

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4143128号
(P4143128)

(45) 発行日 平成20年9月3日 (2008.9.3)

(24) 登録日 平成20年6月20日 (2008.6.20)

(51) Int. Cl. F I
H O 4 Q 7/34 (2006.01) H O 4 Q 7/00 2 4 4
H O 4 Q 7/38 (2006.01) H O 4 Q 7/00 3 2 4

請求項の数 13 (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願平10-524613	(73) 特許権者	テレフオンアクチーボラゲット エル エム エリクソン (パブル)
(86) (22) 出願日	平成9年11月27日 (1997.11.27)		スウェーデン国 ストックホルム エスー 1 6 4 8 3
(65) 公表番号	特表2001-504670 (P2001-504670A)	(74) 代理人	弁理士 亀谷 美明
(43) 公表日	平成13年4月3日 (2001.4.3)	(74) 代理人	弁理士 金本 哲男
(86) 国際出願番号	PCT/SE1997/001993	(74) 代理人	弁理士 萩原 康司
(87) 国際公開番号	W01998/024251	(74) 代理人	弁理士 浅村 皓
(87) 国際公開日	平成10年6月4日 (1998.6.4)	(74) 代理人	弁理士 浅村 肇
審査請求日	平成16年11月11日 (2004.11.11)		
(31) 優先権主張番号	08/757, 517		
(32) 優先日	平成8年11月27日 (1996.11.27)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 セルラー通信システムにおける移動局の速度推定方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

移動無線電話機の速度推定方法であって、情報の複数の受信ブロックについて、位相修正角度を発生するステップと、情報の複数の受信ブロックについて、位相修正角度から周波数オフセットを算出するステップと、情報の前記複数の受信ブロックに対する品質レベルを所定の品質しきい値と比較するステップと、前記所定の品質しきい値に達するかそれを越える品質レベルを有する情報の前記複数の受信ブロックに関連する前記各周波数オフセットに対する絶対周波数オフセットを算出するステップと、複数の前記絶対周波数オフセットから総平均周波数オフセットを算出するステップと、前記総平均周波数オフセットを移動局の速度に変換するステップと、を含む方法。

【請求項 2】

請求項 1 記載の方法であって、情報の前記複数の受信ブロックの各々がバーストを含む方法。

【請求項 3】

請求項 1 記載の方法であって、前記位相修正角度は受信機等化器ユニット内で発生される方法。

【請求項 4】

請求項 1 記載の方法であって、前記位相修正角度は位相誤差に関連する方法。

【請求項 5】

請求項 1 記載の方法であって、前記位相修正角度は受信機自動周波数制御ユニット内で発

生される方法。

【請求項 6】

請求項 1 記載の方法であって、前記所定の品質しきい値に達するかそれを越える前記品質レベルを有する情報の前記複数の受信ブロックに関連する前記各周波数オフセットに対する絶対周波数オフセットを算出する前記ステップは、さらに、前記所定の品質しきい値を越える前記品質レベルを有する情報の前記複数の受信ブロックに関連する前記各周波数オフセットに対する絶対周波数オフセットを算出するステップを含む方法。

【請求項 7】

セルラー通信システムにおいて移動局の速度を推定するのに使用する装置であって、情報の複数の受信ブロックに対して位相修正信号を発生する手段と、情報の前記複数の受信ブロックに対する品質レベルを所定の品質しきい値と比較する手段と、前記所定の品質しきい値に達するかそれを越える品質レベルを有する情報の前記複数の受信ブロックに関連する前記各位相修正信号に対する前記位相修正信号に関連する周波数オフセットを算出する手段と、前記オフセット値の少なくとも 1 つに基づいて平均値を算出する手段と、前記平均値を前記移動局に対する速度値へ変換する手段と、を含む装置。

10

【請求項 8】

請求項 7 記載の装置であって、位相修正信号を発生する前記手段は自動周波数制御装置を含む装置。

【請求項 9】

請求項 7 記載の装置であって、情報の前記複数の受信ブロックの各々がバーストを含む装置。

20

【請求項 10】

請求項 7 記載の装置であって、前記セルラー通信システムは T D M A システムを含む装置。

【請求項 11】

請求項 7 記載の装置であって、オフセット値および平均値を算出する前記手段は前記移動局に関連するデジタルプロセッサを含む装置。

【請求項 12】

請求項 7 記載の装置であって、オフセット値および平均値を算出する前記手段は基地局に関連するデジタルプロセッサを含む装置。

30

【請求項 13】

請求項 7 記載の装置であって、前記所定の品質しきい値に達するかそれを越える前記品質レベルを有する情報の前記複数の受信ブロックに関連する前記各位相修正信号に対する前記位相修正信号に関連するオフセットを算出する前記手段は、前記所定の品質しきい値を越える前記品質レベルを有する情報の前記複数の受信ブロックに関連する前記各位相修正信号に対する前記位相修正信号に関連するオフセットを算出する手段を含む装置。

【発明の詳細な説明】

発明の背景

発明の技術分野

本発明は一般的に移動無線通信分野に関し、特に、セルラー通信システムにおける移動局の速度推定方法に関する。

40

関連技術の説明

セルラー通信システムの容量を増大するために、“マイクロセル”と呼ばれる比較的小さいセルが使用されている。遥かに高いトラフィック要求を処理するために、これらのセルのサイズは著しく減少されてきている。残念ながら、セルサイズが減少すると、これらのシステム内で作動する移動局はセル境界をより頻繁に交差するため、セル間のハンドオーバー数が増加することになる。このハンドオーバー問題はより高速で移動する移動局では一層酷くなり、セルサイズが非常に小さくなるにつれてハンドオーバー数は非常に増加することになる。

このハンドオーバー問題を解決する方法は、より小さいセルをより大きいセルで階層的に覆

50

うことである。その結果、より高速で移動する移動局はより大きいセルを有するレイヤへ割り当てることができ、より低速で移動する移動局はより小さいセルレイヤへ割り当てることができる。

この点について、移動局の速度を正確に推定できれば、より高速およびより低速で移動する移動局を容易に区別して適切なセルレイヤ内に配置することができる。注目すべきは、このような階層セル構造によりハンドオーバーを適切なレベルに維持しながら全体システム容量を著しく増大できることである。

しかしながら、このような階層セル方法を既存のデジタルセルラーシステムに使用する際の問題点は、移動局の速度を正確に推定する方法がないことである。例えば、GSM (European Global System for Mobile Communication) は時分割多元接続 (TDMA) を使用してキャリア信号をタイムスロットへ分割するデジタルセルラー通信システムである。これらのタイムスロット中に送受信される情報は“バースト”として生じる。付加ダイバシチおよび安全な通信のために、GSM キャリヤバーストは周波数ホップされる。その結果、GSM システムでは連続信号を受信することができない。したがって、定キャリアエンベロープを利用して移動局の速度を推定する従来の方法 (例えば、“レベル交差レート”法) は GSM 等のシステムには使用できない。GSM その他多くのセルラーシステムが周波数ホッピングを組み合わせた TDMA を使用するため、このようなシステムにおける移動局の速度を推定するのに使用するいかなる技術も、正確な推定を行うためには、1 バースト中に受信される情報を利用できない。10

比較的高いシステム容量を必要とする典型的な都会環境 (例えば、都市) では、遥かに小さいセルが使用される。しかしながら、前記したように、このような小さいセルを使用するとハンドオーバが著しく増加する。したがって、小型セル/ハンドオーバ問題を緩和するために、GSM や類似タイプのセルラーシステムにおける移動局の速度を正確に推定する方法が必要とされている。20

発明の要約

セルラー通信システムにおける移動局の速度を正確に推定する方法を提供することが本発明の目的である。

セルラー通信システム内のより高速の移動局とより低速の移動局とを区別する方法を提供することも本発明の目的である。30

移動局の速度を正確に推定して階層、レイヤセル構造をセルラー通信システム内で有効に使用できるようにする方法を提供することが本発明のもう1つの目的である。

より小さいセルを効率的に使用することにより、セルラー通信システムの容量を増大することが本発明のさらにもう1つの目的である。

セルラー通信システムにおけるハンドオーバーを低減することが本発明のさらにもう1つの目的である。

本発明に従って、前記した目的およびその他の目的はセルラー通信システム内の移動局の速度を正確に推定する方法により達成される。受信バーストにおける情報のドップラー偏移を考慮して、各受信バーストに対する周波数オフセット値が計算される。各バーストについて、信号品質値が計算され所定の信号品質しきい値と比較される。信号品質値が所定の信号品質しきい値に適合するかそれを越える各周波数オフセット値の絶対値が得られる。信号品質値がしきい値に達しない周波数オフセット値は無視される。次に、全ての絶対周波数オフセット値の総平均が算出される。総平均値は移動局の速度を推定するのに使用される。したがって、より高速移動局とより低速移動局の速度を容易に区別することができ、階層セル構造を有効に使用して容量を増大しセルラー通信システムにおけるハンドオーバを低減することができる。40

【図面の簡単な説明】

添付図と共に以下の詳細説明を読めば、本発明の方法および装置をより完全に理解することができ、ここに、

図1は本発明の方法を実施するのに使用することができる典型的な等化器の略ブロック図 50

。

図 2 は図 1 の加算器からの位相誤差信号を示すグラフ。

図 3 は図 1 に示す A F C 更新ユニットの略ブロック図。

図 4 は図 3 に示す A F C 更新ユニットの略ブロック図。

図 5 は、本発明の好ましい実施例に従って、複数の周波数オフセット値から総平均周波数オフセットを算出するのに使用することができる方法を示す線図。

図 6 は、本発明の好ましい実施例に従って、平均オフセット値の標準偏差を算出する方法を示す線図。

図 7 は、本発明の好ましい実施例に従って、受信周波数オフセットと移動局の速度との間の関係を示すグラフ。

発明の詳細な説明

さまざまな図面の同様な対応する部分には同じ番号が使用されている図 1－図 7 を参照すれば本発明の好ましい実施例およびその利点を最も良く理解することができる。

本発明を一層よく理解するために、最初に関連する受信機プロセスについて説明する。デジタル移動無線通信システム（例えば、G S M 網）において移動局（M S）から基地局（B S）へ（もしくはその逆に）伝送される情報は通常歪んで受信される。一般的に、無線チャネルにおける伝送信号の時間分散により、受信機においてシンボル間干渉（I S I）が生じる。典型的に、このようなチャネル歪みを補償するために受信機内で等化器が使用される。ビタビアルゴリズムを使用して最尤シーケンス推定量を実現することができる。このような等化器の主要な目的は受信バーストを同期化させ、無線チャネルインパルス応答を推定し、その情報を使用して受信バーストを復調することである。

本質的に、等化器は無線伝送チャネル（例えば、エアインターフェイス）の数学モデルを生成して、尤も確からしい伝送データを算出する。確からしい伝送ビットシーケンスはチャネルモデルを通され、出力が受信ビットシーケンスと比較される。これら 2 つのバーストを比較した後で、等化器は“より確からしい”ビットパターンを選択し、次にそれはチャネルモデルへ通される。このプロセスは許容できるビットパターンが見つかって復調されるまで繰り返される。

図 1 は本発明の方法を実現するのに使用される典型的な等化器の略ブロック図である。図からお判りのように、等化器 10 はサンプルバッファ 12 を含んでいる。バーストは受信機（M S もしくは B S）に達すると、サンプルバッファ 12 内に格納される。次に、等化器は受信バーストと同期化され、受信データの振幅および位相がデータ変換器 14 により複素平面へ変換される。チャネル推定ユニット 18 により変換データに対して最小二乗推定が実施される。最小二乗推定により推定 N タップチャネルインパルス応答 $h(m)$ が作り出される。このチャネル推定応答を使用して複数の可能な受信値が算出される。この計算は、N ビットの可能な全てのシーケンスをチャネル推定値 $h(m)$ により畳み込んで 2^N のサンプル推定値、すなわち $est(i)$ 、を与える推定値計算ユニット 20 により実施される。これらの 2^N のサンプル推定値、 $est(i)$ 、は次式で表すことができる。

$$est(i) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m) * u(N-1-m) \quad (1)$$

等化器は復調器 22 においてバーストを復調する。バーストが復調されると、等化器は既知のビタビアルゴリズムを使用して（既知の最大尤度基準に基づいて）最低総メトリックを有するパスに対する“トレリス”を探索する。メトリック探索はメトリック計算器ユニット 24 により実施される。トレリス内の各状態において、最低メトリックを有するサンプル推定値が選択される。

注目すべきは、M S が移動するとチャネル内にドップラー偏移が生じて受信サンプルの位相がドリフト開始することである。この位相ドリフトを補償するために、自動周波数制御（A F C）ユニット 28 が位相修正角度を算出する。ビタビ解析器と共に使用されるこのような位相修正技術のより詳細な説明は、ポールダブリュー・デントの米国特許第 5, 136, 616 号に記載されている。

10

20

30

40

50

本質的に、サンプルバッファ 12 からの到来サンプルの位相は遅延ユニット 30 により所定量（例えば、3 サンプル）だけ遅延される。加算器 32 において、遅延位相は角度推定ユニット 26 からの推定角度に代数的に加えられる。角度推定値はポールダブリュー・デントの米国特許第 5, 136, 616 号に記載されているように算出される。

図 2 は図 1 の加算器 32 からの位相誤差信号を示すグラフである。図 2 において、ベクトル s_1 は最低メトリックを有する推定受信ベースバンド信号ベクトルを表す。ベクトル s_2 は 3 サンプル遅延された受信信号ベクトルを表す。角度 v_1 は最低メトリックを有するサンプル推定値に対応する角度推定値を表す。角度 v_2 はベクトル s_2 に対する位相角を表す。したがって、加算器 32 からの位相誤差信号は次式で表すことができる。

$$P_e(n) = v_2(n-3) - v_1(n) + C_0 \quad (2)$$

10

ここに、 P_e はサンプル番号 n に対する位相誤差を表し、 $v_1(n)$ はサンプル番号 n に対する角度推定値を表し、 $v_2(n-3)$ は受信サンプル番号 $n-3$ に対する角度を表し、 C_0 は定数である。前記した方程式 (2) は受信バースト内のトレーニングシーケンスを使用して初期化される。したがって、遅延サンプルに対する位相角は復調プロセスが開始する時に既に存在している。

図 3 は図 1 に示す A F C 更新ユニット 28 の略ブロック図である。加算器 28 からの位相誤差信号は非線形フィルタ 29 により濾波される。次に、濾波された位相誤差信号は A F C ユニット 31 に接続され、それは位相修正角度を算出する。次に、位相修正角度は到来バースト内のドップラー偏移を補償するためにデータ変換器ユニット 14 に接続される。位相修正角度は次式から誘導することができる。

20

$$F_e(n) = F_e(n-1) + C_1 P_e(n) \quad (3)$$

$$P_c(n) = P_c(n-1) + C_3 F_e(n) + C_2 P_e(n) \quad (4)$$

ここに、 $n = 1, \dots, N_b$ である。 $F_e(n)$ は周波数誤差を表し、 $P_c(n)$ は位相修正を表し、 $P_e(n)$ は位相誤差を表し、 N_b は位相修正を算出するのに使用されるビット数を表す。 $P_c(0)$ および $F_e(0)$ の値はバーストが復調される前にバースト内の既知のトレーニングシーケンスの助けを借りて算出される初期化値である。

30

図 4 は、式 3 および式 4 から誘導される周波数誤差および位相誤差間の関係を示す、図 3 の A F C ユニット 31 の略ブロック図である。図からお判りのように、式 3 および式 4 は略ブロック形式で実現することができる。図 4 において、位相修正角度は濾波位相誤差および係数 C_1 、 C_2 および C_3 から算出される。A F C ユニット 31 の出力におけるこの位相修正角度はサンプルバッファ 12（図 1）からの次のサンプルの位相を修正するのに使用される。このようにして、現在の位相修正角度が前の位相修正角度から算出され、サンプルバッファ 12 からの新しい各サンプルに対して更新される。受信バーストが復調された後で、総位相修正角度が得られる。したがって、各受信バーストについて 1 つの総位相修正角度が算出される。注目すべきは、各受信バーストについて 1 つの総位相修正角度が算出されるため、この総位相修正角度の値を使用してバーストに対する周波数オフセットを算出することができ、それは次式で表すことができる。

40

$$F_o = (P_c C_4) / C_5 \quad (5)$$

ここに、 F_o はバーストに対する周波数オフセットを表し、 P_c はバーストに対する総位相修正角度を表し、 C_4 および C_5 は定数である。ここでも、各受信バーストについて 1 つの周波数オフセット値が算出される。前記定数として使用できる典型的な値は、 $C_0 = 2\pi$ ； $C_1 = -2$ ； $C_2 = -4$ ； $C_3 = 1/8$ ； $C_4 = 270833.0$ ； $C_5 = 2\pi * 9472$ である。

本発明の好ましい実施例では、複数のバーストからの周波数オフセットを使用して平均値が算出される。次に、周波数オフセットのこの平均値を使用して B S に対する M S の速度が推定される。これらの計算は、例えば、M S 内のマイクロプロセッサ制御下で、あるい

50

はネットワーク側の受信機（例えば、BSのプロセッサ）において行うことができる。特に、B周波数オフセット値を使用して特定の移動機の色度を推定するものとする。本発明の好ましい実施例に従って、B周波数オフセットからの総平均値を算出するのに使用できる方法を図5に示す。

図5において、左から右へ移って、最左列は等化器（例えば、等化器10）において受信されるBバースト（1，．．．，B）から誘導される周波数オフセットを表す。図5で右へ移って、誘導される各Bバースト周波数オフセットについて、品質尺度（以後“信号品質”すなわちSQと呼ぶ）が誘導される。受信信号バーストに対するこのような品質尺度を形成する方法の詳細な説明が同一出願人によるリナス エル．エリクソン等の国際特許出願第PCT／SE93／00648号に記載されている。次に、各B周波数オフセットに対するSQが所定の信号品質しきい値と比較される。この実施例では、任意のB周波数オフセットに対するSQが所定のしきい値以上であれば、その周波数オフセット値は“良い”バーストに基づくものとして選択されさらに処理される。逆に、対応するSQ値が所定のSQしきい値よりも小さい任意の周波数オフセット値は“悪い”バーストに関連しているものと見なされ、さらに処理するために選択されることはない。一般的に、受信バーストに対するSQ値はフェージング、マルチパス伝搬、等による受信信号の強度変動に直接関連している。例えば、MSで受信されている信号がフェージング“ディップ（dip）”状態であれば、受信機から見たSQ値は比較的小さい。したがって、この実施例では、所定しきい値以上のSQ値を有する受信バーストから誘導される周波数オフセット値だけが総平均周波数オフセット値の算出に使用される。

周波数オフセット値は正もしくは負の値をとることができるため、本方法の次のステップにおいて各選択周波数オフセット値の絶対値が算出される。絶対値は既知の任意の方法で算出することができる。最終ステップは選択絶対周波数オフセット値の平均値を算出することである。 N_p （ $\leq B$ ）はSQ値が所定のSQしきい値以上である周波数オフセット値を表すものと仮定すると、選択周波数オフセット値の総平均は次式で表すことができる。

$$m_{tot} = (1/N_p) \sum_{n=1}^{N_p} |F_o(n)| \quad (6)$$

ここに、 N_p は選択周波数オフセット値数（例えば、SQ値が所定のSQしきい値以上であるバースト）を表し、 $F_o(n)$ は処理される選択周波数オフセット値を表す。次に、こうして得られる選択周波数オフセット値の総平均を使用して関連する移動局の色度を正確に推定することができる。

好ましい実施例では、選択周波数オフセット値の総平均が誘導されると、選択周波数オフセット値の平均値がどのように変動するかを確認するために、平均値 $m_1, m_2, \dots, m_M$ の標準偏差を算出することができる。図6は本発明の好ましい実施例に従って、平均オフセット値の標準偏差を算出する方法を示す線図である。図6で左から右へ移って、平均値 $m_1, m_2, \dots, m_M$ を算出するために、全ての到来周波数オフセット値をブロックへ分離することができる。好ましくは、本実施例では、このような各ブロックはKの周波数オフセット値を含んでいる。到来周波数オフセット値の総数をBで表すと、平均値数Mは次式で表すことができる。

$$B = K * M \quad (7)$$

ここに、KおよびMは整数である。Kの周波数オフセット値の各ブロックを使用して1つの平均値 m_i を算出することができ、それは次式で表すことができる。

$$m_i = (1/N_p) \sum_{n=1}^{N_p} |F_o(n)| \quad (8)$$

ここに、 $i = 1, \dots, M$ である。 N_p （ $\leq K$ ）はSQ値が所定のSQしきい値以上である選択周波数オフセット値数を表し、 $F_o(n)$ はこれらの選択周波数オフセット値を表す。注目すべきは、各平均値 m_i が周波数オフセット値のさまざまなブロックから誘導されることである。

したがって、平均値 $m_1, m_2, \dots, m_M$ の標準偏差は次式で表すことができる。

$$s^2 = 1/(M-1) \sum_{i=1}^M (m_i - m)^2 \quad (9)$$

ここに、

$$m = (1/M) \sum_{i=1}^M m_i \quad (10)$$

s は平均値の標準偏差を表し、 m_i は平均値 i (例えば、 $i = 1, 2, \dots, M$) を表し、 M は処理される平均値数を表す。 10

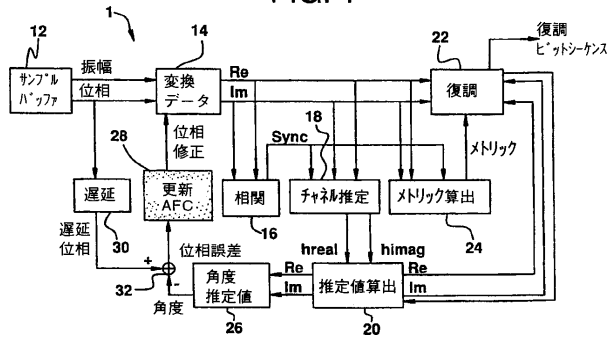
図 7 は、本発明の好ましい実施例に従って、受信周波数オフセットと移動局の速度との間の関係を示すグラフである。特に、図 7 はさまざまな移動局速度に対する受信周波数オフセットの総平均値 m_{tot} 間の対応を示し、本平均周波数オフセット計算方法を使用してどのように移動局の速度を正確に推定できるかも明示している。図 7 に示す値は通信容量要求が比較的高い典型的な都会環境に対して $Sy s S i m^\circ$ シミュレーションにより誘導されたものである。この実施例に対して選択された SQ しきい値は 6500 ($0 \leq SQ \leq 8191$) であった。“ SNR ” は受信信号対ノイズ比を表し、“ $CTOI$ ” はキャリア対干渉比を表す。また、本実施例について周波数ホッピングが使用された。(この実施例について) 式 7-10 で使用した定数は $B = 10400$, $K = 104$, および $M = B/K = 100$ であった。 20

図 7 に示すように、およそ 53 の平均周波数オフセットに関連する MS の推定速度は 10 km/h である。およそ 57.5 の平均周波数オフセットに対する推定 MS 速度は 50 km/h である。およそ 66 の平均周波数オフセットに対する推定 MS 速度は 100 km/h であり、およそ 79 の平均周波数オフセットに対して、 MS の推定速度は 150 km/h である。各周波数オフセット平均値に対して示された標準偏差は比較的小さく、関連する推定値の高い精度を立証している。

本発明の方法の好ましい実施例を添付図に示し詳細な説明において説明してきたが、本発明は開示した実施例に限定されるものではなく、請求の範囲に記載された発明の精神から逸脱することなくさまざまな再構成、修正および置換が可能である。 30

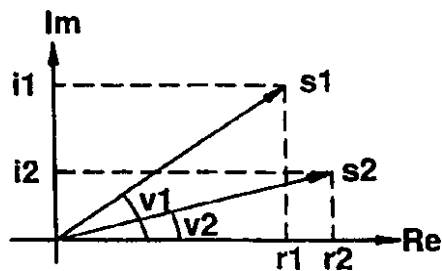
【図 1】

FIG. 1



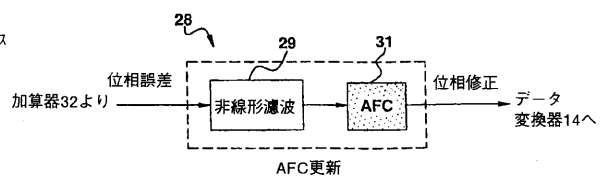
【図 2】

FIG. 2



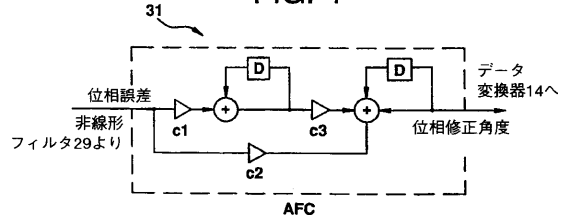
【図 3】

FIG. 3



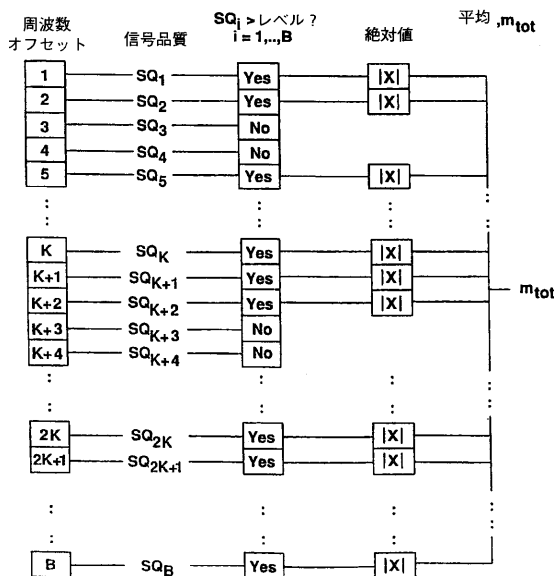
【図 4】

FIG. 4



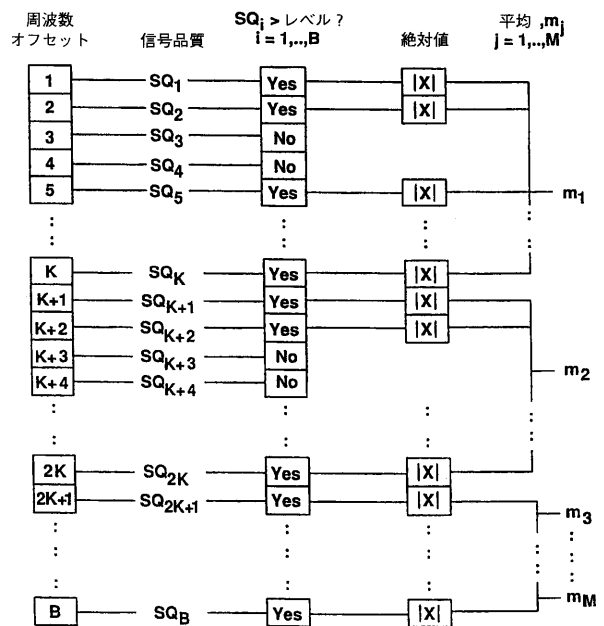
【図 5】

FIG. 5



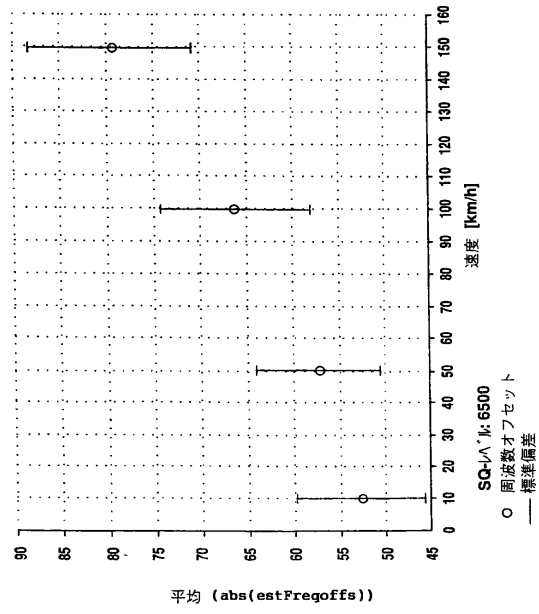
【図 6】

FIG. 6



【図 7】

FIG. 7
推定周波数オフセット (SNR = 25dB, CTOI = 7dB, FH)



フロントページの続き

(74)代理人

弁理士 清水 邦明

(74)代理人

弁理士 林 鉦三

(72)発明者 エリクソン, リヌス

スウェーデン国 タビイ, アリアンスベージェン 32

(72)発明者 ブヨルク, ペテル

スウェーデン国 ローゼルスベルク, ローゼルスベルクスベージェン 30

審査官 吉村 博之

(56)参考文献 米国特許第05432822 (US, A)

特開平04-016787 (JP, A)

特開平06-242225 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/24 - 7/26

H04Q 7/00 - 7/38