSK信号が、この発明の差動FSK受信機30の受信アンテナ12によってピックアップされるたびに、受信信号は入力増幅器13によって増幅されて、5つの分岐に差動アナログ信号(differential analog signals)としてもたらされる。ミキサ16a、16b、16c、16d、16eにおいて、ローカル矩形波オシレータ15a、15b、15c、15d、15eのそれぞれからの信号、およびインバータ29a、29b、29c、29d、29eのそれぞれからの反転矩形波信号によって、差動信号は、変換、たとえば送信周波数からベースバンド周波数に、周波数において折返されて周波数が低められる(folded, down in frequency

10

20

30

40

50

)。ミキサ16a, 16b, 16c, 16d, 16eのそれぞれからのダウンコンバートされた信号は, バンドパス・フィルタ31a, 31b, 31c, 31d, 31eのそれぞれにおいて帯域制限され, バンドパス・フィルタ31a, 31b, 31c, 31d, 31eのそれぞれからの帯域制限された信号は, リミッタ18a, 18b, 18c, 18d, 18eのそれぞれによってリミットされ, その後, 重み x_i および y_i のそれぞれを経て, 加算ポイント x および y のそれぞれにもたらされる論理レベルに変換される。

【0090】

加算ポイント x および y は, それらの出力をルックアップ・テーブル28のArc tan 2関数21に与える。後段のブロック, すなわち微分器22, ローパス・フィルタ23, 決定ブロック27, クロック・データ・リカバリ・ブロック24, バッファ25, およびシリアル・ペリフェラル・インターフェース26は, 図5に示す実施例と同様の構成および機能を有する。

10

【0091】

連結位相構成 (pentaphasic configuration) を利用することによって得られる利点に加えて, 図12に示すワイヤレスFSK受信機30の実施例はさらに, 受信信号のリミッティングが, ベースバンドにおいて, すなわちミキサ16a, 16b, 16c, 16d, 16eのそれぞれから構成される変換段 (conversion stages) の後段において実行されるという事実からの利点を有する。これは, ワイヤレスFSK受信機30の電流消費をさらに低減し, その結果この発明による受信機30が長時間連続動作されてもバッテリー寿命が長期化される。

【0092】

20

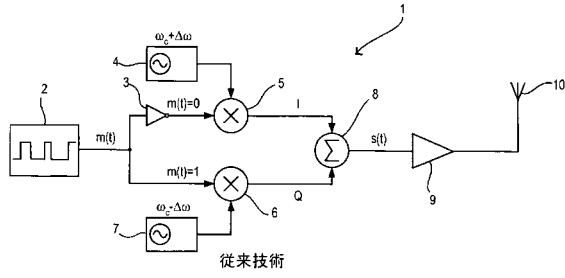
図13は, この発明による補聴器40の概略ブロックである。補聴器40は, アンテナ12, 増幅器13, ワイヤレスFSK受信機30, マイクフォン51, テレコイル52, 入力セクタ53, 補聴器プロセッサ50, および音響出力トランスデューサ54を備えている。補聴器プロセッサ50はマイクフォン51およびテレコイル52からの信号を処理するように構成され, さらにワイヤレスFSK受信機30によって受信された信号を音響出力トランスデューサ54によって再生するための処理を行う手段 (図示略) を備えている。ワイヤレスFSK受信機30は, 好ましくは補聴器40の回路の統合部 (integral part of the circuitry) であり, 補聴器プロセッサ50を含む統合回路に完全に埋込まれていてもよく, 補聴器バッテリー (図示略) から必要な電力を効果的に引出す。

【0093】

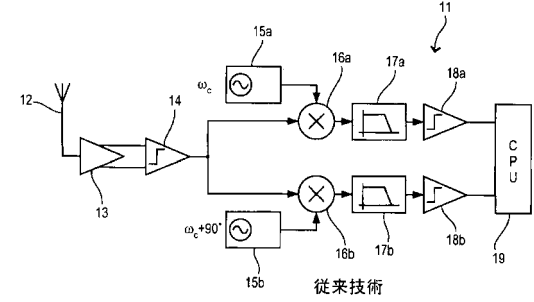
30

すなわち, この発明による補聴器は, マルチ位相受信スキーム (multiphasic reception scheme) を含む低電力の効率的なFSK受信機を組込んでいる。このようにすることで, 補聴器ユーザは, たとえば, 補聴器のワイヤレス・リモート・コントロールもしくはプログラミング, または補聴器におけるデジタルの符号化オーディオ信号のワイヤレス受信など, この発明による補聴器の多数の新規の応用からの利益を受けることができる。

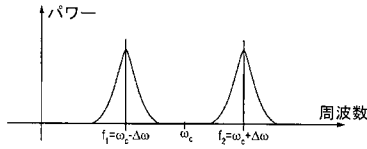
【図1】



【図3】



【図2】



【図4】

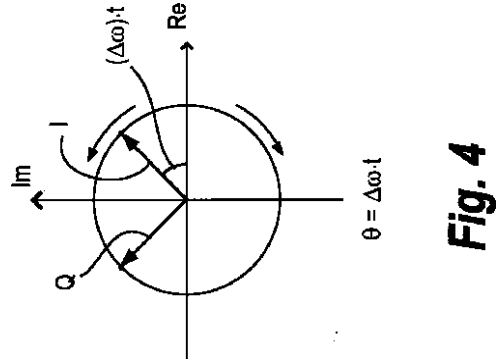
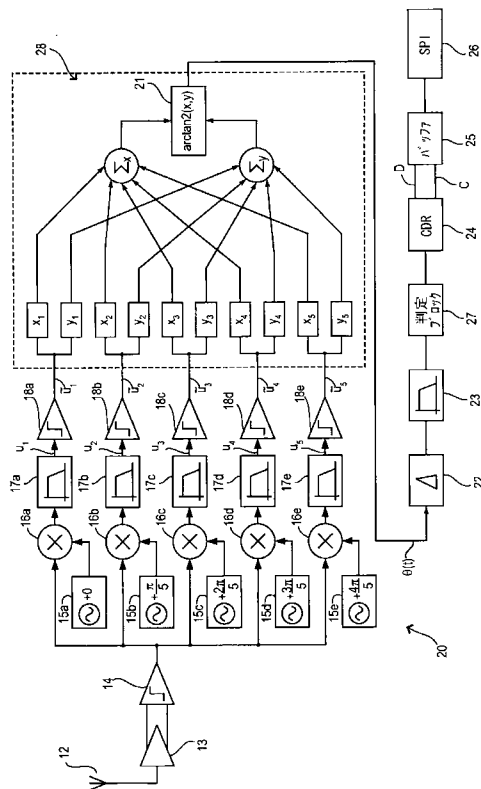
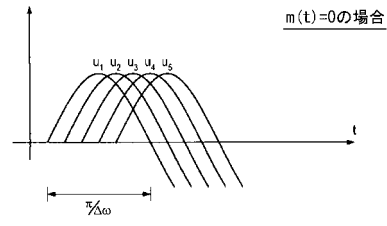


Fig. 4

【図5】



【図6】



【図7】

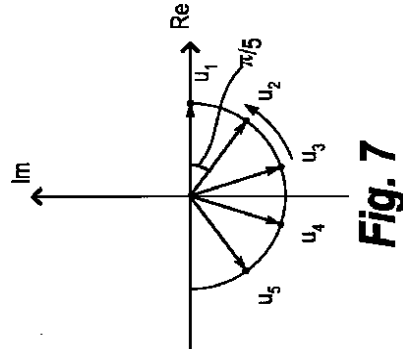
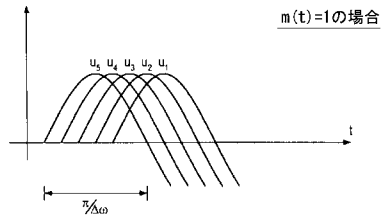
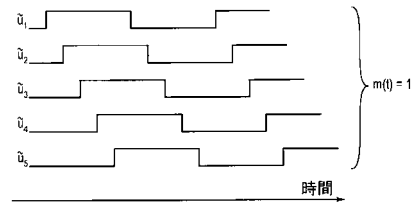


Fig. 7

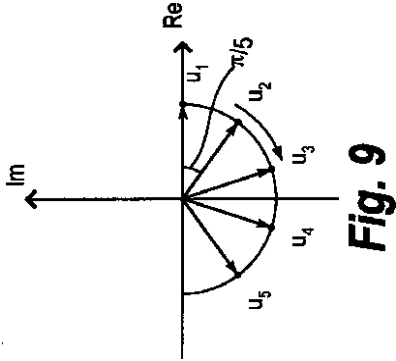
【図8】



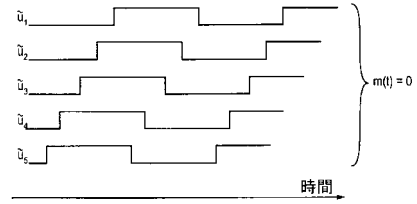
【図10】



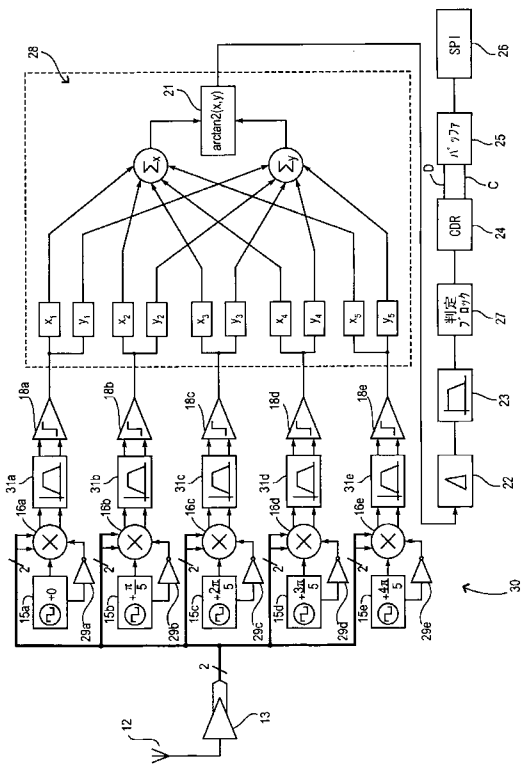
【図9】



【図11】



【図12】



【図13】

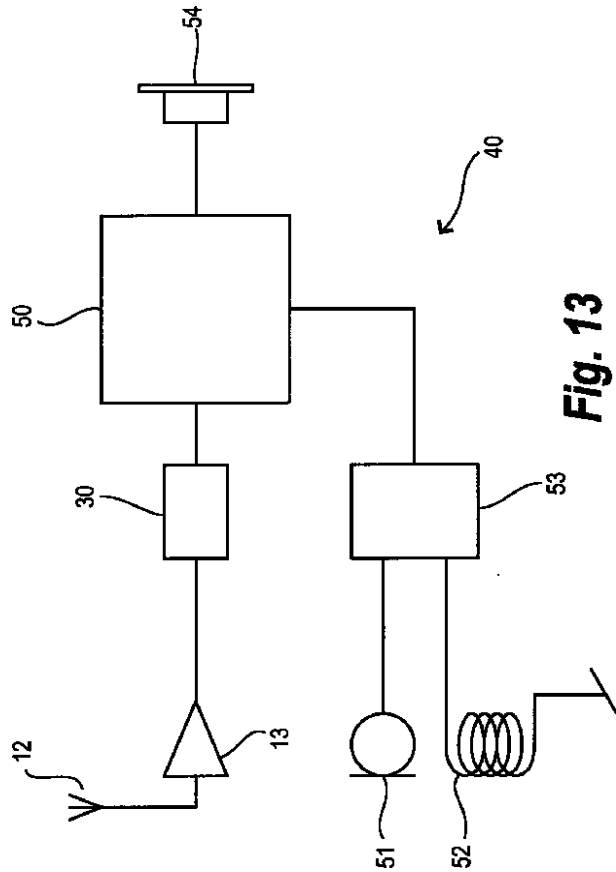


Fig. 13

フロントページの続き

(72)発明者 キルスゴォア・セレン
デンマーク国, デーコー - 2750, バレルプ, 10ペー, ヘデパアケン 3

審査官 大野 弘

(56)参考文献 特表2008-527867(JP, A)
特開平07-177184(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04R 25/00