

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2006-502625

(P2006-502625A)

(43) 公表日 平成18年1月19日(2006.1.19)

|                      |            |  |   |             |
|----------------------|------------|--|---|-------------|
| (51) Int. Cl.        | F I        |  |   | テーマコード (参考) |
| HO4B 1/707 (2006.01) | HO4J 13/00 |  | D | 5K022       |
| HO4B 7/02 (2006.01)  | HO4B 7/02  |  | Z | 5K047       |
| HO4L 7/02 (2006.01)  | HO4L 7/02  |  | Z | 5K059       |

審査請求有 予備審査請求有 (全18頁)

(21) 出願番号 特願2004-541951 (P2004-541951)  
 (86) (22) 出願日 平成15年9月30日 (2003.9.30)  
 (85) 翻訳文提出日 平成17年6月6日 (2005.6.6)  
 (86) 国際出願番号 PCT/US2003/030973  
 (87) 国際公開番号 W02004/032407  
 (87) 国際公開日 平成16年4月15日 (2004.4.15)  
 (31) 優先権主張番号 60/415,682  
 (32) 優先日 平成14年10月2日 (2002.10.2)  
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

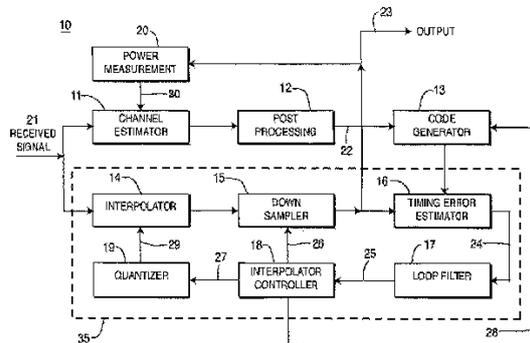
(71) 出願人 594164900  
 インターデジタル テクノロジー コー  
 ポレイション  
 InterDigital Techno  
 logy Corporation  
 アメリカ合衆国 19801 デラウェア  
 州 ウイルミントン デラウェア アペニ  
 ュー 300 スイート 527  
 (74) 代理人 100077481  
 弁理士 谷 義一  
 (74) 代理人 100088915  
 弁理士 阿部 和夫

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタルタイミング調整のための最適補間器方法および装置

(57) 【要約】

無線通信システムにおいて、基準符号に対するタイミング誤差が受信信号に存在する場合に、送信機にタイミングを同期させるための受信機のデジタルタイミングシンクロナイザが提供される。チャンネル推定器(11)は、受信信号の初期符号位相を推定する。符号発生器(13)は、整数を増分値として調整が可能なタイミング基準符号を発生させる。補間フィードバック回路(35)は、タイミング誤差を補間し、補正するように構成され、それによって、補間(14)が、整数符号シフトに、量子化分数調整値とそれに関連する所定の補間器係数とを含むルックアップテーブルから選択された量子化分数調整を加えることによって達成され、その結果、受信信号にタイミング補正を施した信号が生成される。



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

無線通信システムにおいて、基準符号に対するタイミング誤差が受信信号に存在する場合に、送信機にタイミングを同期させるための受信機のデジタルタイミングシンクロナイザであって、

前記受信信号の初期符号位相を推定するように構成されるチャンネル推定器と、

整数を増分値として調整が可能なタイミング基準符号を発生させるように構成される符号発生器と、

前記タイミング誤差の補間および補正のために構成される補間フィードバック回路であって、該補間は、整数符号シフトに、量子化分数遅延推定値とそれに関連する所定の補間器係数のルックアップテーブルから選択された量子化分数遅延推定を加えることによって達成され、そのことから、前記受信信号をタイミング補正したものが生成される補間フィードバック回路と

10

を備えることを特徴とするデジタルタイミングシンクロナイザ。

## 【請求項 2】

前記補間フィードバック回路は、さらに、

サンプリングレートに正規化され、前記受信信号を、分数値だけ遅らせること、または進めることによって、時間的にシフトさせるように構成された補間器と、

前記補間フィードバック回路の出力信号と前記タイミング基準符号の間のタイミング差に基づいて、タイミング誤差推定を決定するためのタイミング誤差推定器と、

20

該タイミング誤差推定にตอบสนองして、前記タイミング誤差推定とは反対方向の整数符号シフト信号を生成して前記符号発生器に送信し、および、補間係数決定のため、所定の範囲内で分数遅延推定を生成する補間器コントローラと、

所定の量子化分数遅延推定値に関連する補間器係数が格納された前記ルックアップテーブルを有し、前記ルックアップテーブルから前記分数遅延推定に数値的に最も近い量子化分数遅延推定を選択するように構成された量子化器と

を備えることを特徴とする請求項 1 のデジタルタイミングシンクロナイザ。

## 【請求項 3】

前記補間フィードバック回路は、さらに、前記タイミング誤差推定をフィルタリングして、前記タイミング誤差推定の符号とは反対の符号を持つ遅延推定値を生成するためのフィルタを備え、前記補間器コントローラは、前記遅延推定を、前記タイミング誤差推定器の構成に関係する所定の動作範囲内に規制する、請求項 2 のデジタルタイミングシンクロナイザ。

30

## 【請求項 4】

前記補間フィードバック回路は、さらに、前記受信信号のサンプリングレートをオーバサンプリング係数だけ、前記受信信号と前記遅延推定値のサンプリングレート比に関係する基点に応じて低下させるように構成される、前記補間器コントローラにตอบสนองするダウンサンブラを備える、請求項 3 のデジタルタイミングシンクロナイザ。

## 【請求項 5】

前記補間器は M M S E 最適化 F I R 補間器である、請求項 2 のデジタルタイミングシンクロナイザ。

40

## 【請求項 6】

前記受信信号はマルチパスを含んでおり、前記補間フィードバック回路は、推定された初期符号位相を処理し、並びに、雑音閾値に対する信号および雑音電力を推定し、それによって初期符号位相を生成し、それに対して前記符号発生器が前記タイミング基準符号を作るように構成される後処理ユニットを備える、請求項 1 のデジタルタイミングシンクロナイザ。

## 【請求項 7】

前記分数遅延推定の前記所定の範囲は ( - 1 ) から ( 1 ) の間である、請求項 2 のデジタルタイミングシンクロナイザ。

50

## 【請求項 8】

前記受信信号は係数  $L$  だけオーバーサンプリングされ、量子化分数調整値の所定数はタイミング調整の所望のタイミング精度  $T/Q$  に基づいて決定される量子化レベルの数  $Q/L$  であり、 $T$  はサンプリング周期、 $Q$  は正の整数を表し、 $L$  は正の整数である、請求項 1 のデジタルタイミングシンクロナイザ。

## 【請求項 9】

請求項 1 のデジタルタイミングシンクロナイザを備える受信機。

## 【請求項 10】

請求項 1 のデジタルタイミングシンクロナイザを備える無線送受信ユニット。

## 【請求項 11】

無線通信システムにおいて、基準符号に対するタイミング誤差が受信信号に存在する場合に、受信機のデジタルタイミングを送信機に同期させるための方法であって、

前記受信信号の初期符号位相を推定するステップと、

整数を増分値として調整が可能なタイミング基準符号を発生させるステップと、

前記タイミング誤差を補間および補正する補間ステップであって、該補間は、整数符号シフトに、量子化分数遅延値とそれに関連する所定の補間器係数のルックアップテーブルから選択された量子化分数遅延を加えることによって達成され、そのことから、前記受信信号をタイミング補正したものが生成される補間ステップとを含むことを特徴とする方法。

10

## 【請求項 12】

前記補間ステップは、さらに、

前記受信信号を、分数値だけ遅らせること、または進めることによって、時間的にシフトさせるステップと、

前記受信信号をタイミング補正したものと前記タイミング基準符号の間のタイミング差に基づいて、タイミング誤差推定を決定するステップと、

前記タイミング誤差推定とは反対方向の整数符号シフト信号を生成するステップと、

補間係数決定のため、所定の範囲内で分数遅延推定を生成するステップと、

ルックアップテーブルに、補間器係数に関連する所定の量子化分数遅延推定値を格納するステップと、

該ルックアップテーブルから、前記分数遅延推定に数値的に最も近い量子化分数遅延推定を選択するステップと

を含むことを特徴とする請求項 11 の方法。

20

30

## 【請求項 13】

前記補間ステップは、さらに、前記タイミング誤差推定をフィルタリングして、前記タイミング誤差推定の符号とは反対の符号を持つ遅延推定値を生成するステップを含み、該遅延推定値は、タイミング誤差推定器の構成に係る所定の動作範囲内に規制される、請求項 12 の方法。

## 【請求項 14】

前記補間ステップは、さらに、前記受信信号のサンプリングレートをオーバーサンプリング係数だけ、前記受信信号と前記遅延推定値とのサンプリングレート比に係る基点に応じて低下させるステップを含む、請求項 13 の方法。

40

## 【請求項 15】

前記受信信号はマルチパスを含んでおり、前記補間ステップは、推定された初期符号位相を処理するステップと、雑音閾値に対する信号および雑音電力を推定するステップと、それによって初期符号位相を生成し、それに対して前記符号発生器が前記タイミング基準符号を作るステップとを含む、請求項 11 の方法。

## 【請求項 16】

前記分数遅延推定の前記所定の範囲は  $(-1)$  から  $(1)$  の間である、請求項 12 の方法。

## 【発明の詳細な説明】

50

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、全体としてはデジタルタイミングシンクロナイザに関し、より詳細には、デジタルタイミングシンクロナイザ (digital timing synchronizer) で使用される補間器 (interpolator) の効率的な実施に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

以降、本明細書では、無線送受信ユニット (WTRU) には、ユーザ機器、移動局、固定もしくはモバイル加入者ユニット、ポケットベル、または無線環境で動作可能なその他の任意のタイプの装置が含まれるとするが、これらに限定されるものではない。以降、本明細書では、基地局には、基地局、ノードB、サイトコントローラ、アクセスポイント、または無線環境におけるその他のインターフェース装置が含まれるとするが、これらに限定されるものではない。

10

## 【0003】

無線周波数分割複信 (FDD) または時分割複信 (TDD) 遠隔通信システムでは、基地局およびWTRUでの送信信号と受信信号の間のタイミング同期が、正確な双方向通信を行う上で絶対に必要である。モバイル受信機が移動中には、ドップラ効果も周波数の差異に寄与することがある。受信機でマルチパス処理を行わないのであれば、基地局のローカル発振器とWTRUのローカル発振器の間のタイミング差をなくすため、WTRU受信機のローカル発振器に簡単な調整を施し、サンプリングレートをしかるべく進めたり、遅らせたりすることによって、誤差を補正することができる。しかし、マルチパス信号効果のため、無線通信システムの従来受信機は、レイク型受信機 (RAKE type receivers) のように、マルチパス信号を検出する手段および送信信号を再構成する手段を利用する。

20

## 【0004】

各パスのタイミングは、2つの段階により推定される。第1に、チャンネル推定器 (channel estimator) を使用して、マルチパス通信チャンネルの各パスの時間に関する適切な位置を見つける。第2に、各パスについて、各レイクフィンガに関して使用される専用の符号トラッカ (code tracker) が、パスの時間に関する正確な位置を見つけ、以降、それを継続的に追跡し続ける。各パスは独自のタイミング位置を持つので、マルチパスチャンネル環境では、ローカル発振器のみによって符号タイミングを制御するだけでは、タイミング誤差は補正されない。

30

## 【発明の開示】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0005】

マルチパス問題に対処するため、符号トラッカは、ローカル発振器を制御する代わりに、補間器を使用して、デジタルタイミング同期を実行することができる。補間器の効率的な実施のため、有限インパルス応答 (FIR: finite impulse response) 補間器を使用することができる。FIR補間器には様々な周知の手法が存在する。最も簡単なのは、FIR補間器として、切り捨て sinc 関数 (truncated sinc function) を使用するものである。別の選択肢として、多項式補間器 (polynomial interpolator) を使用するものがある。また、最小平均2乗誤差 (MMSE: minimum mean square error) 補間器を使用することもできる。無限長の理想的な補間器と比較した場合、これらすべてのアルゴリズムの中で、MMSE補間器が最小の誤差を提供する。補間器を sinc 関数の主ローブ (main lobe) に関して集中させる (すなわち、補間関数に関して集中させる) ことを保証する効率的な補間器制御ユニットが存在しない場合、補間器が、所定の精度のために必要となるよりも多くのFIR係数を生じさせる場合があることに留意されたい。多すぎる係数の難点は、補間計算の回数が重荷となり、ある点で、実施の制限要因となることである。この難点は、マルチパス効果により有効に対処するため、利用するトラッカの数を増加させると、それに連れてさらに悪化する。したがって、レイクフィンガトラッカ数の増加と、マルチパスチャンネルから得られる時間ダイバーシティ利得の大きさとの間には、ト

40

50

レードオフが存在する。

【課題を解決するための手段】

【0006】

無線通信システムにおいて、基準符号に対するタイミング誤差が受信信号に存在する場合に、送信機にタイミングを同期させるための受信機のデジタルタイミングシンクロナイザが提供される。チャンネル推定器は、受信信号の初期符号位相を推定する。符号発生器 (code generator) は、整数を増分値として調整が可能なタイミング基準符号を発生させる。補間フィードバック回路 (interpolation feedback circuit) は、タイミング誤差の補間および補正のために構成され、それによって、補間が、整数符号シフト (integer code shift) に、所定の補間器係数 (interpolator coefficients) に関連する分数遅延推定の量子化値のルックアップテーブル (look-up table) から選択された量子化分数遅延推定 (quantized fractional delay estimate) を加えることによって達成され、そのことから、受信信号にタイミング補正を施した信号が生成される。

10

【0007】

補間フィードバック回路内では、サンプリングレートに正規化された補間器が、受信信号を、分数値だけ遅らせること、または進めることによって、時間的にシフトさせるように構成される。タイミング誤差推定器 (timing error estimator) は、補間フィードバック回路の出力信号と符号発生器のタイミング基準符号の間のタイミング差に基づいて、タイミング誤差推定を決定する。補間器コントローラ (interpolator controller) は、タイミング誤差推定にตอบสนองして、タイミング誤差推定とは反対方向の整数符号シフト信号を生成して符号発生器に送信し、および分数遅延推定を生成し、補間は分数遅延推定を所定の範囲内に維持することによって制御される。量子化器は、量子化分数遅延推定値に関連する所定の補間器係数が格納されたルックアップテーブルを有し、分数遅延推定に数値的に最も近い量子化分数遅延推定を選択する。補間器は、量子化分数遅延推定値に関連する係数を処理する。

20

【0008】

本発明のより詳細な理解は、例として提示され、添付の図面と併せて理解される、以下に示す好ましい実施形態の説明から得ることができよう。

【発明を実施するための最良の形態】

【0009】

本発明の実施形態は、時分割複信モードを利用する第3世代パートナーシッププログラム (3GPP) 広帯域符号分割多元接続 (W-CDMA) システムに関連させて説明されるが、任意のハイブリッド符号分割多元接続 (CDMA) / 時分割多元接続 (TDMA) 通信システムにも適用することができる。さらに、本発明の実施形態は、3GPP W-CDMAの周波数分割複信 (FDD) モードなど、一般に、CDMAシステムにも適用することができる。

30

【0010】

図1には、符号トラック10の好ましい実施形態のブロック図が示されており、符号トラック10は、チャンネル推定器11、後処理ユニット (post processing unit) 12、符号発生器13、補間器14、ダウンサンプラ (down-sampler) 15、タイミング誤差推定器16、ループフィルタ (loop filter) 17、補間器コントロール (interpolator control) 18、量子化器19、および電力測定 (power measurement) 20を含む。受信信号21は、チャンネル推定器11および補間器14双方の入力信号となる。符号トラック10は、対応する無線送信機に対する、受信機のデジタルタイミング同期を実行する。例えば、3GPP的なシステム (3GPP-like system) では、符号トラック10は、基地局の送信機とデジタルタイミング同期をとるために、モバイルWTRU受信機の内部に存在する。

40

【0011】

チャンネル推定器11は、入力信号21の初期符号位相、すなわち、時間的な符号位置 (code location) を大まかに推定する。チャンネル推定を行うための方法の1つに、スライディングウィンドウ相関器 (sliding window correlator) を使用するものがあるが、そ

50

れに限定されるものではない。チャンネル推定器 11 のサンプル周期は、 $T_c$  を 1 チップ周期の持続時間として、 $2T_c$  以下でなければならない。例えば、進み - 遅れゲートシンクロナイザ (early-late gate synchronizer) をタイミング誤差推定器 16 用に使用する場合、初期タイミング誤差推定は、 $-T_c$  から  $T_c$  までの範囲に収めなければならない。さもないと、タイミング誤差は範囲外となって、アルゴリズムが機能しなくなる。しかし、本発明は、進み - 遅れゲートシンクロナイザには限定されず、その他の任意のタイミング誤差推定器 16 を使用することができる。後者のケースでは、チャンネル推定器用に異なるサンプル周期を使用することができる。サンプル周期が  $2T_c$  より短いチャンネル推定器 11 を使用することによって、パス位置 (path location) の初期誤差が、 $-T_c$  から  $T_c$  までの範囲に制限される。

10

## 【0012】

後処理ユニット 12 は、雑音閾値に対する、信号および雑音電力を推定する。後処理が完了すると、電力レベルが雑音閾値を上回るすべてのパスが識別される。これらの強いパスの時間的な位置は、初期符号位相 22 と呼ばれる。これらのパスの最強の 1 つを、単独で使用することもでき、あるいは一定の閾値を上回る 1 組のパスを、レイク様受信機 (RAKE-like receiver) 構造でのよう使用することもできる。レイク様受信機は、チャンネルの時間ダイバーシティを有効に利用するので、マルチパスチャンネル環境では非常に有益である。

## 【0013】

最強のパスを 1 つ選択するケースでは、1 つの補間器 14 および 1 つの補間器コントロール 18 を含む符号トラッカ 10 が 1 つだけ存在する。レイク様受信機の場合は、使用されるパス毎に専用の符号トラッカ 10 が 1 つ存在しなければならない。しかし、その場合でも、チャンネル推定器 11 および後処理ユニット 12 は、使用されるすべての符号トラッカに共通である。単一のパスについての初期符号位相 22 を後処理ユニット 12 から符号発生器 13 に供給することによって、タイミング同期が開始される。

20

## 【0014】

レイク様受信機の各符号トラッカ 10 では、符号発生器 13 は、クロックとして機能する、基本タイミング用の基準符号を生成する。初期符号位相 22 は、生成された基準符号を時間に関して単純に進めるか、または遅らせるかして、符号発生器 13 の初期タイミングオフセットを数チップ分、調整する。初期補正が完了した後、符号発生器 13 は、補間器コントロール 18 から送られる符号シフトコマンド 28 によってのみ制御される。初期符号位相 22 は、2 つの状況下でだけ、すなわち、受信機を最初に起動したときと、信号電力が雑音閾値を下回ったときだけに利用される。符号シフト 28 は、補間器コントロール 18 によって生成される、進み方向または遅れ方向に 1 チップシフトさせるシフトコマンドである。初期補正が完了した後は、最悪ケースのタイミング誤差推定でも、 $-T_c$  から  $T_c$  までの時間範囲に収まる。

30

## 【0015】

補間器 14、ダウンサンプラ 15、タイミング誤差推定器 16、ループフィルタ 17、補間器コントロール 18、および量子化器 19 を含む、符号トラッカ 10 の補間フィードバックループ (interpolation feedback loop) 35 について次に詳しく説明する。補間フィードバックループ 35 は、タイミング誤差推定信号 24 が 0 に近い値になるようにドライブし、遅延推定 25 が実際の遅延時間になるようにドライブする。

40

## 【0016】

補間器 14 は、量子化器 19 から受信した量子化分数遅延推定 29 に等しい量だけ、受信信号を時間に関して数学的に (in time mathematically) シフトする。理想的な補間器からの出力信号は、式 1 によって表される。

## 【0017】

【数 1】

$$y(n) = x(n + \hat{\alpha}) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(n - m) \text{Sinc}(m + \hat{\alpha}) \quad \text{式1}$$

【0018】

この式で、 $n$  は整数値の時間指標、 $x(n)$  はオーバーサンプリングされた受信信号 21 であり、

【0019】

【数 2】

 $\hat{\alpha}$ 

10

【0020】

は量子化分数遅延推定 29 を表し、Sinc 関数は次式で定義される。

【0021】

【数 3】

$$\text{Sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x} \quad \text{式2}$$

【0022】

補間フィードバックループ 35 の 1 回目の繰り返しでは、量子化分数遅延推定 29 は 0 にリセットされ、その結果、受信信号は無変更で補間器 14 を通過する。補間器 14 の動作、および量子化分数遅延推定 29 (すなわち、値

20

【0023】

【数 4】

 $\hat{\alpha}$ 

【0024】

) の定式化に関しては、補間フィードバックループ 35 の 2 回目以降の繰り返しを参照しながら、以下でより詳しく説明する。

【0025】

ダウンサンプラ 15 は、受信信号が補間器 14 によって処理された後、オーバーサンプリング係数 (over-sampling factor) の値  $L$  だけ、受信信号 21 のオーバーサンプリングレートを低下させる。補間器 14 を備える符号トラッカ 10 は、値が 1 以上の任意の整数  $L$  のサンプリングレートで動作する受信機に適用することができる。符号トラッカ 10 がタイミング調整を実行できる、サンプリングレートの最適範囲は、 $1/L \sim 8$  である。 $L = 1$  のケースは、オーバーサンプリングを行わないことに対応する。一方、サンプリングレートが、 $L \sim 8$  の整数に関係する場合、タイミング誤差は、 $1/16 T_c$  のオーダの値まで低下し、それによって、補間器 14 の寄与は著しく減少し、ダウンサンプラ 15 による簡単なサンプルシフトだけで十分になり始める。しかし、 $L \sim 8$  のような高いオーバーサンプリングレートは、受信機資源の余分な電力消費をもたらすので、より低いサンプリングレートで動作し、図 1 による符号トラッカ 10 で符号トラッキングを実行するほうが有利である。

30

40

【0026】

ダウンサンプラ 15 は、ダウンサンプラ 15 の出力で、サンプリングレート周期 (sampling rate period)  $T_s$  がチップレート周期 (chip rate period)  $T_c$  と等しくなるように、サンプリングレートをチップレートに変換する。したがって、ダウンサンプラ 15 の出力は、次式のように、 $z(n)$  によって表すことができる。

【0027】

$$z(n) = y(L \cdot n + k) \quad \text{式 3}$$

ここで、 $k$  は、ダウンサンプラ 15 の基点 (base point) 26 を表す整数である。例えば

50

、サンプリングレート係数が  $L = 4$  であるオーバサンプリングされた信号では、ダウンサンプラ 15 に入る前のサンプリングレート周期は、 $T_s = T_c / L = T_c / 4$  であるが、ダウンサンプリング後は、 $T_s = T_c$  である。最初、基点 26 は 0 にリセットされる。値  $k$  の導出については、後で式 6 a、6 b を参照しながら説明する。

【0028】

ダウンサンプラ 15 の出力は、WTRU 受信機によってさらに処理される、タイミング補正された出力信号 23 である。電力測定ユニット 20 は、出力 23 を処理し、信号の電力測定値を、マルチパスチャネルの各パスの時間に関する適切な位置を見つけるための入力として、チャンネル推定器 11 に送信する。タイミング改善に関しては、ダウンサンプラ 15 の出力 23 は、符号トラッカ 10 の補間フィードバックループ 35 を進行して、タイ

10

【0029】

次に、ループフィルタ 17 が、タイミング誤差推定 24 を受信して、遅延推定 25 を生成する。ループフィルタ 17 のタイプは、チャンネル状態に応じて選択される。しかし、本発明は、使用される特定のループフィルタに限定されるものではない。好ましくは、ループフィルタ 17 は、1 次または 2 次フィルタとする。例えば、周知の比例積分 (PI: proportional integrator) フィルタが、ループフィルタ 17 として使用される。これとは

20

【0030】

図 2 に、2 次 PI フィルタ 50、アキュムレータ 56、および符号反転乗算器 (inverted multiplier) 57 を含むループフィルタ 17 の好ましい構成を示す。PI フィルタ 50 は、乗算器 52 とアキュムレータ 53 とを含む積分器 51、乗算器 54、および加算器 55 を含む。乗算器 52 および 54 は、PI フィルタ 50 の入力で分割されたタイミング誤差推定 24 入力に、それぞれ定数  $a$  および  $b$  を作用させる。タイミング誤差推定 24 入力は、積分器 51 によって積分され、一方、積分器 51 と並列に、定数  $b$  による乗算が行われる。並列出力は、加算器 55 によって加算されて、PI フィルタ出力が生成される。

30

【0031】

次に、PI フィルタ出力は、アキュムレータ 56 によって累積され、さらに乗算器 57 によって定数  $-c$  を乗じる処理が行われる。乗算器 57 における定数  $c$  の符号逆転は、信号のタイミング誤差推定 24 を補償するための反対方向へのタイミング補正を生じさせ、図 1 に示すようなネガティブフィードバックシステム (negative feedback system) で有益である。ループフィルタ 17 の次数に応じて、符号トラッカ 10 は、1 次、2 次、またはより高次のフィードバックループを含むことができる。乗算器 57 の出力は遅延推定 25 である。

40

【0032】

【数 5】

$$T_d = -\mathfrak{I}(T_e) \quad \text{式4}$$

【0033】

ここで、 $T_e$  は、タイミング誤差推定器 16 からのタイミング誤差推定 24 であり、

【0034】

【数 6】

$$\mathfrak{I}(\cdot)$$

50

## 【 0 0 3 5 】

は、線形演算子である。遅延推定 2 5 は、さらなる処理のため、補間器コントローラ 1 8 に渡される。

## 【 0 0 3 6 】

補間器コントローラ 1 8 は、遅延推定 2 5 の範囲を規制することと、補間器係数の数を最小にするものの 2 つの主要な機能を提供する。最初に、符号トラッカ 1 0 のレートの動作範囲内に遅延推定 2 5 を維持することに関して、動作範囲はタイミング誤差推定器 1 6 の特定の選択に依存する。例えば、進み - 遅れゲートシンクロナイザ型のタイミング誤差推定器 1 6 では、動作範囲のサンプリング周期は  $-T_c$  から  $T_c$  までに制限される。信号タイミング偏差をタイミング誤差推定器 1 6 の動作範囲に制限するのに 2 つの方法が存在する。第 1 に、これは、ダウンサンプラ 1 5 の基点 2 6 を遅延推定 2 5 に比例して時間的にシフトさせることによって達成することができる。しかし、これは、受信機全体のフレーム開始の変更に対応する。これは、受信機への直接伝送パスが 1 つしか存在しない場合にのみ実現可能である。しかし、マルチパス環境では、対象パス専用の符号トラッカ 1 0 の符号発生器 1 3 を遅延推定 2 5 とは反対方向にシフトさせるほうが好ましい。

10

## 【 0 0 3 7 】

タイミング誤差推定器 1 6 の実装とは独立に、符号発生器 1 3 によって生成される受信機の基準符号に関して、受信信号 2 1 のタイミング誤差推定 2 4 が測定される。補間器コントロール 1 8 は、遅延推定 2 5 を監視し、それが一定の範囲から外れた場合には、符号発生器 1 3 を反対方向にシフトさせる。符号発生器 1 3 は、周期  $T_c$  のチップレートで動作しているので、シフトの最小量は、チップ持続時間、すなわち、 $T_c$  に等しい。したがって、遅延推定 2 5 が  $T_d > T_c / 2$  または  $T_d < -T_c / 2$  となった場合に、符号シフト 2 8 を実行するのが好ましい。

20

## 【 0 0 3 8 】

実際の通信システムの実施では、基地局と W T R U 受信機の間のパスの相対遅延は、時間とともに変化し得る。これは主に以下の原因から起こり得る。第 1 に、モバイル W T R U 受信機の移動が、遅延推定 2 5 の時間的な変化を引き起こすことがある。モバイル W T R U 受信機が一定の速度で移動している場合、タイミング誤差には 1 次変化 (first order change) が存在する。第 2 の原因は、基地局と W T R U 受信機の間ローカル発振器周波数の差である。これも、遅延推定 2 5 の 1 次変化を引き起こす。これらの影響はいずれも累積的である。しかし、タイミング誤差の変化は、1 次変化に止まらない。N 次変化を有する符号トラッカ 1 0 では、補間器コントローラ 1 8 は、必要に応じて、N - 1 次変化に従うことができ、必要な場合には、符号シフトを実行する。

30

## 【 0 0 3 9 】

符号トラッカ 1 0 による符号シフトの決定はロバスト (robust) であり、低い信号対雑音比 (S N R) およびフェージングチャネル状態に耐え得ない。雑音および干渉のせいで振動性の符号シフト動作 (oscillating code shift operations) をなくすため、簡単なヒステリシス論理 (hysteresis logic) が利用される。図 3 A および図 3 B には、発振器のドリフトおよびモバイル W T R U の一定速度の移動に関する、遅延推定 2 5 の変化のタイミング図が示されている。タイミングシフトは、線形変化するタイミング遅延の周期的なタイミングシフトのため、のこぎり歯状の波形を呈している。図 3 A に示すように、遅延推定 2 5 は線形に増加している。ピーク遷移は、ピークが  $T_c / 2 +$  となる符号シフト 2 8 で起こり、符号シフト 2 8 は、増加した遅延推定 2 5 を補償するため、負の方向に実施される。これとは反対に、図 3 B では、線形に減少する遅延推定 2 5 が、正の符号シフト 2 8 によって補償されている。図 3 A および図 3 B には、遅延推定 2 5 の線形変化が示されているが、符号トラッカ 1 0 は、遅延推定 2 5 の線形変化に限定されるものではなく、遅延推定 2 5 の更新におけるいかなる種類の変化にも応じて動作することに留意されたい。符号シフト 2 8 は、上で説明したように、遅れまたは進みの両方向に行われる。図 3 A および図 3 B に示すように、任意の微小値 (例えば、 $0.05 T_c$ ) が、符号シフト 2 5 点付近での振動挙動 (oscillatory behavior) を防止するために使用される。

40

50

【 0 0 4 0 】

符号シフト 2 8 が生じた後、補間器コントローラ 1 8 によって使用される新しい遅延推定値 2 5 は、次式で求められる。

【 0 0 4 1 】

【 数 7 】

$$\tilde{T}_d = T_d - T_c \operatorname{sgn}[T_d] \quad \text{式5a}$$

【 0 0 4 2 】

ここで、 $\operatorname{sgn}[\cdot]$  は、符号シフト 2 8 の方向（すなわち、正、負、または 0）を表し、次式で定義される。

【 0 0 4 3 】

【 数 8 】

$$\operatorname{sgn}[T_d] = \begin{cases} 1, & T_d \geq T_c/2 + \Delta \\ 0, & -T_c/2 - \Delta < T_d < T_c/2 + \Delta \\ -1, & T_d \leq -T_c/2 - \Delta \end{cases} \quad \text{式5b}$$

【 0 0 4 4 】

係数の数を最小にするという補間器コントローラ 1 8 の第 2 の機能に関して、有限サイズの実際の補間は、最小誤差を達成するために最適化される。式 1 の理想的な補間器は、無限の数の係数を有し、そのため、現実には実施し得ないことを思い出されたい。有限サイズの補間器の最適補間器係数は、M M S E など、近似誤差を最小化するための最適化アルゴリズムによって取得される。これについては、以下の段落で詳しく説明する。しかし、有限サイズの補間器に起因する近似誤差はさらに、分数遅延推定 2 7 を可能な限り小さくすることによっても縮小することができる。したがって、補間器コントローラ 1 8 は、これを達成するように構成される。符号シフト処理後の遅延推定 2 5 は、以下のように書くことができる。

【 0 0 4 5 】

【 数 9 】

$$\tilde{T}_d = k \cdot T_s + \alpha \cdot T_s \quad \text{式6a}$$

【 0 0 4 6 】

ここで、 $k$  は、以下のように定義される。

【 0 0 4 7 】

【 数 1 0 】

$$k = \left\lfloor \frac{\tilde{T}_d}{T_s} \right\rfloor \quad \text{式6b}$$

【 0 0 4 8 】

演算

【 0 0 4 9 】

【 数 1 1 】

$$\lfloor x \rfloor$$

【 0 0 5 0 】

は、 $x$  を超えない最大の整数を表す。 $k$  の値は、

【 0 0 5 1 】

【 数 1 2 】

$$\tilde{T}_d$$

【 0 0 5 2 】

内に存在するオーバサンプリングされたサンプル持続時間の数に対応する。したがって、 $k \cdot T_s$  の遅れまたは進みは、オーバサンプリングされた入力信号をサンプル  $k$  個分に等しい量だけずらした簡単なシフトに対応する。このシフトは、式 3 に示すように、ダウンサンプラの基点 2 6 を整数  $k$  だけシフトさせることによって容易に達成される。基点 2 6 をシフトさせた後、残されたタイミングシフトは以下の値に等しい。

【 0 0 5 3 】

【 数 1 3 】

$$T_d' = \tilde{T}_d - k \cdot T_s = \alpha \cdot T_s \quad \text{式7}$$

【 0 0 5 4 】

補間器 1 4 はサンプリングレート  $T_s$  に正規化されているので、補間器 1 4 に入力される値は、量子化された後の分数遅延推定 2 7 (すなわち、

【 0 0 5 5 】

【 数 1 4 】

$\hat{\alpha}$

【 0 0 5 6 】

) である。また、遅延推定 2 5 を分解した後 (すなわち、式 6 a の値

【 0 0 5 7 】

【 数 1 5 】

$\tilde{T}_d$

【 0 0 5 8 】

と、式 6 b の値  $k$  )、分数遅延推定 2 7 が範囲  $-1 < \alpha < 1$  に制限されることに留意することも重要である。この範囲制限は、分数遅延推定 2 7 を最小に維持し、所望の縮小された補間誤差を達成する。

【 0 0 5 9 】

補間器コントローラ 1 8 の動作を説明するため、以下に例を提示する。フィルタリングされたタイミング誤差推定 2 5 は、 $T_d = 0.64 T_c$ 、オーバサンプリングレートは、 $L = 4$  であると仮定する。したがって、サンプリングレートは、 $T_s = T_c / L = T_c / 4$  となる。式 5 a および式 5 b によれば、符号シフト 2 8 が必要であり、符号シフトされた遅延推定 2 5 は、

【 0 0 6 0 】

【 数 1 6 】

$$\tilde{T}_d = 0.64 T_c - T_c = -0.36 T_c$$

【 0 0 6 1 】

となる。基点 2 6 は、式 6 b から、 $k = -1$  であり、分数遅延推定 2 7 は、式 6 a から、 $\alpha = -0.44$  となる。

【 0 0 6 2 】

補間フィードバックループ 3 5 の最後に残った段階は量子化器 1 9 である。分数遅延推定 2 7 は、補間器によって使用される前に、量子化器 1 9 によって量子化 (すなわち、離散化) される。量子化器 1 9 は、遅延推定 2 5 が更新されるたびに計算を行わずにすむように、補間器係数の計算を制限する上で有益である。量子化器 1 9 は、1 組の利用可能な量子化分数遅延推定値に関する事前計算された補間器係数を格納するためのルックアップテーブルを含む。このルックアップテーブルは補間計算の複雑度を低下させ、また処理速度を向上させる。量子化器 1 9 は、必要なタイミング精度およびオーバサンプリングレート  $L$  に基づいて、分数遅延推定を量子化するためのレベル数を決定する。タイミング調整に必要なタイミング精度は、 $Q$  を正の整数として、 $T_c / Q$  である。したがって、必要とされる量子化ステップのサイズは  $2 T_c / Q$  となる。オーバサンプリングレートを  $L$  と

10

20

30

40

50

する場合、これは、 $-1 < \hat{\alpha} < 1$  の範囲に対する  $Q/L$  の量子化レベルに対応する。例えば、 $Q = 32$ 、 $L = 4$  である場合、タイミング調整に必要なタイミング精度は  $T_c / 16$  であり、量子化器 19 は  $Q/L = 8$  の量子化レベルを有する。次に、上記の例に従い、分数遅延推定 27 が  $\hat{\alpha} = -0.44$  であるとする、量子化遅延は、量子化器 19 のルックアップテーブルから最も近い対応値を選択することによって決定される。この量子化器は 8 つのレベルを有するので、利用可能な値は、以下の量子化分数遅延推定の組、 $[-1, -0.75, -0.5, -0.25, 0.25, 0.5, 0.75, 1]$  から取られる (0 の場合は補間がまったく行われないので、0 は使用されない)。 $-0.44$  は  $-0.5$  に最も近いので、選択される量子化分数遅延推定 29 は、

【0063】

【数17】

$$\hat{\alpha} = -0.5$$

10

【0064】

であり、それが補間器 14 に渡される。

【0065】

補間フィードバックループ 35 の初回の繰り返しの後に続いて、遅延推定および補間動作が、タイミング誤差の変化を追跡するために継続的に繰り返される。

【0066】

補間器 14 に戻り、補間器 14 が、最初に受信信号 21 を処理するときとは異なり、

20

【0067】

【数18】

$$\hat{\alpha} \neq 0$$

【0068】

である量子化分数遅延推定 29 を処理する、式 1 の有限補間について次に説明する。式 1 から分かるように、理想的な補間では、無限に長い加算が行われる。効率的な補間を実施するため、式 1 を有限回の加算として実行しなければならない。以下の式 8a は、この有限表現の出力

【0069】

【数19】

$$\tilde{x}$$

【0070】

を示している。

【0071】

【数20】

$$\tilde{x}(n + \hat{\alpha}) = \sum_{m=-M_1}^{M_2} x(n-m)h_{\hat{\alpha}}(n) \quad \text{式8a}$$

30

【0072】

ここで、 $h_{\hat{\alpha}}(n)$  は、次式によって導出される補間器係数を表す。

40

【0073】

【数21】

$$h_{\hat{\alpha}}(n) = \text{Sinc}(m + \hat{\alpha}) \quad \text{式8b}$$

【0074】

無限長のフィルタである理想的な補間器の周波数応答は、次式で与えられる。

【0075】

【数 2 2】

$$S(\omega, \alpha T_s) = \begin{cases} T_s e^{j\omega \alpha T_s}, & |\omega/2\pi| < 1/(2T_s) \\ 0, & \text{その他} \end{cases} \quad \text{式9}$$

【0 0 7 6】

出力信号誤差

【0 0 7 7】

【数 2 3】

$$E(\hat{\alpha})$$

10

【0 0 7 8】

は、理想的な補間器の出力と補間器の有限表現との間の差として、次式で定義される。

【0 0 7 9】

【数 2 4】

$$E(\hat{\alpha}) = \tilde{x}(n + \hat{\alpha}) - x(n + \hat{\alpha}) \quad \text{式10}$$

【0 0 8 0】

最適 F I R 補間器の係数  $h(n)$  は、量子化分数遅延推定 2 9 のすべての可能な値

【0 0 8 1】

【数 2 5】

$$\hat{\alpha}$$

20

【0 0 8 2】

について、以下の式 1 1 を最小化することによって決定される。使用される最適化方法は、最小平均 2 乗誤差 (M M S E) 法である。対象とする帯域  $F = \omega_s / 2$  は、 $1 / (2 T_s)$  より小さいので、式 1 0 にパーセヴァルの関係式 (Parseval's relation) を適用することによって、次式が得られる。

【0 0 8 3】

【数 2 6】

$$E^2(\hat{\alpha}) = \int_{-F}^F \left| e^{j\omega \hat{\alpha} T_s} - \sum_{n=-M_1}^{M_2} h_{\hat{\alpha}}(n) e^{-j\omega n T_s} \right|^2 d\omega \quad \text{式11}$$

30

【0 0 8 4】

式 1 1 は、補間器 1 4 用として好ましいタイプの補間器である F I R フィルタの M M S E 版を表す。式 1 1 には複数の異なる解法がある。例えば、式 1 1 を解くのに、フレッチャ - パウエル法 (Fletcher-Powell method) を使用することができる。本発明の実施形態は、式 1 1 のどのような特定の解法にも限定されるものではないことに留意されたい。最小誤差

【0 0 8 5】

【数 2 7】

$$E(\hat{\alpha})$$

40

【0 0 8 6】

は、係数の総数が  $2M$  であるとき、 $(M_1 = M)$  および  $(M_2 = M - 1)$  が選択された場合に達成される。式 1 1 から求められた係数を用いて、最適 M M S E F I R 補間器 1 4 は、次式で表すことができる。

【0 0 8 7】

【数 2 8】

$$\tilde{X}(n + \hat{\alpha}) = \sum_{m=-M}^{M-1} X(n-m)h_{\hat{\alpha}}(m)$$

式12

【0 0 8 8】

当業者であれば知っているように、補間器係数は、

【0 0 8 9】

【数 2 9】

$$\hat{\alpha} = 0.5$$

10

【0 0 9 0】

に対して対称であり、以下のように書くことができる。

【0 0 9 1】

【数 3 0】

$$h_{(1-\hat{\alpha})}(m) = h_{\hat{\alpha}}(-m-1)$$

式13

【0 0 9 2】

式 1 1 をリアルタイムに解くことは実現し得ないので、式 1 1 は、すべての可能な値

【0 0 9 3】

【数 3 1】

$$\hat{\alpha}$$

20

【0 0 9 4】

について事前に解かれ、所定の係数が、量子化器 1 9 のルックアップテーブルに格納される。その結果、実数のエントリを含む、サイズが  $M \cdot ((Q/L) - 2)$  のルックアップテーブルが生成される。ただし、 $Q/L$  は量子化器のレベル数とする。しかし、

【0 0 9 5】

【数 3 2】

$$\hat{\alpha} = 0$$

30

【0 0 9 6】

の場合は、補間はまったく行われないので、この値は、量子化器 1 9 のルックアップテーブルから除外される。式 1 3 の対称性を使用して、ルックアップテーブルのサイズを半分に縮小し、実数の個数を  $M \cdot ((Q/L) - 2) / 2$  にすることができる。これとは別に、多項式補間器など、実施される補間器構造に応じて、ルックアップテーブルをなくし、代わりにリアルタイム計算を行うこともできる。

【0 0 9 7】

実施においては、どれだけの補間誤差が許されるかに応じて、 $M - 1$  として  $2M$  の係数

【0 0 9 8】

【数 3 3】

$$h_{\hat{\alpha}}(n)$$

40

【0 0 9 9】

が存在する。例えば、進み - 遅れゲートシンクロナイザと、図 2 に示すように累積器と縦続接続された P I フィルタを含む 2 次ループフィルタとを備え、2 倍のオーバサンプリング ( $L = 2$ ) を行う、3 G P P 様の F D D 互換のモバイル W T R U 受信機のための符号トラックの設計では、 $M = 2$  であり、量子化器レベル当たり全部で 4 つの係数が生成される。必要とされる精度が  $T_c / 16$  (すなわち、 $Q = 16$ ) である場合は、使用される量子化器レベルの数は 8 となる。

【0 1 0 0】

50

本発明に従って補間を最適化することによって、限られた数の係数を使用するにも関わらず、タイミング誤差が効率的に縮小するという、好ましい結果が達成される。本発明をマルチパスフェージングチャネルおよびレイク様受信機と関連させて説明してきたが、本発明がそのような適用例にのみ限定されると解釈すべきではない。符号トラック10の代替実施形態には、多項式FIR補間器、線形補間器、およびラグランジュ補間(Lagrange interpolation)といったタイプの補間器を有するものが含まれるが、これらに限定されるものではない。

【図面の簡単な説明】

【0101】

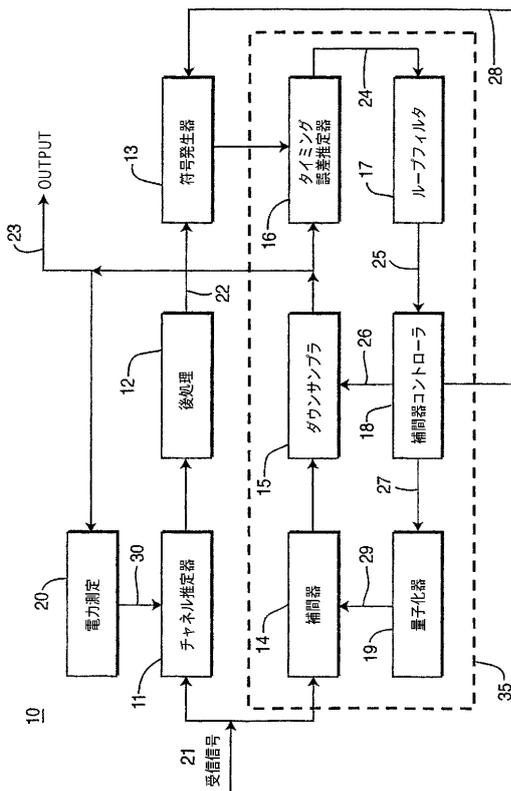
【図1】最適補間を有する符号トラックのブロック図である。

【図2】ループフィルタのブロック図である。

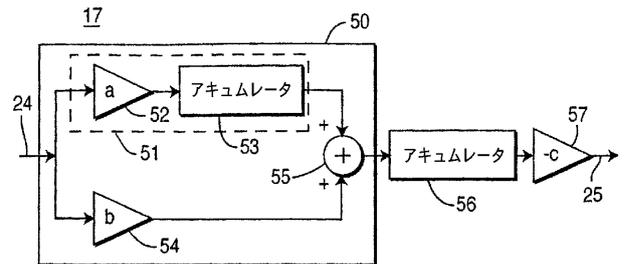
【図3A】符号トラックの符号シフトのタイミング図である。

【図3B】符号トラックの符号シフトのタイミング図である。

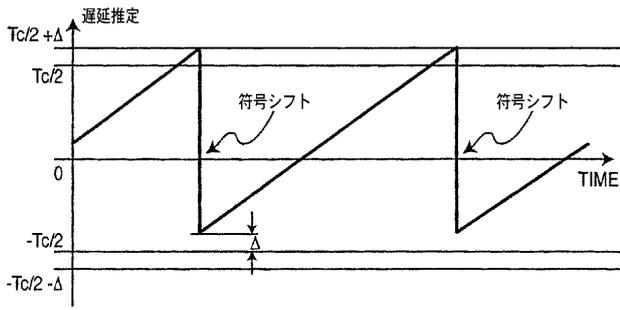
【図1】



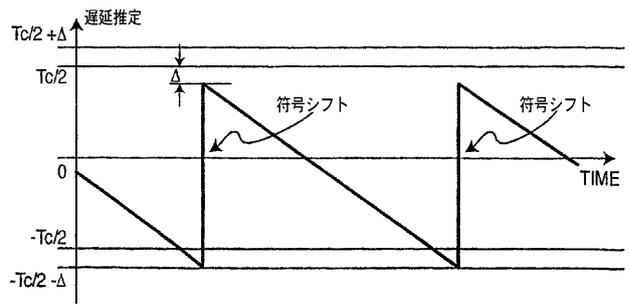
【図2】



【 図 3 A 】



【 図 3 B 】



## 【 国際調査報告 】

| INTERNATIONAL SEARCH REPORT  |   | International application No.<br>PCT/US03/30973                                   |  |
|--|---|---|--|
| <b>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER</b><br>IPC(7) : H04 L 7/00, 27/06; H04B 1/69; G06F 7/38, 17/17.<br>US CL : 375/354, 355, 358, 316, 130; 708/313, 290.<br>According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC  |   |   |  |
| <b>B. FIELDS SEARCHED</b><br>Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)<br>U.S. : 375/354, 355, 358, 316, 130; 708/313, 290.<br>Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched<br>Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) |   |   |  |
| <b>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</b>  |   |   |  |
| Category *   | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages  | Relevant to claim No.   |  |
| A  | US 6,313,885 B1 (PATEL et al) 06 November 2001, see entire document   | 1-16  |  |
| <input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.  |   |   |  |
| * Special categories of cited documents:   |   |   |  |
| "A"  | document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance  | "T"   | later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention  |
| "E"  | earlier application or patent published on or after the international filing date   | "X"   | document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone   |
| "L"  | document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) | "Y"   | document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art |
| "O"  | document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means  | "&"   | document member of the same patent family  |
| "P"  | document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed  |   |  |
| Date of the actual completion of the international search<br>15 January 2004 (15.01.2004)  |   | Date of mailing of the international search report<br>05 FEB 2004                 |  |
| Name and mailing address of the ISA/US<br>Mail Stop PCT, Attn: ISA/US<br>Commissioner for Patents<br>P.O. Box 1450<br>Alexandria, Virginia 22313-1450<br>Facsimile No. (703)305-3230   |   | Authorized officer <i>Khair Tran</i><br>Khair Tran<br>Telephone No. (703)305-1876 |  |

## フロントページの続き

(81) 指定国 AP(GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), EP(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW

(72) 発明者 アイカット ブルタン

アメリカ合衆国 1 1 3 6 0 ニューヨーク州 ベイサイド ベル プールバード 1 6 - 7 0  
アパートメント 5 1 5

(72) 発明者 ドナルド エム . グリエコ

アメリカ合衆国 1 1 0 3 0 ニューヨーク州 マンハセット ショア ロード 1 8

Fターム(参考) 5K022 EE02 EE14 EE36

5K047 AA01 BB01 DD01 DD02 GG13 MM11 MM33 MM36 MM63

5K059 CC07 EE02