

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3623973号
(P3623973)

(45) 発行日 平成17年2月23日(2005.2.23)

(24) 登録日 平成16年12月3日(2004.12.3)

(51) Int.CI.⁷

F 1

H 04 Q 1/45

H 04 Q 1/45

B

請求項の数 12 (全 25 頁)

(21) 出願番号 特願平5-153412
 (22) 出願日 平成5年6月24日(1993.6.24)
 (65) 公開番号 特開平6-78345
 (43) 公開日 平成6年3月18日(1994.3.18)
 審査請求日 平成12年6月26日(2000.6.26)
 (31) 優先権主張番号 07/903440
 (32) 優先日 平成4年6月24日(1992.6.24)
 (33) 優先権主張国 米国(US)

(73) 特許権者 591203200
 シーメンス ブライヴェイト コミュニケイション システムズ インコーポレイテッド
 アメリカ合衆国 フロリダ ボカラレイトン ブロークン サウンド ブールヴァード 5500
 (74) 代理人 100061815
 弁理士 矢野 敏雄
 (74) 代理人 100094798
 弁理士 山崎 利臣
 (72) 発明者 マイケル イー ロック
 アメリカ合衆国 カリフォルニア ユーエスエー サンタクララ バンクロフトストリート 678

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】複数信号の検出及び識別システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数信号の検出及び識別システムであって、前記信号の各々は第1及び第2の成分を有し、当該各成分は所定の周波数を有し、前記各信号は該信号の第1及び第2成分の所定の周波数に対応する識別値を有し、該対応は周波数の組合せを識別値に対応させる所定のマッピングに従っている形式のシステムにおいて、

前記システムは、

電力特性及び周波数特性を含む前記信号の信号特性の指標を得るために前記信号を処理する手段(52)と、

前記所定のマッピングに従って前記周波数特性の指標から前記信号を識別し、前記信号の識別値を求める手段(52)と、

前記信号を2より多くの品質レベルにより評価する手段(54)と、

前記信号の評価の安定性に基づいて複数の期間にわたって前記信号の安定性を求める手段(56)とを有し、

前記評価手段(54)は、評価パラメータの複数のセットを使用し、該評価パラメータの複数のセットは、それぞれ異なる識別値グループに対する評価パラメータの別個のセットを含んでおり、前記手段(54)は、前記評価パラメータのセットから選択されたセットを用いて、電力特性を含む前記信号の信号特性を評価することにより前記信号を評価し、前記選択されたセットは、当該セットと前記信号の求められた識別値が属する識別値グループとの間の対応に従って選択されており、

10

20

前記安定性を求める手段(56)は安定性パラメータの複数のセットを使用し、該安定性パラメータの複数のセットは、それぞれ異なる識別値グループに対する安定性パラメータの別個のセットを含んでおり、

前記信号評価及び前記信号安定性は、前記信号の求められた識別値の信頼性の指標であることを特徴とする複数信号の検出及び識別システム。

【請求項2】

前記信号はDTMF信号であり、

前記評価パラメータの複数のセットは、DTMF識別値{2, 3, 6, B, C}の各々に対する第1のパラメータセットと、DTMF識別値{0, 1, 4, 5, 7, 8, 9, *, , A, D}の各々に対する第2のパラメータセットとを含んでおり、10

前記安定性パラメータの複数のセットは、DTMF識別値{2, 3, 6, B, C}の各々に対する第1のパラメータセットと、DTMF識別値{0, 1, 4, 5, 7, 8, 9, *, , A, D}の各々に対する第2のパラメータセットとを含んでいる、請求項1記載のシステム。

【請求項3】

前記信号を評価する手段(54)は、

前記信号の電力成分の第1及び第2の測定を同時に行う手段と、

所定のパラメータに従って前記第1の測定(結果)を前記第2の測定(結果)と比較する手段とを有する、請求項1記載のシステム。

【請求項4】

前記信号を処理する手段は、前記信号の電力成分を測定するための少なくとも2つのウィンドウ手段を有し、該ウィンドウ手段のうちの1つは非矩形ウィンドウ手段である、請求項1記載のシステム。20

【請求項5】

上記非矩形容(ウィンドウ)はカイザーウィンドウ(Kaiser Window)である請求項4記載のシステム。

【請求項6】

さらに、前記信号の端部を検出するための手段(58)を有する請求項1記載のシステム。

【請求項7】

前記信号の端部を検出するための手段は、前記信号の識別上の変化を検出する手段を有する請求項6記載のシステム。30

【請求項8】

前記信号の安定性を求める手段は前記信号の求められた識別値の変化を検出する手段を有する請求項1記載のシステム。

【請求項9】

前記信号の安定性を求める手段は品質レベルの変化を検出する手段を有する請求項1記載のシステム。

【請求項10】

前記信号の安定性を求める手段は電力成分の変化を検出する手段を有し、前記電力成分の変化を検出する手段は、40

複数の期間のうちの1つにわたって前記信号の電力成分の最小値及び最大値を求める手段と、

前記最小値と前記最大値を比較する手段とを有する請求項1記載のシステム。

【請求項11】

前記周波数の組合せの内に入らない周波数を含む周波数を減衰するバンドパスフィルタ(50)をさらに有する請求項1記載のシステム。

【請求項12】

複数信号の検出及び識別システムであって、各信号は第1及び第2の成分を有し、当該各成分は所定の周波数を有し、前記各信号は該信号の第1及び第2の成分の所定の周波数に50

対応する識別値を有し、前記対応は周波数の組合せを識別値に対応させる所定のマッピングに従っている形式のシステムにおいて、

前記システムは、

前記信号内の成分周波数を検出し、前記所定のマッピングに基づいて前記成分周波数を評価することにより前記信号を識別する手段(52)と、

2より多くの品質レベルにより前記信号を評価する評価手段(54)とを有し、

前記評価手段は評価パラメータの複数のセットを使用し、異なる識別値グループに対して別個の評価パラメータのセットが設けられており、前記評価手段(54)は、評価パラメータの前記セットから選択されたセットを用いて電力特性を含む前記信号の信号特性を評価することにより前記信号を評価し、前記選択されたセットは、該セットと前記信号の識別値が属する識別値グループとの間の対応に従って選択されている(340)、ことを特徴とする複数信号の検出及び識別システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】

本発明は複数信号の検出及び識別システムに関する。

【0002】

本発明はD T M F信号(押しボタンダイヤル信号；Dual Tone Multifrequency信号)の受信検出に関する。特に、本発明は電話装置、例えばボイスストアアンドフォワード装置(音声の蓄積、転送装置)、(Storage and forward)ないし(Voice Store and forward apparatus)(V S F)、一般にボイス(音声)2列として知られているものにおけるD T M F受信の改良に関する。
20

【0003】

【従来技術】

D T M Fは同時に音声信号を伝送するアナログ電話線上の制御情報をエンコード(符号化)するための慣用技術である。D T M F広汎普及にも拘らず、音声とD T M Fとを精確かつ一貫性を以て識別するという問題が連綿として存在していた。人間の聴覚にとって音声メッセージと一致するD T M F音声信号ないし音響(トーン)を選択的に無視し得るが、現存する検出装置は屡々音声信号をD T M F信号として受け取り、トーケオフ(talk off)として知られている現象が生じる。このことが起る理由は、人間の音声はD T M Fと同じスペクトルの成分を含むからである。
30

【0004】

トーケオフの問題は他の意味合い、影響範囲を有する。例えば音響的に結合されたD T M F発生器はD T M F受信中エラーを惹起し得る。音響結合における準直線性によってD T M Fがひずまされ、音声として解釈されるおそれのあるスプリアス信号が発生され得る。他の例としては送出音声信号はトランスハイブリッド回路において入力D T M F信号と混合し得る。トランスハイブリッド回路における有限の損失の故に、当該音声ないし音響は付加的音声ノイズを含み、当該音響の受信を妨害するおそれがある。

【0005】

上述の3つの問題に対処すべく種々の試みが提案されている。トーケオフに対処するため或試みによれば、夫々のD T M F信号の最小長さを増大することが提案されている。このことはトーケオフの困難性を緩和するが当該問題点は解消されない。さらにD T M F発生器の或ものに定められている最大長さは使用可能にならない程に短か過ぎる。さらに、過度の長さはユーザにとって支障を来たすおそれがある。

【0006】

また、或試みによればD T M F帯域外(680 H z以下及び2000 H z以上)、殊にD T M Fトーンの高調波周波の信号パワーの最小レベルを要件とすることによりトーケオフの問題を解消することが図られている。このことにより何等かの改善がなされるけれども、トーケオフの問題は完全には解消されない。また、帯域外パワーの許容可能な適格(合
50

格) 量を制限する手段によっても有限のトランスハイブリッド損失の問題が起こる。

【0007】

個々の DTMF 受信機フィルタの帯域幅を狭めることにより、トークオフ特性のいさかの改善がなされ得る。上述の他の 2 つの試案によてもトークオフ問題は完全には解消されない。さらに、当該手法をどの程度有効に実施し得るかについての限界が存在する、それというのは、電子産業協会 (Electronics Industry Association) (EIA) - 標準規格により要求されているところによれば個々の DTMF トーンにおける周波数変動に対応する理由から中心周波数の 1.5 % の最小帯域幅を各フィルタが有すべきであるからである。

【0008】

音響結合発生器の性能を改善するため幾つかの装置構成が提案されている。マイクロホンにより発生される DTMF の高調波 (倍音) は DTMF 帯域の周波数成分を有する傾向を呈するので、帯域外成分を減衰することが示唆されている。このことによって改善はなされるが完全に信頼性のあるものではない。また、当該手法はトークオフの問題についての改善をするための最小の帯域外パワーを要求する前述の減案、手法と相容れない (両立し得ない)。

【0009】

音響結合された発生器の性能はユーザー (操作者) に対して延長された期間の間各ボタンを押し下げ状態にするよう指示することにより当該トーンの長さを増大させることによっても改善され得る。この技術の欠点によれば長いトーンは 2 つの別個のデジットとして解釈され得ることである。例えばこのことが起るのは当該線路上にノズルのバーストが存在し、伝送されるトーンを “遮断 (中断)” する場合である。

【0010】

さらに、硬い表面上にハンドセットのマイクロホンを文字通り打ちつけることにより音響送信器を改善し得る。この動作によっては当該マイクロホン動作に基づく移動及び湿気により詰め込まれているマイクロホンダイヤフラム中のカーボン粒が取除かれたり又はゆるみの状態におかれ得る。このことは有用であるが、多くのユーザーはこのことを行なうのを嫌がる。

【0011】

第 3 の問題の焦点となるのは有限のトランスハイブリッド損失により惹起される検出エラーである。米国特許第 4,431,872 号明細書に記載されている上記損失の効果を最小化する 1 つの手法は入力 DTMF 信号を検出する際出力 (送出) 信号をロックすることである。このことは時により早期検出と称される。このことにより統計的に性能が改善されるものの、当該識別 (認識) は全面的に信頼できるものではない。出力 (送出) 信号自体により、セルフ - トークオフが惹起され当該送出信号がひずまされ得る。

【0012】

米国特許第 4,521,647 号明細書はトランスハイブリッド損失の問題の別の解決法が記載されている。短い DTMF 信号が評価されるときはいつでも (早期) 送出信号を変更修整することにより、セルフトークオフによる出力のひずみの問題が著しく低減される。然じ乍ら達成された成果は先行段落において記載された方法のそれより劣っている。

【0013】

トランスハイブリッド損失の問題を最小化する歴然たる白明の手法はトランスハイブリッド損失を減少させることである。このことをスタチックに又はダイナミックに選択的に行ない得るがいずれも高価なものである。有限のトランスハイブリッド損失の効果を最小化する別の方法は帯域外周波の減衰である。それによりいさかの改善がなされる。

【0014】

上述のように、前述の方法いずれによっても、何等かの改善はなされるが、問題の解決は完全にはなされ得ない。更に、当該の 3 つの問題のうちの 1 方に対する個別の手法によつては他の問題のうちの 1 つ又は双方に対して支障を来たすおそれがある。

【0015】

10

20

20

30

40

40

50

【発明の目的】

本発明の目的はV S F装置のような電話装置のトークオフ性能を改善することにある。

【0016】

本発明の別の目的は音響結合されたD T M F発生器で用いられるD T M F受信器の識別(認識)性能を改良することにある。

【0017】

本発明のさらなる別の目的は有限のトランスハイブリッド損失の効果を減少させることである。

【0018】

本発明のさらに別の目的はデジタル信号処理技術を用いて本発明をインプリメント(具現化)することにある。 10

【0019】**【発明の構成】**

上述の目的は請求の範囲に規定された構成要件により解決され、即ち改善されたD T M Fシステムにより解決される。第一に、D T M F受信器(レシーバ)コアにより最小の処理パワー及び時間を用いたD T M Fの識別がなされる。D T M F信号の識別のほかに当該レシーバコア(ここに示されている)は信号のパワーの測定及びそれの個々の成分の測定を行なう。

【0020】

当該受信器(レシーバ)コアは幾つかの出力 - 信号パワー(電力)、成分パワー、D T M F値 - を有し、これらは評価アルゴリズムに供給される。当該評価アルゴリズムは入力信号の品質を評価し、その際、経験的に展開されたD T M F - 値 - 固有パラメータ1セットを用いる。品質パラメータ評価が完了すると当該アルゴリズムによっては1 ~ 4の評価がなされ、4は最も低い評価であり、非D T M Fと見做される。 20

【0021】

1と3との間の評価を仮定すると、当該情報(D T M F識別固定、品質評価、パワー)はタイミング / 安定アルゴリズムへ転送され、このアルゴリズムは受信されたD T M F信号の安定性を評価する。このアルゴリズムは変化する周期期間に亘って入力の履歴(時間的に経過する入力)を収集し、次いで、そのD T M F - 値固有パラメータセットを用いて当該データを評価する。D T M F値の変化がある場合、又は評価又はパワーが問題の間隔に亘って許容し得ないほど変化する場合当該信号は不合格に(非許容状態に)される。そうでない場合は当該信号は安定性評価を受け、そして、D T M F値は許容(合格に)されて転送される。第2のタイミングアルゴリズムは瞬時の信号ドロップアウトにより惹起される2重デジット検出に対する防止保護を行なう。 30

【0022】

他の特徴的事項は有限のトランスハイブリッド損失に係わる。受信器コアの前にバンドパスフィルタを挿入することにより有限のトランスハイブリッド損失から生じるエラーが最小化される。

【0023】

次に、図を用いて本発明の一層の完璧な理解が図られ他の目的並びに利点が図を用いて明らかにされる。 40

【0024】**【実施例】**

本発明を考案するに当り、その3つの側面を検討するとよい。D T M F受信器コア - アルゴリズム(非常に高いトークオフに係わる性能を以ての)、トークオフエラーを減少させ音響結合されたD T M F送信器と共に働くように設計された特別検出アルゴリズム、有限のトランスハイブリッド損失を改善するためのフィルタリング。上記の検討の目的のため本発明はボイスストアフォワード(Voice Store forward)(V S F)システムに適用されるが、D T M Fトーンがデコードされるべき任意の装置に容易に適用され得る。 50

【0025】

図1に示すような当該V S Fシステムが機能する適用分野は電話線12に接続された公衆通信網10である。仮説のカストマ(顧客)仕様の前提条件のもとに、電話線12はV S F14に接続されている。V S F14の内部にはトランスハイブリッド回路16(これは受信線22を介してサンプリング回路18に接続されている)が設けられている。サンプリング装置18は入力信号の8000サンプル(毎秒)を送出する。それらサンプルは図2におけるブロックで示すD T M F検出システム20への入力を形成する。さらにトランスハイブリッド回路16はまた伝送線26を介して音声(ボイス)出力装置24に接続されている。

【0026】

ここで記載されているD T M Fシステム20は汎用デジタル信号プロセッサでインプリメント(具現化)されるように構成される。適当なプロセッサは次のものの1つである。A D S P 2 1 0 0 s e r i e s (A n a l o g D e v i c e s , I n c . 社製N o r w o o d , M a s s a c h u s e t t s , 同社刊行“D S P P r o d u c t s D a t a b o o k ” 1 9 8 7 年に記載)勿論、当該の選択されたプロセッサの仕様に対して同意設定された情報を適合させる異なるプロセッサを用い得る。

【0027】

D T M F検出システム20は5つのコンポーネントを有する: バンドパスフィルタ50、D T M F受信器(レシーバ)コア52、評価アルゴリズム54、タイミング/安定アルゴリズム、56、第2タイミングアルゴリズム58。バンドパスフィルタ50はサンプリング装置18からのサンプリングされた信号入力を受取り、フィルタリングされた出力をD T M F受信器コア52へ供給する。フィルタ50の詳細は以下説明する。各機能及び段のグループ分けは便宜上のものであって、必ずそうでなければならないというところではない。斯くて、ここで説明されているエレメント(構成要素)の多くは当該の基本的ブロックのうちの一方又は他方の1部として構成され得、又は全く当該基本的ブロックの外部に設けられ得る。

【0028】

D T M F受信器(レシーバ)コア

図3のブロック図に示すD T M F受信器コア52は2つの機能を有する。上記コア52は当該入力信号をデコードし、そのD T M F値(これは当該セット{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, *, #, A, B, C, D}のものであり得る)を決定し、そして入力信号におけるパワー(電力)を計算する。入力側110に供給される、D T M F受信器コア52への入力信号は2つのルートに従う; パワー計算経路120とフィルタ経路140。

【0029】

パワー(電力)計算

パワー計算経路120は入力信号をパワー計算ステップ122へ供給し上記パワーステップ122は2つの窓- -矩形窓124及びカイザー(Ka i s e r)窓126を利用する。これらの両窓はデジタル信号処理技術において公知である。上記の2つの窓関数によつては受信された信号におけるパワーの異なった測定が行なわれる。矩形窓124によつては入力信号の2乗(平方)の和から導出されたパワーが生成されランダム信号の信号パワーの最良の推定がなされる。さらに、矩形窓は非D T M Fトーンを不合格にするのに最適である。

【0030】

カイザー(Ka i s e r)窓ないしカイザーウィンドウ(Ka i s e r W i n d o w)によつてはD T M F信号の信号パワーの最良の推定がなされる。カイザー窓はデジタル信号処理技術において周知である。カイザー窓の基本的理論及び設計は下記の刊行物に記載されている。

【0031】

Rabiner, R. L., and Gold, B., “Theory and App 50

l i c a t i o n o f D i g i t a l S i g n a l P r o c e s s i n g , " P
r e n t i c e - H a l l , E n g l e w o o d C l i f f s , N e w J e r s e y
(1 9 7 5) . 勿論他の型のウィンドウ、例えばバントレット、ハミング又はブラック
マン窓を使用し得る。

【 0 0 3 2 】

以下の解析により示されているように、カイザー窓が純粋な D T M F 信号におけるパワー
を決定するのに理想的である。ここで任意に $f(n)$ と表わされる D T M F 信号は次
のように表現され得る。

【 0 0 3 3 】

$f(n) = A \cos(\omega_1 n) + B \cos(\omega_2 n)$

但し、A と B は 2 つの周波数成分の夫々の振幅である。

10

【 0 0 3 4 】

ω_1 及び ω_2 はラジアル (r a d i a l) 周波数、

$\omega_1 > \omega_2$ 、

n は時間インデックス

2 つの信号の相対位相は当該解析に関連せず、斯くして省かれる。D T M F 信号の 2 乗 $f(n)^2$ は次
のようになる。

【 0 0 3 5 】

$f(n)^2 = A^2 \cos^2(\omega_1 n) + B^2 \cos^2(\omega_2 n) + 2AB \cos(\omega_1 n)$
 $) \cos(\omega_2 n)$

20

然し乍ら、

【 0 0 3 6 】

【 数 1 】

$$\cos^2(X) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2X)$$

30

【 0 0 3 7 】

及び

【 0 0 3 8 】

【 数 2 】

$$\cos(X) \cos(Y) = \frac{1}{2} \cos(X+Y) + \frac{1}{2} \cos(X-Y)$$

【 0 0 3 9 】

40

であるので、

【 0 0 4 0 】

【 数 3 】

$$f(n)^2 = \frac{1}{2} (A^2 + B^2) + \frac{1}{2} A^2 \cos(\omega_1 2n) + \frac{1}{2} B^2 \cos(\omega_2 2n)$$

$$+ AB \cos(\omega_1 n + \omega_2 n) + AB \cos(\omega_1 n - \omega_2 n)$$

【0041】

D T M F トーン信号における実際のパワーは $1/2 (A^2 + B^2)$ である。カイザー窓によれば D C を伝送している際は周波数 $\omega_1 n, \omega_2 n, \omega_1 + \omega_2 n$, 及び $\omega_1 - \omega_2 n$ の最大減衰度が生ぜしめられる。D T M F に対して $\omega_1 - \omega_2 n$ の最も低い値は $1209 - 941 = 268$ Hz である。(当該表 1 参照)。上記方程式における第 1 の成分を除いてすべてがドロップアウト(脱着)し、 $1/2 (A^2 + B^2)$ のみが残る。80-タップカイザー窓により、D C が伝送されている間、268 ~ 4000 Hz 外で良好なストップバンドリジェクション(阻止域 - 不合格)機能が生ぜしめられる。

【0042】

2つの窓 124 及び 126 の出力は個々のデシメータ 128, 130 に供給される。デシメータ 128, 130 は 80 の順次の(シリアル)入力ごとに 1 つの入力をその夫々の出力側 132, 134 に出力する。

【0043】

フィルタデザイン(設計)

フィルタ経路 140 は 2 : 1 のデシメータ 142 に接続されている。上述の 80 : 1 デシメータと異なって、

2 : 1 デシメータ 142 はサンプルを破棄しない。寧ろ、偶数のサンプルを下方のフィルタバンク 150 に伝送し、奇数のサンプルを比較的に上方のフィルタバンク 180 に伝送する。説明と検討の簡単化のため、2つの異なったフィルタバンク 150, 180 が示してある。しかし乍ら、フィルタセットを用いて、適宜必要な入力を適正時期に当該のフィルタへ経路選択して供給して同じ成果を挙げることができる。

【0044】

フィルタバンク 150, 180 は夫々低いバンドセクション 152, 182 及び高いバンドセクション 154, 184 を有する。低いバンドセクション 152, 182 は 4 つの個別フィルタ 156, 158, 160, 162 並びに 186, 188, 190, 192, を、4 つの低いバンド周波数 697, 770, 852, 941 Hz に対して有する。高い(ハイ)バンドセクション 154, 184 は夫々 4 つの個別フィルタ 164, 166, 168, 170, 並びに 194, 196, 198, 200, を有し、それらは 4 つの高い(ハイ)バンド周波数 1209, 1336, 1477, and 1633 Hz の各々に向かっている。

【0045】

D T M F 受信器コア 52 は狭いバンド(帯域)周波数選択フィルタを有する。その種のフィルタによれば D T M F 受信器コア 52 が 2 つのタスク(役割)を遂行することが可能になる。第 1 のタスク(役割)は或 1 つの D T M F 信号が存在するときその信号の D T M F 値を決定又は当該信号を同定(識別)することである。換言すれば、それが D T M F 1 又は 2 又は 3 であるのを識別する。第 2 の役割は或 1 つの D T M F 信号が存在するとき D T M F 信号を形成する個々のトーンの振幅を決定することである。上述のように、トーン振幅は入力サンプルを有効 D T M F 信号として品質評価するために用いられる。

【0046】

フィルタの各々は 82-タップ複素 FIR フィルタとしてインプリメントされる。82 の長さは周波数と時間分解能との間のトレードオフとして選ばれている。

【0047】

10

20

30

40

50

当該フィルタは有効 D T M F 信号から単一の複素エクスポネンシャル（指数関数）成分の分離のために最適化されている。

【 0 0 4 8 】

D T M F 受信器コア 5 2 にて用いられているフィルタは問題となるマッチドフィルタとは区別さるべきであり、該マッチドフィルタでは白色ノイズ中に埋もれている所定の波形を検出することが試みられる。ここにおいて、入力信号は次の式に表わされる。

【 0 0 4 9 】

$$f(n) = A \cos(\omega_1 n) + B \cos(\omega_2 n) + q(n)$$

但し、 $q(n)$ は白色ノズルである。 ω_1 検出フィルタに対して、所望の信号は次のように 10 なる。

【 0 0 5 0 】

【 数 4 】

$$G(n) = e^{i\omega_1 n}$$

$$\text{但し、 } i = \sqrt{-1}$$

10

【 0 0 5 1 】

斯くて、ノイズは下記から成る。

【 0 0 5 2 】

【 数 5 】

$$e^{i(-\omega_1 n)} + e^{i(\omega_2 n)} + e^{i(-\omega_2 n)} + q(n)$$

20

【 0 0 5 3 】

理想的には当該フィルタは良好な合体的なストップバンド（阻止域）を有していて $q(n)$ は最小化し、 $\omega_1, \omega_2, -\omega_2$ にて高い減衰度を有するべきである。当該フィルタは最小 2 乗平均（L M S）再帰、マッチドフィルタの零位置の手動操作、又は他の任意の適当な方法を用いて設計され得る。故 % 内の精度を以ての良好な性能が手動操作を用いて得られた。

【 0 0 5 4 】

当該フィルタを設計するため、打切り複素指数を用いてマッチドフィルタを表わす関数からスタートし得る。これは所望の中心周波数へシフトされた複素周波数特性を有していた矩形ローパスフィルタと等価である。この種のフィルタは実質的なサイドロープを有し、多くのロープは不都合なノイズ周波数（ $\omega_1, \omega_2, -\omega_2$ を含む）と一致する。 40

【 0 0 5 5 】

当該サイドロープはテーパの付いたウィンドウを用いることにより、又はウィンドウ長を増大させることにより、低減され得る。然しひら、D T M F 処理時間仕様によっては実質的に、利用され得る長さが制限される。また、テーパの付いたウィンドウは周波数応答の主ロープの帯域幅を増大する。比較的低い D T M F 周波数に対して、当該幅拡大は許容され得ない。

【 0 0 5 6 】

当該実施例において、サンプリングレートに基づく 10 m s の長さが最適であることが判明した。比較的短い長さ（5 m s）によっては D T M F トーンの検出が行なわれず、比較

30

40

50

的長い長さ (20 m s) によっては厳しいトーキオフの問題が生じた。

【 0 0 5 7 】

フィルム関数からスタートして、当該ゼロ（零）が位置付けられ、次いで、所望の周波数応答（レスポンス）を得るため調整される。z 領域において N の長さを仮定すると、当該フィルタは次のように表わされ得る。

【 0 0 5 8 】

【 数 6 】

$$W(z) = 1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots + z^{-(N-1)}$$

10

$$= \frac{(1 - z^{-N})}{(1 - z^{-1})}$$

$(1 - z^{-N})$ のゼロ（零）は次のようになる。

$$z^{-1} = e^{i(2\pi m/N)}$$

20

【 0 0 5 9 】

但し、 $0 < m < N$ 、i は -1 の平方根である。

【 0 0 6 0 】

項 $(1 - z^{-1})$ は $z = 1$ のとき 0（零）であり、分子の項における $m = 0$ に対する零（0）に相応する。

【 0 0 6 1 】

それによって次式が生ぜしめられる。

30

【 0 0 6 2 】

【 数 7 】

$$W(z) = \prod_{m=1}^{N-1} (z^{-1} - e^{i(2\pi m/N)})$$

【 0 0 6 3 】

40

矩形ウィンドウ複素フィルタは次のパルス応答（レスポンス）を有する。

【 0 0 6 4 】

【 数 8 】

$$h(n) = w(n) e^{i(2\pi f_n)}$$

【 0 0 6 5 】

50

h(n) の z 変換は次のようになる。

【0066】

【数9】

$$\begin{aligned}
 H(z) &= W(ze^{-i(2\pi f)}) \\
 &= \prod_{m=1}^{N-1} [(ze^{-i(2\pi f)})^{-1} - e^{i(2\pi m/N)}] \\
 &= C \prod_{m=1}^{N-1} [z^{-1} - e^{2\pi(-f+m/N)}]
 \end{aligned}$$

10

$$\text{但し、 } C = e^{2\pi if(N-1)}$$

【0067】

しかし、Cは当該設計に関連性はない、それというのは単位量の定数であるからである。

20

【0068】

フィルタに対する z-変換を展開すると、周波数レスポンスは一般に利用可能なコーティリティプログラム、例えば ILS (Signal Technology, Inc., Goleta, CA)。を用いてプロットされ得る。これによりどの0(零)が移動されねばならないかが識別される。零(0)を除くためのツールとして多次除法を用い、零(0)を加えるのに多次乗法を用い得る。

【0069】

当該目的は交番周波数グループの正及び負の周波数の近くに零(0)を集めないし集群化(クラスリング)することである。例えば当該フィルタが低い帯域周波数、(即ち 697, 770, 852, or 941 Hz)に対しては当該零(ゼロ)は高い帯域周波数(即ち 1209, 1336, 1477, 1633 Hz)の周りに集められないし集群化(クラスタリング)するべきである。また、幾つかの零(0)は当該フィルタの主ローブ周波数の負値の近くに集められないし集群化(クラスタリング)されるべきである。当該零(0)の実際の位置は試行錯誤により決定され、大幅、コーナにより所望される性能に依存する。

30

【0070】

フィルタ動作

2:1デシメータ 142、により生成される偶数入力サンプルは比較的低いフィルタバンク 150 の入力側、ローバンド及びハイバンドセクション 152, 154 に供給される。ローバンド(低域)フィルタ 156, 158, 160, 162 のうちの各々の出力は個々のローバンド値 2 乗化(関数)機能部 210, 212, 214, 216 による作用を受ける(作用を与えられる)。同様にしてハイ(高域)バンドフィルタのうちの各々の出力 164, 166, 168, 170 は個々のハイバンド値 2 乗化(関数)機能部 218, 220, 222, 224 により作用を受ける。

40

【0071】

ローバンド値 2 乗化(関数)機能部 210, 212, 214, 216 の出力はローバンド選択アルゴリズム 230 への入力であり、一方ハイバンド値 2 乗化(関数)機能部 218, 220, 222, 224 の出力はハイバンド選択アルゴリズム 230 への入力を成す。ローバンド選択アルゴリズムによってはローバンド周波数 697, 770, 852, 941 Hz の 1 つを表わすどの入力が最大の値を有するかが決定される。同様に、ハイバン

50

ド選択アルゴリズム 232 によってはハイバンド周波数 1209, 1336, 1477, 1633 を表わす入力のうちどれが最大の値を有するかが決定される。それらの 2 つの結果はもとの（当初の）入力信号の夫々の DTMF トーンであると見做される。例えばローバンドからの最大値信号が 770 Hz を有しハイバンドからの最大値信号が 1209 Hz を有する場合 DTMF 受信器コア 52 は当該サンプリング入力は DTMF 4 信号（当該表 1 参照）であると応答通知することとなる。

【0072】

そこで 2 : 1 デシメータ 140 の奇数サンプル出力がフィルタリングされる。然し乍ら、DTMF 信号の予備的識別（固定）がなされているので、他の 6 つのトーンに対するフィルタをイネーブリングする（動作可能状態にする）意味はない。それ故に、上方フィルタバンク 180 における唯 2 つの個別フィルタのみ、1 つはローバンド周波数 697, 770, 852, 941 Hz のうちの 1 つに対するもの、もう 1 つはハイバンド周波数 1209, 1336, 1477, 1633 Hz に対するもののみがイネーブルされる。これにより処理時間が相当節減され、DTMF 受信器コア 52 に対する総合的要求、要件ほぼ半分に低減される。斯して、入力信号を 2 部分に分けフィルタのセット全体を信号の半分に対してだけ、即ち偶数サンプルに対してだけイネーブルすることにより DTMF 受信器コア 52 の計算効率が著しく改善される。

【0073】

ロー及びハイバンド選択アルゴリズム 230, 232 の結果によって上方フィルタバンク 180 にてローバンドセクション 182（個別フィルタ 186, 188, 190 又は 192）及びハイバンドセクション 184（個別フィルタ 194, 196, 198, 200）において個別フィルタのどれが作動されるか決定される。DTMF 受信器コアアルゴリズム 52 において当該選択はローバンドフィルタセレクタ 240 及びハイバンドフィルタセレクタ 242 により実行され、上記セレクタ 240 はローバンド選択アルゴリズム 230 a 出力 234 に応答し、上記セレクタ 242 はハイバンド選択アルゴリズムの出力 236 に応答する。

【0074】

当該個所にて、奇数及び偶数サンプリングは再結合されて、毎秒 8000 のもとの（最初の）サンプルを再形成する。ローバンドフィルタセレクタ 240 は下方のフィルタバンク 150 のローバンドセクション 152 の選択された出力と、上方のフィルタバンク 180 のローバンドセクション 182 をローバンド値 2 乗化（関数）機能部 244 に結合する。ハイバンドフィルタセレクタ 242 は下方のほうのフィルタバンク 150 のハイバンドセクション 154 と、上方のフィルタバンク 180 のハイバンドセクション 184 をハイバンド値 2 乗化（関数）機能部 246 に結合（接続）する。

【0075】

ローバンド値 2 乗化（関数）機能部 244 の出力は 80 : 1 のローバンドデシメータ 260 によりデシメートされ、一方ハイバンド値 2 乗化（関数）機能部 246 の出力は 80 : 1 のハイバンドデシメータ 262 によりデシメートされる。更にそれらデシメータは後続段に対して信号処理及びフィルタ処理の必要性を低減する。最大の処理必要性低減度はフィルタ出力を 80 : 1 でデシメートすることにより得られる。更に 80 : 1 のシート（比）が選ばれたのは 82 タップフィルタで用いられ得る最大のデジメーション量であるからである。デジメーション度をもっと少なくすると性能の改善度はわずかになる。当該構成のさらなる詳細は米国特許第 5073941 号明細書に記載されている。

【0076】

評価アルゴリズム

DTMF 受信器コアアルゴリズム 52 の出力側 270 は評価アルゴリズム 54 に対する入力側を形成する。DTMF 受信器コアアルゴリズム 52 に対する入力側は毎秒 8000 をサンプルであるので、当該アルゴリズム 52 の 80 : 1 のデジメーションにより、10 ms ごとに評価アルゴリズム 54 に対する 1 入力セットが生ぜしめられる。6 つの入力が存在する：

10

20

30

40

50

- ・デシメータ 128 の出力 132 総合信号パワー “ p ” の矩形ウインドウ測定、・デシメータ 130 の出力 134 総合信号電力 (パワー) (“ W ”) のカイザー窓測定、
- ・ローバンド選択アルゴリズム 230 の出力 234 ローバンドトーンの識別 (固定) 、
- ・ハイバンド選択アルゴリズム 232 の出力 236 、 ハイバンドトーンの識別 (固定)
- 、
- ・ 80 : 1 フィルタ出力デシメータ 280 の出力 264 (これはローバンドトーンパワー (“ X ”) を表わす)
- ・ 80 : 1 フィルタ出力デシメータ 262 の出力 266 (これは離散的ハイバンドトーン信号パワー (“ Y ”) を表わす)

評価アルゴリズム 54 は当該複数入力間の多数の関係に対してチェックを行なう周波数領域アルゴリズムである。 D T M F 信号が存在するとき、それらの関係性は限られた値をとす。トーカオフはそれらの規格 (標準) に合わない信号を破棄することにより最小化され得る。種々の入力に対する許容されるレインジは経験的に定められた値を以て拡げられ得る。これによりアルゴリズムを用いて低い品質の D T M F が識別されることとなる。

【 0077 】

評価アルゴリズム 54 によりチェックされた各サンプルは次のスケール (尺度) に従って評価 1 - 4 を受け取る

- 1 = 測定可能なひずみを有しない純然たる D T M F
- 2 = 少量の測定可能なひずみを有する D T M F
- 3 = 有意の (相当の) ひずみ量を有する D T M F
- 4 = 信号は D T M F でない

評価アルゴリズム 54 により実行される各テスト (チェック) は 3 つのレベルを有する。各レベルには独特的のパラメータセットが割当てられている。レベル 1 は極めて制限的であり、レベル 3 は最小である。勿論 3 つより多くの許容 (合格) レベルを設け得る。

【 0078 】

動作中 1 つのサンプルはレベル 1 のパラメータを用いたすべてのテスト (チェック) を受ける。当該サンプルがテスト (チェック) に合格すれば、そのサンプルには評価 1 が割当てられる。然し乍ら当該サンプルがレベル 1 のテスト (チェック) のいずれにも不合格であった場合にはレベル 2 に対してテスト (チェック) が実行される。他方ではレベル 2 のテスト (チェック) に不適合 (不合格) であった場合にはレベル 3 のテスト (チェック) が実行される。当該サンプルがレベル 3 のテスト (チェック) に不適合の場合にはそのサンプルには評価 4 が割当てられる。最終的評価は最も高いレベル (即ち最も低い数値) であって、ここにおいては当該サンプルがすべてのテスト (チェック) に合格するようなレベルである。

【 0079 】

評価アルゴリズム 54 により課せられるテスト (チェック) に合格するには当該システムは D T M F 信号又はその等価信号 (情報) を要求する。人間の音声が 2 つの純粋な正弦波を生じさせるのは極めて困難であるので、評価アルゴリズム 54 はほとんどの音声信号に評価 4 を与え、斯くしてトーカオフを阻止する。

【 0080 】

評価アルゴリズム 54 には 7 つのテスト (チェック) が存在する：即ち、 S S N R と称される信号対信号 + ノイズ比チェック、

夫々 S a n i t y 1 , S a n i t y 2 , S a n i t y 3 , と称される 3 つの正常性チェック (テスト) 、夫々 T w i s t 1 , T w i s t 2 , と称される 2 つのトウィストチェック (テスト) 、 T o t a l p o w e r . と称される 1 つのパワーチェック (テスト) 。 S S N R , T w i s t 1 , T w i s t 2 , T o t a l P o w e r はすべての D T M F 信号が有すべき属性 (特性) を検証する。当該の 7 つのテスト (チェック) は以下のようにリストアップされる。

【 0081 】

10

20

30

40

<u>チェック (T e s t)</u>	<u>アルゴリズム (A l g o r i t h m)</u>	
S S N R	X+Y>param ₁ W	
S a m i t y 1	X+Y>param ₂ W	
S a m i t y 2	W<param ₃ P	
S a m i t y 3	P<param ₄ W	
T w i s t 1	X<param ₅ Y	
T w i s t 2	Y<param ₆ X	10
T o t a l P o w e r	X+Y>MinPower	

但し、

Xはローバンドフィルタの値 2乗化出力

Yはハイバンドフィルタの値 2乗化出力

Pは矩形ウィンドウ総合(トータル)信号パワー

Wはカイザーウィンドウ総合(トータル)信号パワー

正常性テストによってはトータル(総合)信号パワー(電力)が各トーンの寄与成分の和のみを含み、他のスプリアス成分を含まないことが確保される。

【0082】

当該正常性テストによっては次のような属性が検証される、即ち非定常信号は有していないで定常信号は有している属性が検証される。例えば信号パワーが非D T M F信号を検証する最初と最後の群のサンプル中に集中される場合、カイザーウィンドウ処理の施された信号パワー推定値Wは低くなる。然し乍、矩形ウィンドウ処理の施されたパワーPは実際のパワーレベルを検証するためのチェックとして用いられる。

【0083】

トワイスト(t w i s t)はD T M F信号の高及び低周波成分の振幅内の差である。高周波は電話線上の低周波より迅速して低減するので、高周波トーンは通常2 d Bより高くセットされる。斯くて、トワイストは公称上2 d Bである。E I A仕様によれば、許容(適格)-D T M F信号は+4~-8 d Bに亘るトワイストを有し得る。従って、レベル1のパラメータを、そのような変化の度合を許容するために選ぶべきである。

【0084】

パラメータ(param₁, param₂, param₃, param₄, param₅, param₆, 及びMinPower)の値は経験上トーカオフ性能を最適化するために経験上選択される。それらのパラメータの値を得るために、7つのテストの各々が、D T M F、音声によるD T M F音響力プラD T M Fのサンプル合成体を用いて実行される。当該パラメータは3つのレベルの各々にて所望の性能に対してテストで合格するまで調整される。当該選択プロセスの目標はトーカオフを最小化することであることに留意すべきである。

【0085】

純然たるD T M Fを表わす第1のレベルにて、入力サンプルはE T A標準(スタンダード)D T M Fである。各パラメータは当該サンプルが最小限夫々のテストに合格するまで調整される。次に当該テストは音響力プラD T M Fを表わす第3のレベルで実行される。音響力プラ発生-D T M Fのサンプルを用いて、当該パラメータはテストに合格するまで再び調整され、当該値は最小限通過のなされるように選択される。さらに、音声によるD T M Fの入力サンプルを用いて当該パラメータは第2レベル(中位品質D T M F)に対して選択される。当該システムの特性を観測し近似を用いることにより、そのような信号に対して最適なパラメータセットを選択できる。

【0086】

さらに、所定の関連する周波が評価アルゴリズム54のテストの各々に対して異なる特性

10

20

30

40

50

を示すので、各 D T M F 値に対して別個のパラメータを特定してもよい。それにより各性能レベルに対して 16 のパラメータセットが生ぜしめられ、相応のメモリが必要とされる。2つのパラメータセットを設けることにより、即ち 1つのセットとしては { 2 , 3 , 6 , B , C } の D T M F 値を、そして、もう 1つのセットとしては { 0 , 1 , 4 , 5 , 7 , 8 , 9 , * , # , A , D } を設けることにより良好な性能を達成できる。この選択の理由は音響送信器を論議検討している説明内容から明らかとなる。

【 0 0 8 7 】

必要な場合には矩形ウィンドウ又は他の何等かのパワー検出パターン（手法）を用いて S S N R 及び S a n i t y 1 テストを実施し得る。斯くて、矩形ウィンドウ出力に対して、当該テストは次のようになる。

10

【 0 0 8 8 】

S S N R	X + Y > p a r a m 1 P
S a n i t y 1	X + Y > p a r a m 1 P

然し乍らカイザー窓の出力を用いて一層良好な結果が得られる。

【 0 0 8 9 】

タイミング / 安定性アルゴリズム

評価アルゴリズム 5 4 は 6 つの出力を送出する。1 ~ 4 のサンプル評価、D T M F 値 { 0 , 1 , 2 , 3 , 4 , 5 , 6 , 7 , 8 , 9 , * , # , A , B , C , D } 矩形ウィンドウ - 信号パワー P 、カイザーウィンドウ - 信号パワー W 、ローバンドフィルタ X の値 2 乗化出力 20 、ハイバンドフィルタ Y の値 2 乗化出力それらの出力はタイミング / 安定性アルゴリズム 5 6 への入力を形成する。

20

【 0 0 9 0 】

タイミング / 安定性アルゴリズム 5 6 は次のことを検証する、即ち、当該信号が D T M F 信号であるのに十分長く、かつ、十分一貫性と以て存在していることを検証する。例えば D T M F 信号は注目（重要な）期間（インターバル）全体に亘って同じであることを要求される。人間の声は長い期間一定の出力を維持できず一方 D T M F 発生器は安定した（定常的）信号を送出するので、当該アルゴリズムは音声と D T M F とを区別するのに役立ち、評価アルゴリズム 5 4 により捕捉されないトークオフ事象を阻止する。また、音声のような不安定な信号によっては選択された D T M F 値が変化せしめられるので、トークオフ性能をさらに改善するためタイミングアルゴリズムにより変化入力を検出できる。

30

【 0 0 9 1 】

周波数領域評価アルゴリズム 5 4 と対照的に、タイミング / 安定性アルゴリズム 5 6 は時間領域アルゴリズムである。動作中当該入力の順次サンプルは固定の時間間隔（例えば 30 m s ）中履歴的特性を生成するために記憶される。次いで、最小値及び最大値が、当該入力 P , W , X , Y の各自に対して得られる。また、上記アルゴリズム 5 6 も、当該の時間間隔中報知された D T M F 値及び品質評価情報を収集する。

【 0 0 9 2 】

当該入力 P , X , Y , Z に対して次のような経験的に定められたパラメータが存在する、即ち、所定入力（この所定入力に対しては、D T M F が有効となっている）の最小値と最大値との比である経験的に定められたパラメータが存在する。当該実施態様では次のような 3 つのレベルが存在する、即ち、そこにて、許容（適格）D T M F の最高品質から最低品質までに亘る D T M F の品質格（段階）付の 3 つのレベルが存在する。従ってタイミング / 安定性アルゴリズム 5 6 により監視される各入力は 3 つのパラメータから成る 1 セットを有する。更に、各レベルに対して、アルゴリズム 5 6 はキャプチャ（捕捉）期間、レベル 1 に対して 30 m s 、

40

レベル 2 に対して 40 m s 、

レベル 3 に対して 70 m s を変化

させる。入力最小値 / 最大値比が所与レベルに対して設計仕様で特定されたパラメータを越えると、当該アルゴリズムは次のことを仮定、想定する、即ち、当該入力信号は当該レ

50

ベルには合格せず（適格でなく）、次のレベルへ移行、進行する（レベル（非-DTMF）に達するまで）。

【0093】

実際に最小／最大比は次のような定式ないし関係性を用いたパラメータに比せられる即ち最小値 > パラメータ最大値という定式ないし関係性を用いたパラメータに比せられる。

【0094】

品質評価の安定性を評価する際（評価アルゴリズム54により）アルゴリズム56は履歴特性において最も低い評価（最も大きい数）を探索する。第1のレベルから開始して、アルゴリズム56はレベル1より低い報知（応答）があるか否かをしらべる（走査する）。そのように応答があれば、レベル1のテスト（チェック）に不合格となり、アルゴリズム56はそれより大の（比較的に大きな）サンプルセットをチェックし（40msの期間で）、レベル2を下回る報知（応答）（例えば3）があるか否かをチェックしてしらべる。レベル2が充足されない場合、アルゴリズム56はレベル3へ移り、70msの履歴特性をしらべる。

10

【0095】

DTMF値の安定性に対するテストにより、キャプチャ期間中（30, 40, 又は70ms）値の変化があるか否かがしらべられる。DTMF値が当該レベルに対して当該期間中いつか変化すると、当該信号はトーカオフとして受付不能に（不合格）にされ、次のレベルがテストされる。

20

【0096】

当該分析が完了されると、タイミング／安定性アルゴリズム56はどのレベルが首尾よく完了されたかに依存して、各入力に対して安定性評価1～4を発する。留意されるべきは品質評価安定性テストによりタイミング／安定性評価が履歴特性における評価のいずれをも越えないということが要求されることである。斯くて当該履歴特性が一連の評価（1, 2, 3, 4）である場合にはそれにより発せられる最高の評価は3である。

【0097】

DTMF、音声によるDTMF、トーカオフ、音響カプラDTMFの同じサンプリング合成功体を用いたアルゴリズム56を実行することにより、P, W, X, Yに対する比の値が経験的に選択される。所定のDTMF値に対して3つのレベルの各々にて所望される性能に対して当該テスト（チェック）に合格するまで当該比は調整される。

30

【0098】

タイミング／安定性アルゴリズム56は安定性評価の選択的手段を使用し得る。例えば最大値及び最小値の比を用いる代わりに、P, W, X, Yの標準偏差を使用することもできる。

【0099】

第2タイミングアルゴリズム

タイミング／安定性アルゴリズム56の出力は第2タイミングアルゴリズム58へ供給される。当該アルゴリズムはDTMF信号の始めと終りを検出し、それにより電話キー押压ごとに单一のDTMF応答が生ぜしめられる。その機能は短い“ドロップアウト”により惹起される不必要的機能停止を回避することである。

40

【0100】

第2のタイミングアルゴリズム58は2つの状態を有する：即ち、アイドル及びアクティブの状態を有する。アイドル状態では当該アルゴリズム58はDTMF評価1, 2, 又は3に応答するのである。1, 2, 又は3の評価の受信の際当該アルゴリズム58はアクティブ状態に切換わり、現在のDTMF値を記録し、報知する。一旦アクティブ状態におかれると、当該アルゴリズムは最小の時間間隔に対するDTMF評価4の受信により指示されるDTMF信号の終り、“ドロップアウト時間”又は最小の時間間隔に対し再び記録された値からの当該DTMF値の変化を走査探知する。当該アルゴリズムは10msごとにDTMF値及び評価の現在値をチェックする。いずれの事象（レベル4の評価又はドロップアウト期間に対するDTMF値の変化）によっても、当該DTMF信号が終了したことが

50

指示される。そのとき当該アルゴリズムはアイドル状態に戻る。ユーザは性能要求に選択できる。

【0101】

アルゴリズムの相互作用

4つのアルゴリズム(52, 54, 56, 58)によりトーカオフ阻止がどのように達成されるかをチェックする(しらべる)ため、当該アルゴリズムのテストのコンテキストにおける人間の音声を検討するのが有利である。人間の音声は時変性フィルタ特性を与える時変性パルス列発生器としてモデル化され得る。

【0102】

パルス列発生器は等振幅の狭幅のスペクトルに線を形成する。当該フィルタによってはスペクトル線が事なる高さを有するようになり、当該フィルタは限られた q を有するので、隣接するスペクトル線は比較可能な振幅を有する。然し乍ら、幅広く離れたスペクトル線は幅広く異なった振幅を有し得る。さらに当該フィルタはローパスフィルタ特性を有する(低周波は高周波($f > 2000\text{Hz}$)より大きな振幅を有するので)。

10

【0103】

摩擦音及び破裂音は考慮されない、というのもピッチを有さず経験上トーカオフを惹起しないことが知られているからである。人間の音声は限られた高い周波数成分を有し、電話送話器は限られた低周波(500Hzを下回る)応答特性を有するので、電話によって低周波成分が制限される。それ故、音声信号に対する信号電力の殆どがDTMF信号と同じ帯域幅に集中される。

20

【0104】

4つのアルゴリズム(52, 54, 56, 58)の目的はDTMF周波帯域のいずれか又は双方の近くにあり得る、即ち有効なDTMF信号とではない有意信号電力の存在を検出することである。非有効信号がDTMF周波数に過度に近い(近接)している場合には当該周波数に対する振幅推定値の中に含まれることとなる。然しな乍ら当該フィルタは1つでなく2つの複合エクポネンシャル(指数関数成分)を含み、Sanity1又はSSNRテストのいずれか又は双方に不合格にさせる(当該2周波の相対位相に依存して)。当該信号も、タイミング/安定性アルゴリズム56に不合格となる。

【0105】

妨害信号が十分な振幅を有する場合、DTMF値は変動に得る。信号電力が、フィルタにより分離される程十分にDTMF帯域からずっと離れている場合にはSSNRテストは不合格になる。

30

【0106】

音響(アクスティック)送信機適合調整

当該発生器が音響結合装置である場合はDTMF検出を改善するために4つのアルゴリズム(52, 54, 56, 58)を増強する(高める)ことができる。音響結合DTMF発生器は図8に示すように非直線性部62の後続するDTMF発生器60としてモデリングされ得る。上記発生器の出力付DTMF信号のほかに和、差、発生されたDTMF成分の第2調波を含む。経験的に確定されていることはDTMF周波と同じ帯域内の入る調波は最大の振幅を有するということである。

40

【0107】

音響送信器からのDTMF信号は他の源により発生されたDTMF信号に比して通常長いので、音響送信器からのDTMFは通常評価アルゴリズム54及びタイミング/安定性アルゴリズム56の双方から3つの評価で有効になる。然し、3の評価ですべての信号を合格とするのは信頼性のないものとなり、エラーを惹起するおそれがある。その理由はタイミング/安定性アルゴリズム56における最小値及び最大値は極めて広い範囲に亘って変動(スイング)するからである。

【0108】

DTMF受信器コアアルゴリズム52における周波数領域解析は10ms長さのフィルタウィンドウで行われるので、周波数分解能は100Hzより少ない。DTMF周波の10

50

0 Hz 内に実質的な調波が存在する場合、この調波は DTMF 周波からは分離されない。さらに、2つのトーン、1つは有効、もう1つはスプリアスのトーンが DTMF フィルタを通過する場合、タイミング / 安定性アルゴリズム 56 は当該両トーン間の位相差の故に、検出信号の実質的時間変化を報知する。下記のテーブルから分るように、2, 3, 6, B, C の DTMF 値は有効トーンの 100 Hz 間で差周波数及びロー（低）周波第2調波を有し斯くて当該現象を呈する。

【0109】

【表1】

DTMF	LOW	HIGH	SUM	DIFF	2XLOW	2XHIGH
0	941	1336	2277	395	1882	2672
1	697	1209	1906	512	1394	2418
2	697	1336	2033	639*	1394*	2672
3	697	1477	2174	780*	1394*	2954
4	770	1209	1979	439	1540	2418
5	770	1336	2106	566	1540	2672
6	770	1477	2247	707*	1540*	2954
7	852	1209	2061	357	1704	2418
8	852	1336	2188	484	1704	2672
9	852	1477	2329	625	1704	2954
*	941	1209	2150	268	1882	2418
#	941	1477	2418	536	1882	2954
A	697	1633	2330	936	1394	3266
B	770	1633	2403	863*	1540*	3266
C	852	1633	2485	781*	1704*	3266
D	941	1633	2574	692	1882	3266

10

20

30

40

【0110】

それらの周波は発生 DTMF 周波数のうちの 1 つの 100 Hz 内にある。

【0111】

当該アルゴリズムにより行なわれるテストは DTMF 値 2, 3, 6, B, C に対する比較的制限的でないパラメータを用いることにより緩和され得る。それ故に、別個のパラメー

50

タセット、即ち 1 つのセットは { 2 , 3 , 6 , B , C } の D T M F に対するセット、もう 1 つのセットは { 0 , 1 , 4 , 5 , 7 , 8 , 9 , * , # , A , D } 、の D T M F 値が設けられる。第 1 のセットは第 2 のセットより厳しくなく、アルゴリズムにより課せられるチェック（テスト）を緩和する。

【 0 1 1 2 】

了解し得るように、当該テストの厳しさの緩和によりトークオフ現象の一層の頻発生起を来たす。トークオフ関連した障害の増大を回避するため、トークオフのクリティカルな期間中用いられ得る有効 D T M F 信号数が制限され得る。例えばそのような時間間隔中、1 例として音声記録の際、2 , 3 , 6 , B , C の D T M F 値を不合格にするようにユーザインターフェースを設計できる。他の 1 1 の D T M F 信号 (0 , 1 , 4 , 5 , 7 , 8 , 9 , * , # , A , 及び D) は利用可能な状態に得られ（ユーザが話中であっても）、当該システムは猶、依然として D T M F を受容し得なければならない。さらなる留意事項として、許容（合格）可能な D T M F 信号を当該時間中 X と O に制限するとよい。さらに、有限のトランスハイブリッド損失バンドパスフィルタの調節により相互の改善がなされ得る。10

【 0 1 1 3 】

有限のトランスハイブリッド損失フィルタリング

有限のトランスハイブリッド損失により惹起される性能欠損は帯域外周波の除去により減少され得る。D T M F 受信器コアアルゴリズム 5 2 の前に挿入されている 2 0 0 ~ 2 0 0 0 H z のパス（通過）帯域を有するバンドパスフィルタ 5 0 はそれらの不都合な周波数の信号成分を減衰するのに役立つ。経験的に確定されたところによれば、フィルタは実質的にトークオフ性能に影響を与えず、阻止域における 1 5 ~ 2 0 d B 減衰により秀れた性能が与えられる。それよりもっと大なる減衰によっても改善は殆どなされない。それよりわずかな（少ない）減衰にすると受信器は一層多くのエラーを生じるようになる。20

【 0 1 1 4 】

動作

図 4 ~ 図 7 におけるフローチャートを参照して装置の動作を説明する。以下の説明において、括弧内の数はフローチャートのボックスの数を表わし、一方、括弧の中に入っていない数は図 1 ~ 図 3 に示された及び上に述べた素子（要素）を示す。

【 0 1 1 5 】

先ず図 4 から始めると、アナログ入力がサンプリングされ毎秒 8 0 0 0 のデジタル信号が生ぜしめられての信号は D T M F 受信器コア（ 3 0 0 ）へ供給される。この信号はバンドパスフィルタ 5 0 を通り有限トランスハイブリッド損失の効果を最小化する（ 3 0 2 ）。そこで、当該信号は電力及び周波数含有成分について測定される。30

【 0 1 1 6 】

2 つの電力計算が実施される。矩形ウインドウ測定 1 2 4 及びカイザーウィンドウ測定 1 2 6 (3 0 4)。各計算は 8 0 : 1 のデシメーションレートで実施される（デシメータ 1 2 8 , 1 3 0 ）。矩形ウインドウ計算の結果は“ P ”と称され、一方、カイザー定計算の結果は“ W ”と称される。

【 0 1 1 7 】

周波数測定フェーズは 2 : 1 デシメータ 1 4 2 により奇数及び偶数サンプルに分割される信号から始まる。偶数サンプルは下方のフィルタバンク 1 5 0 におけるローバンドセクション 1 5 2 のフィルタ及びハイバンドセクション 1 5 4 のフィルタによりフィルタリングされる（ 3 2 2 ）。各フィルタの出力はその値が 2 乗化され（ 3 2 4 ）、次いで、各バンドにて最も高い値の決定のためロー及びハイバンド選択アルゴリズム 2 3 0 及び 2 3 2 へ供給される。この決定の結果は D T M F 音声周波であり、斯くて所定の D T M F 信号の識別（固定）がなされる。次に、2 : 1 デシメータ 1 4 2 からの入力信号の奇数サンプルがフィルタリングされるが、選択アルゴリズム 2 3 0 , 2 3 2 により指示された 2 つの周波数に相応するフィルタによってのみフィルタリングされる。（ 3 3 0 ）。次いで、偶数及び奇数サンプルのフィルタ出力が組合されて、1 つのフィルタリングされた（ろ波） D T M F サンプリングストリングが形成される。このステップによってはフィルタ出力にて当4050

該サンプリングの完全な相補成分が再生され次のに信号量が遅滞なく達成される、即ち当該入力信号がデシメータされなかつたらフィルタの出力となる箇の信号量が達成される。これにより、評価、タイミング／安定性、第2タイミングアルゴリズム(54, 56, 58)によるテストの後続の実行の精度が改善される。

【0118】

次いで、組合された出力は値が2乗化され、2つのDTMF信号トーンのおのにおける夫々の電力を指示する。この信号も80:1デシメータ260, 262によりデシメートされる(236)。当該出力は“X”, “Y”と称され、ロー及びハイバンドを夫々に表わす。

【0119】

これを以てDTMF受信器コア52による処理が終了される。上記コア52の出力、矩形窓電力計算P、カイザー窓計算W、ローバンド電力Xハイバンド電力Y、夫々のトーン値は評価(付け)アルゴリズム54への入力である順次のサンプリングセットを成す。図5のフローチャートに示されている評価アルゴリズム54は上述のように各サンプルセットに対して7つのテストを実行する。

【0120】

当初において、評価アルゴリズム54はレベル1に初期化され(338)、次いで、所定のDTMF値に対してレベル1に対するパラメータを選択する。次いで、アルゴリズム54はSSNR、トウイスロ(Twist)、総合電力テスト(Totd1 Power Test)(342~348)を実行する。図示のテストの順序は上述のようにするとよいが任意のものである。すべてのテストに合格すると(350)、評価アルゴリズム54は当該のサンプリングセットに、パラメータの現在レベルに相応する評価付け(これはスタートにて1でありを割当て(352)、データはタイミング／安定性アルゴリズム56へ転送される(368))。

【0121】

然し乍ら、当該サンプルから上記テストのいずれかに不合格になると、パラメータレベルはレベル4に達するまでインクリメントされ、そして、当該テストは所定のDTMF値に対する新たなレベルにて実行される(342~348)。当該サンプルが当該テストのすべてに合格すると、評価アルゴリズム54は適当な評価付けを割当てる。そのようにならないと当該プロセスはレベル4に達するまで継続される。この点においては当該サンプルセットは非DTMFであると見做される。

【0122】

タイミング／安定性アルゴリズム56は図6に示すように、次の入力を受け取る；評価アルゴリズム54により指定された評価付け、DTMF値、P, W, X, Y(これは1つのサンプルを含む)。タイミング／安定性アルゴリズムはセット期間に亘ってそれらの入力の安定性を決定する。

【0123】

当初、アルゴリズムはレベル1に初期設定される。当該入力は受信され記憶され、履歴特性量が累積され(370)、当該アルゴリズムはDTMF値及び所定レベルに対するパラメータを選択する。次いで、各入力は所定のDTMF値に対して前述のように、最大値と最小値との比を用いて安定性に対してテストされる。

【0124】

各レベルに対して所定の時間間隔及びパラメータが存在する。当該入力の各々は第1のレベルにてしらべられ、当該テストを充足するか否かが決定される。当該入力がテストの第1レベルに合格する場合(380)、タイミング／安定性アルゴリズム56は1の評価を割当てる(382)。テストのすべてに合格しなかつた場合、アルゴリズム56は次のレベルに落ち、履歴を更新し(384, 388)、等にする(第4のレベルに到達するまで)(386)。然し乍ら、割当てられた安定性評価付けに拘らず、最終的評価付けは評価アルゴリズム54により発せられる品質評価付けより高くない。

【0125】

10

20

30

40

50

タイミング／安定性アルゴリズム 5.6 は 1 ~ 4 の評価付けに合格し、第 2 タイミングアルゴリズム 5.8 に移行する。当初、(初期的に)、第 2 タイミングアルゴリズム 5.8 はアイドル状態(遊休状態)にある(400)。然し乍ら、1, 2 又は 3 の評価付けを受信すると、当該アルゴリズムはアクティブモードに移り(404)、DTMF 値が発せられ、信号ドロップアウトを監視するカウンタがゼロカウントに初期設定される(406)。

【0126】

一旦アクティブ状態になると、第 2 タイミングアルゴリズム 5.8 は DTMF 値又は 4 の評価付けの変化をしらべることにより DTMF 信号の終りに対するチェックを開始する。新たなサンプルを受信する度ごとに、即ち、10ms ごとに、上記アルゴリズムは上記のサーチ(探索動作)をサイクリックに行なう(408)。変化がないものと仮定すると、カウンタはゼロに維持され(410)、当該チェックは 10ms ごとに連続的に繰返される。

10

【0127】

第 2 タイミングアルゴリズム 5.8 が DTMF 値又は 4 の評価付けの変化を見出すと、当該カウンタは動作を開始し、1 のカウントインクリメントされる。当該カウンタは当該評価付けが 4 にとどまりおよび / 又は現在の DTMF 値がもとの(当初の)値と異なる間はインクリメントし続ける。当該のカウンタの各インクリメント後ごとに第 2 タイミングアルゴリズム 5.8 は当該カウントがドロップアウトカウントに達したか否かをチェックする(414)。上記ドロップアウトカウントに達したということは DTMF 信号が終了したことを示す(416)。そこで、当該アルゴリズムはアイドル状態に戻る(400)。

20

【0128】

ドロップアウトカウントに達する前に(414)評価付けが 1, 2 又は 3 および / 又は DTMF 値がもとの(当初の)値に戻る場合、第 2 タイミングアルゴリズム 5.8 は当該変化を検出し(408)、カウンタを零(0)にリセットし(410)、別の変化についてチェックを再開する(408)。

【0129】

本発明の有利な実施例について説明して来たが、本発明の精神を逸脱することなく他の及びさらなる変形改良が行なわれ得ることは当業者には明らかであり、請求項中では本発明の範囲内に入る実施態様が包括されることとなる。例えば、評価付けパラメータ、タイミング値、バンドパスフィルタ性能を変化させ得る。また、強化アルゴリズム 5.4 は周波数及びノイズ測定のような付加的入力を受容し得るように変更改良され得る。周波数は 2 つの順次連結する 10ms フィルタ出力における位相に着目し、当該周波数を指示する位相の変化により直接的に測定され得る。ノイズは振幅、周波数、位相測定を共に用い推定値正弦波を再形成することにより測定され得る。それらの正弦波は入力から差引かれ、残りがノイズとなる。ノイズ電力は窓(54)処理された 2 乗(平方)和として測定され得る。選択された実施例にて付加的測定を採用しなかったのは DTMF に対する EIA 仕様により周波数安定性が保証されておらず、ノイズ計算は乗算的な計算を要するからである。然し、それらによって相当のトーカオフ特性上の改善がなされ得る。

30

【0130】

【発明の効果】

本発明によれば VSF 装置のような電話装置トーカオフ性能を改善すること、及び音響結合された DTMF 発生器で用いられた DTMF 受信器の識別(認識)性能を改良すること並びに有限のトランスハイブリッド損失の効果を減少させることでディジタル信号処理技術を用いて有効に当該システムないし手法をインプリメント(具現化)することの利点が得られる。

40

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明による電話システムの構成のブロック接続図である。

【図 2】DTMF 検出システムのブロック接続図である。

【図 3】DTMF 受信器コアのブロック接続図である。

【図 4】DTMF 受信器コアアルゴリズムの流れ図である。

50

【図5】サンプリング及びバンドパスフィルタリング機能動作の先行する評価アルゴリズムの流れ図である。

【図6】タイミング／安定性アルゴリズムの流れ図である。

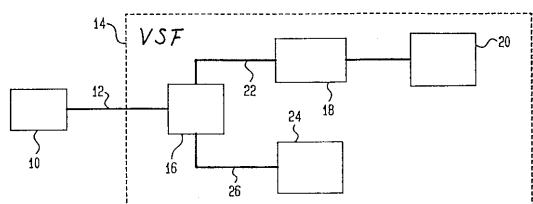
【図7】第2タイミングアルゴリズムの流れ図である。

【図8】音響結合DTMF送信器のブロック接続図である。

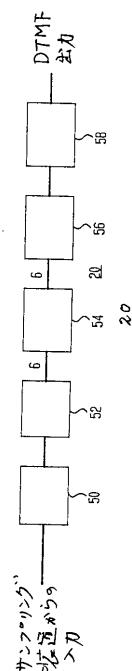
【符号の説明】

1 0	公衆通信網	
1 2	電話線	
1 4	V S F	
1 6	トランシスハイブリッド回路	10
1 8	サンプリング装置	
2 0	DTMF検出システム	
2 4	音声出力装置	
2 6	伝送線	

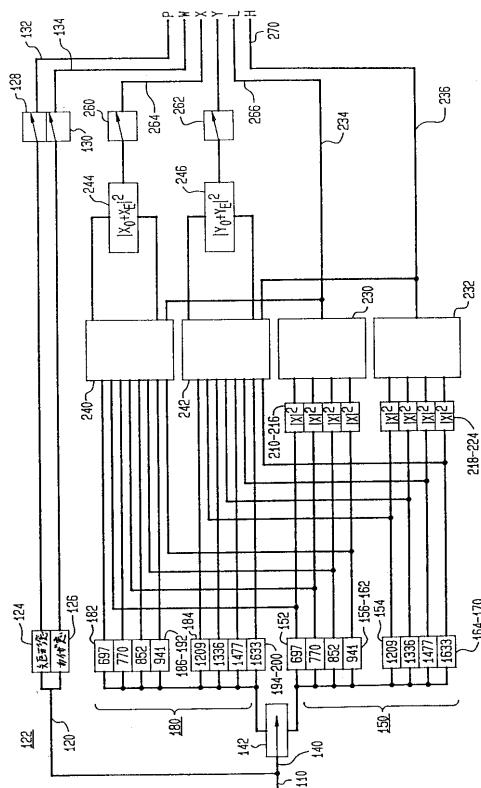
【図1】



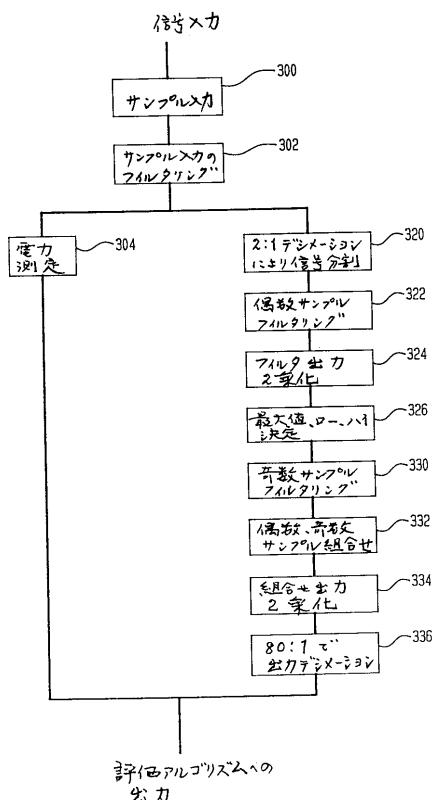
【図2】



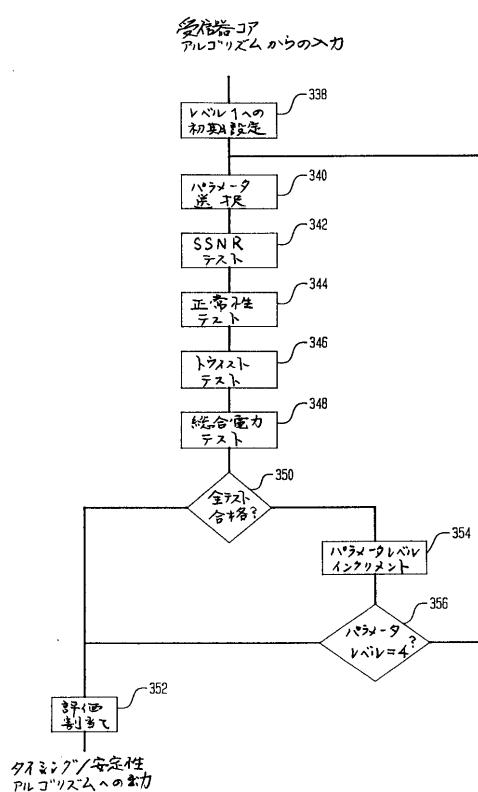
【図3】



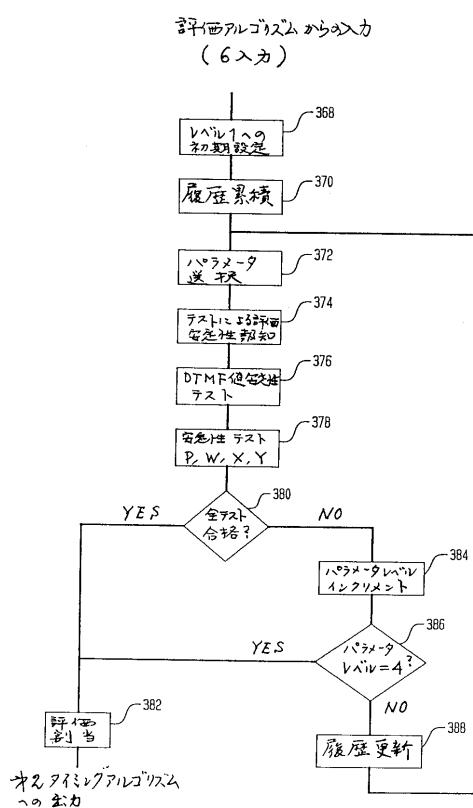
【図4】



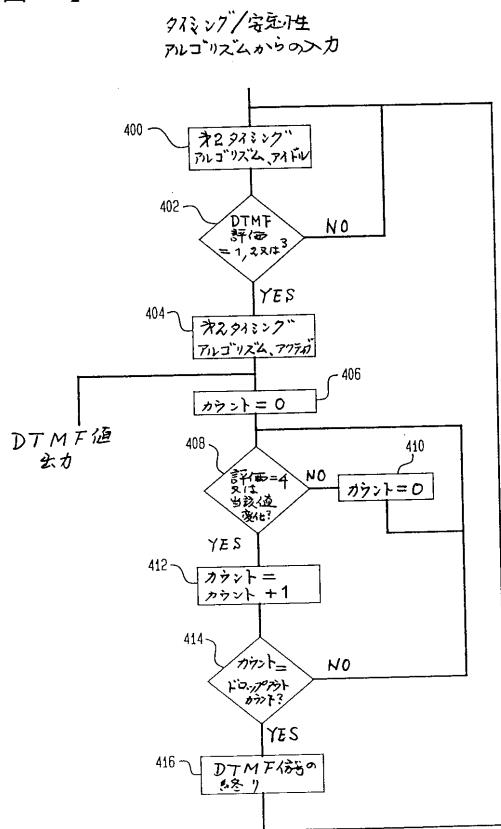
【図5】



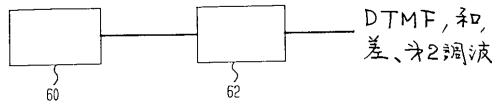
【図6】



【図7】



【図8】



フロントページの続き

(72)発明者 モルテザ ハー - パナー
アメリカ合衆国 カリフォルニア パシフィカ クレスピー ドライヴ 1375

審査官 稲葉 和生

(56)参考文献 特開平05-284213(JP,A)
特開昭63-272132(JP,A)
特開昭56-156054(JP,A)
国際公開第92/004795(WO,A1)
国際公開第92/013407(WO,A1)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)
H04Q 1/45