

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4405910号  
(P4405910)

(45) 発行日 平成22年1月27日(2010.1.27)

(24) 登録日 平成21年11月13日(2009.11.13)

(51) Int.Cl.

F 1

H04L 1/00 (2006.01)  
H04B 1/707 (2006.01)H04L 1/00  
H04J 13/00E  
D

請求項の数 5 (全 24 頁)

(21) 出願番号 特願2004-500444 (P2004-500444)  
 (86) (22) 出願日 平成15年4月15日 (2003.4.15)  
 (65) 公表番号 特表2006-508559 (P2006-508559A)  
 (43) 公表日 平成18年3月9日 (2006.3.9)  
 (86) 國際出願番号 PCT/US2003/011178  
 (87) 國際公開番号 WO2003/092211  
 (87) 國際公開日 平成15年11月6日 (2003.11.6)  
 審査請求日 平成18年4月7日 (2006.4.7)  
 (31) 優先権主張番号 10/131,662  
 (32) 優先日 平成14年4月24日 (2002.4.24)  
 (33) 優先権主張国 米国(US)

(73) 特許権者 504199127  
 フリースケール セミコンダクター イン  
 コーポレイテッド  
 アメリカ合衆国 78735 テキサス州  
 オースティン ウィリアム キャノン  
 ドライブ ウエスト 6501  
 (74) 代理人 100116322  
 弁理士 桑垣 衡  
 (72) 発明者 スローン、クリス  
 アメリカ合衆国 78726 テキサス州  
 オースティン クロスランド ドライブ  
 11101

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】可変データ・レート信号の上限データ・レートを判定する方法および装置

## (57) 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

可変データ・レート信号の上限データ・レートを判定する方法であって、  
 第1に、可変データ・レート信号から構築された、実際のデータ・レートが確定されて  
 いないシンボルである、第1のデータ・レートの第1の部分シンボルのうちの、フレーム  
 中のすべての第1の部分シンボルよりも少ない第1の数の信号の信頼度特性を、前記第1  
 の数に対応する第1のしきい値の信頼度と比較する工程と、

第1の比較結果、信号が第1のしきい値の信頼度を上回っている時は、第1のデータ・  
 レートで該可変データ・レート信号を処理する工程と、

第2に、前記第1の数の前記第1の部分シンボルの信頼度特性を、前記第1の数に対応  
 する第2のしきい値の信頼度と比較する工程と、 10

第2の比較結果、信号が所定の信頼度に達していない時、前記第1の部分シンボルを合  
 成して、前記第1のデータ・レートよりも小さい第2のデータ・レートにおける、実際の  
 データ・レートが確定されていないシンボルである第2の部分シンボルを提供する工程と  
 、

前記第1の比較結果と前記第2の比較結果とが共にしきい値の信頼度に達していない時  
 は、第1の部分シンボルの第1の数を第2の数に増やして、前記第1の比較、処理、第2  
 の比較、および合成の工程を反復する工程と、

を含む方法。

## 【請求項 2】

10

20

前記第2の比較結果、信号が第2のしきい値の信頼度を上回っている時、  
第1に、前記可変データ・レート信号から構築された第2の数の前記第2の部分シンボルの信号信頼性特性を、前記第2の数に対応する第3のしきい値の信頼度と比較して、第3の比較結果を提供し、

前記第3の比較結果、信号が第3のしきい値の信頼度を上回っている時、前記第2のデータ・レートで前記可変データ・レート信号を処理し、

第2に、前記第2の数の前記第2の部分シンボルの前記特性を、前記第2の数に対応する第4のしきい値と比較して第4の比較結果を提供し、

前記第4の比較結果、信号が第4のしきい値の信頼度に達していない時、前記第2の部分シンボルを合成して、前記第2のデータ・レートより小さい第3のデータ・レートにおける第3の部分シンボルを提供する

ように請求項1の工程をさらに反復する請求項1に記載の方法。

#### 【請求項3】

前記第1の特性を比較する第1の比較工程はさらに、前記第1の数の前記第1の部分シンボルのエネルギーに比例する特性を比較する工程を含む請求項1に記載の方法。

#### 【請求項4】

前記特性を前記第2のしきい値と比較する第2の比較工程は、前記可変データ・レート信号が、前記第1のデータ・レートを含まないことを所定の信頼度で確定するしきい値と前記特性を比較する工程をさらに含む請求項1に記載の方法。

#### 【請求項5】

可変データ・レート信号の上限データ・レートを判定するように配列および構築された集積回路であって、

該可変データ・レート信号から構築された、フレーム中のすべての第1の部分シンボルよりも少ない第1の数の実際のデータ・レートが確定されていないシンボルである、第1のデータ・レートの第1の部分シンボルを待ち行列に入れるバッファと、

前記第1の部分シンボルの前記第1の数の特性を、前記第1の数に対応する第1のしきい値と比較し、さらに、前記第1の部分シンボルの第1の数の信号信頼性特性を、前記第1の数に対応する第2のしきい値の信頼度と比較して、第2の比較結果を提供する比較器と、

前記バッファは、前記第1の比較結果、信号が第1のしきい値の信頼度を上回っている時、第1のデータ・レートで該可変データ・レート信号をさらに処理するためのシンボルとして該第1の部分シンボルを提供することと、

前記第2の比較結果、信号が第2のしきい値の信頼度に達していない時、前記第1の部分シンボルを合成して、前記第1のデータ・レートより小さい第2のデータ・レートにおける、実際のデータ・レートが確定されていないシンボルである第2の部分シンボルを提供するコンバイナと、

前記特性と前記第1のしきい値および前記第2のしきい値とを計算する、前記バッファおよび前記比較器に接続された計算器と、

前記集積回路が前記上限データ・レートを判定するように前記計算器、前記コンバイナ、前記バッファ、および逆拡散器を制御する、前記比較器に接続されたコントローラと、の組合せからなり、

前記逆拡散器および前記バッファは、前記第1の比較結果と前記第2の比較結果が共にしきい値の信頼度に達していない時、前記第1の部分シンボルの第1の数を第2の数に増やすように動作し、前記計算器、前記比較器、前記コンバイナは前記計算、第1の比較、第2の比較、前記合成の動作を反復する、集積回路。

#### 【発明の詳細な説明】

#### 【技術分野】

#### 【0001】

本発明は、一般には通信システムに関し、より詳細には、そのようなシステム内で可変データ・レート信号のデータ・レートを判定する方法および装置に関する。

10

20

30

40

50

**【背景技術】****【0002】**

通信システム、特に無線通信システムは比較的複雑になり、より高いシステム能力と高い動作周波数を有するようになっている。こうしたシステムの変種が増えており、様々なユーザ・グループにサービスを提供するためにそのようなシステムを適合することが増えている。現在、こうしたシステムの多くは、可変のデータ・レートを有する通信プロトコルを用いている。例えば、IS-95やCDMA2000などの符号分割多重接続(CDMA)システムでは、可変データ・レート信号を使用して、大半の人々は相手の話を聴いている時には話をしないなどの所見に対応している。したがって、ユーザが相手の話を聴いている時には送信データ・レートを下げ、それにより他のユーザに対する潜在的な干渉を低減し、システム能力を増すことが可能である。

10

**【0003】**

GPRS、2.5Gおよび3Gシステムなど現在ここで論じられ、配置されているシステムは、多くの場合回路交換ではなくパケット交換型であり、大半は、可変データ・レートの提供を含む。こうした可変のデータ・レートは、それが必要とされ、チャネル条件が許す場合には適度な時間で大きなデータを転送することを可能にする。通例、CDMAシステムでは、可変のデータ・レートは、異なる拡散率を用いることによって対処される。拡散率は、基本的に、所与の情報シンボルがいくつのチャネル・シンボルあるいはチップに拡散されるか、と捉えることが可能である。例えば、一般に広帯域CDMAあるいはWCDMAと称されるCDMAシステムの1つでは、チャネル・シンボルすなわちチップ・レートは3.84百万チップ/秒(Mops)であり、したがって、必要とされる帯域幅およびチャネル条件に応じて、4~256の拡散率を使用して、960キロシンボル/秒(Kbps)から下は15Kbpsまでデータ・レートあるいはデータ・シンボル・レートを可能にすることが可能である。

20

**【0004】**

しばしば、こうした可変データ・レート信号の受信装置は、使用されているデータ・レートまたは拡散率を知らず、そのため、信号が適切に復号されること等が可能になる前に無作為のレートの判定を行わなければならない。これは、提案されるあるWCDMAシステムのように、継続時間10ミリ秒あるいは38,400チップと定義されたすべてのデータ・フレームでこのデータ・レートを変更することが可能である場合にさらに複雑になる。また、こうしたシステムの多くは、より複雑なアンテナ構造を利用しておらず、そのため複数のバスを通じて信号を送信し、したがって受信することを利用している。これらすべての最終的な結果として、多量のデータを移動および処理しなければならず、これは、受信機が同時に数十人のユーザを受信する場合がある基地局受信機などのアップリンク受信機で悪化する。言うまでもなく、このデータの量とその結果生じる帯域幅の問題は、チップ・レートにおけるデータを情報シンボル・レートにおけるデータまで減らすことによって劇的に減らすことが可能である。

30

**【0005】**

この無作為のデータ・レートの判定には各種の技術が使用されている。ある技術は、基本的に、ある制御チャネルのすべてのシンボルについての電力をデータ・チャネルの電力と比較する。この技術は、単純であるが、信号が存在しないことを判定する場合以外は正確でない。別の手法は、CRC誤り検査符号を含むのに十分な大きさのデータ・ストリングを受信し、可能な各拡散率を考慮して正しいCRCを探すことを試みるものである。この手法は、適度に安定したチャネルを前提とすれば適度に良好に機能するが、大量のデータを緩衝しなければならず、また正しいCRCが見つかるまで複雑な計算を繰り返し行わなければならない。別の手法は、可能な拡散率ごとに可能な各シンボル・ストリームに自己相関を行い、最も高い拡散率でいくつかの数のシンボルにわたって自己相関が最も大きくなる拡散率を選択するものである。この手法は機能すると主張されるが、この手法も、可能な各拡散率に基づく信号の比較を行うことが可能になる前に、相当量のデータと多数の複雑な計算を必要とする。

40

50

## 【0006】

必要とされるのは、従来技術に見られる問題を招くことなく、可変データ・レート信号のデータ・レートを迅速な方式で効率的に判定することが可能な方法および装置である。

添付図面では、同様の参照符号は、異なる図を通じて同一または機能的に同様の要素を指す。添付図面は、以下の詳細な説明とともに本明細書に組み込まれ、本明細書の一部をなし、さらに各種実施形態を例証し、すべて本発明による各種の原理と利点を説明する役割を果たす。

## 【発明を実施するための最良の形態】

## 【0007】

概略的には、本開示は、受信機を利用して、通信装置、より具体的にはそのシステム内でその通信装置を操作するユーザにサービスを提供する通信システムに関する。より詳細には、可変データ・レート信号のデータ・レートを迅速かつ効率的に識別する、または無作為のデータ・レートの判定を行う方法および装置として具現される、本発明の各種概念および原理が論じられ、開示される。特に対象となる通信システムは、ユーザに高いデータ能力を提供するために可変データ・レート信号を使用している、あるいは今後使用するQPSK、DQPSK、OQPSK、BPSK、QAM、スペクトラム拡散あるいはその変種および発展形態などの変調方式を使用する、GSM、GPRS、EDGE、ETRA、iDEN、CDMA、W-CDMA、CDMA2000、QAM、2.5Gまたは3Gシステム等の現在展開され、開発されているシステムである。

10

## 【0008】

下記でさらに論じるように、各種の本発明の原理とその組合せが有利に用いられると、実際のデータ・レートが未知である可変データ・レート信号の上限データ・レートの判定が容易となる。この判定は、処理あるいはデータ・キューイングの設備に過度の負担をかけることなく、迅速、正確、かつ効率的に達成されて、既知のシステムおよび技術に伴う各種問題を緩和し、同時に、それらの原理、概念、あるいはそれらの均等物を利用すれば、費用対効果に優れた高いパフォーマンスのデータ・レート判定を助ける。

20

## 【0009】

本開示は、本発明による各種実施形態を作成し、使用する最良の形態を、実施可能な方式でさらに説明するために提供される。本開示はさらに、本発明をいかなる形でも制限するのではなく、本発明の原理とその利点についての理解と認識を高めるために提供される。本発明は、本願の係属中に行われる補正を含む特許請求の範囲と、発行された請求項のすべての均等物とによってのみ定義される。

30

## 【0010】

第1と第2、上部と下部等の、相互に関連する用語の使用は、そのようなエンティティまたは動作間の実際の関係や順序を必ずしも必要としたり、あるいは暗示したりすることなく、あるエンティティまたは動作を別のエンティティまたは動作と区別するためにのみ使用されるものとする。本発明の機能および本発明の原理の多くは、ソフトウェア・プログラムまたは命令、および特定用途向けICなどの集積回路(IC)とともに、あるいはそれらの中に実施されると最もよい。当業者は、ここに開示される概念と原理に導かれれば、恐らくは多大な労力と、例えば利用可能な時間、現在の技術、経済的な考慮事項などを要因とする多くの設計上の選択事項にもかかわらず、そのようなソフトウェア命令とプログラムおよびICを最小限の実験で容易に生成することができる予想される。したがって、説明を簡潔にするためと、本発明による原理および概念を不明瞭にすることの危険性を可能な限り抑えるために、そのようなソフトウェアおよびICについての以降の説明は、好ましい実施形態の原理および概念に関する基本事項に限る。

40

## 【0011】

図1を参照すると、本発明の原理および概念によって変更を加えた受信機の簡略機能ブロック図が示され、以下この図を説明する。図1は、さらに下記で述べるように本発明の原理および概念に従って変更された公知のCDMA受信機の機能ブロック図を示す。処理すべき多大なデータ量と、正しいデータ・レートが一旦判定されると可能になるその多大

50

なデータ量の大幅な低減を考えると、CDMA、特にWCDMAやUMTSの受信機にとって、本発明の原理および概念は特に有利である可能性があるが、これらの原理は、無作為のデータ・レート判定を行わなければならない他の受信機にも有用である。以下の説明は、受信機の好ましいCDMA実施形態に限定する。

【0012】

図1の受信機100は、可変のデータ・レート信号の上限データ・レートを判定するように配列および構築されている。概略的に述べると、受信機は、基本的に公知であり、図のように接続されたフロント・エンド103を含む。フロント・エンド103は、無線周波信号を吸収する1つまたは複数の要素を有するアンテナ・システム、無線周波信号を混合あるいは変換してベース・バンド信号とするダウン・コンバータ、その信号をデジタル信号に変換するA/D変換器、デジタル信号をフィルタリングして、チャネルで誘発された雑音を可能な限り多く拒絶し、ベース・バンド信号に適正な電力スペクトル密度を提供するベース・バンド・フィルタ、A/D変換器からのサンプリング・レートを下げ、受信機制御部105からのフィードバック信号に従ってサンプルを時間的に整合または補間して、未知のデータ・レートのベース・バンド信号を提供するダウンサンプラーおよび補間器を含む。受信機制御部105は、公知であり、ベース・バンド信号を、所定のCDMA制御チャネルに対応し、スクランブル・コード生成器107によって提供されるPNシーケンスと相關付けて、上記のフィードバック信号を提供する制御チャネルシンボル・プロセッサに制御チャネル・シンボルを提供する、図のように相互に接続された制御チャネル逆拡散器、を含む。

10

20

【0013】

ベース・バンド信号は、入力111でデータ・レート・プロセッサ109にも印加される。要約すると、このプロセッサは、最も高いデータ・レートにおける少数の部分シンボルを構築し、その少数から特性と各種の閾値を計算し、その特性と閾値の比較に基づいて最も高いレートレートを確認または排除し、後者の場合は、部分シンボルを次に長いシンボルと合成し、あるデータ・レートが確認されるまで順に小さくなっていくデータ・レートについてこの方法を繰り返す。これらの説明の以下の部分は、詳細事項と、その基礎となる本発明の原理および概念を扱う。入力111のベース・バンド信号は、データ・チャネル逆拡散器115で逆拡散されるか、または入力113でスクランブリング・コード生成器107から提供されるPNシーケンスと相關付けられる。入力113のこのPNシーケンスは、既知のユーザからの信号に対応し、結果は、そのチップ・レートにおける逆拡散または関係付けられたシンボル・シーケンスである。

30

【0014】

次いで図2を参照して、以降の本発明の説明で一般的な用語を利用できることを保証するために、このチップ・レート信号の説明を提供する。WCDMAベース・バンド信号は、符号201で示された、長さが各10ミリ秒の38,400チップを含む、慣例的に100フレーム/秒に編成された3.84百万チップ/秒(Mcps)の信号である。上記で指摘したように、これが可変データ・レート信号である場合、データ・シンボル・レートは、拡散率、すなわち所与のデータ・シンボルがいくつのチップに拡散されるかに応じて、960キロシンボル/秒(Kps)~15Kpsまで異なることが可能である。符号203に示すように、各フレームはさらに15のスロットあるいは電力制御グループ(PCG)に分割され、各スロットは2560チップを含む。ここでの目的のために、これらのスロットはさらに10ブロックに分解され、符号205に示すように、各ブロックは256チップを含む。拡散率4の場合、各ブロックは、符号207に示すように960Kpsのデータ・レートに対応する64個のデータ・シンボルに相当する。符号209で、拡散率が8の場合、480Kpsのデータ・レートに対応する32個のデータ・シンボルが各ブロックにあることを意味し、最高で、符号211に示すように、拡散率256の場合、15Kpsのデータ・レートに対応する1つのデータ・シンボルがある。

40

【0015】

図1に戻り、データ・チャネル逆拡散器115は、実際には、通例、可能な最低または

50

最小の拡散率 (W C D M A では 4) に従って、またはフィードバック信号に指示されるように、逆拡散されたシンボルを合成するシンボル・コンバイナを含む。簡潔な概要として、相関器の出力は、そのチップ・レート (W C D M A では 3.84 M c p s) における I および Q 成分を含むシンボルであり、それらのシンボルが合成されるか、またはシンボル・コンバイナによって合成された 4 つの隣接するシンボルとともに代数的に加算され、拡散率 4 で逆拡散され、合成されたそれらの部分シンボルが部分シンボル・バッファ 117 に結合される。可変データ・レート信号に関連付けられた実際のデータ・レートと拡散率がまだ判定されていないため、これらのシンボルを部分シンボルと呼ぶ。いずれの場合も、バッファは、可変データ・レート信号から構築された第 1 の数の第 1 の部分シンボルを待ち行列に入れるか、または格納する。データ・レート・プロセッサ 109 の出力 119 は、データ・チャネル・シンボル・プロセッサ 131 に送られることに留意されたい。通常、このシンボル・プロセッサ 131 は、D S P として実施され、可能な最大のデータ・レートで各ベース・バンド信号を処理する。多数のユーザが存在する可能性がある場合に受信機がアップリンク信号を受信する時、D S P への入力データ・レートは処理が追いつかないほど高くなりうる。したがって、データ・レート・プロセッサとその方法のタスクまたは求められる結果の 1 つは、データ・レートを大幅に下げる事である。あるユーザに予想されるデータ・レートは最も高いデータ・レートに比べてはるかに低いという事実に鑑みると、このデータ・レートの低減は、ここに論じられ、開示される本発明の原理および概念に基づき可能になる。

## 【0016】

10

バッファの出力は、入力 122 の制御チャネル・シンボル・レート・プロセッサからの雑音およびシンボル電力の情報とともに、計算器 121 にも結合され、図 2 の 1 ブロックのシンボル数など、第 1 の数の第 1 の部分シンボルにそれが対応するシンボルの特性と第 1 および第 2 の閾値が計算され、それらが比較器 123 に結合される。比較器は、まず第 1 の数の第 1 の部分シンボルの特性を第 1 の閾値と比較して第 1 の比較結果を提供するものであり、比較器はさらに、第 1 の数の第 1 の部分シンボルの特性と第 2 の閾値との第 2 の比較を行って第 2 の比較結果を提供する。第 1 の比較結果が好適であり、好ましくは第 1 のデータ・レートが存在することを示すと、バッファは、第 1 のデータ・レートで可変のデータ・レート信号をさらに処理するためのシンボルとして第 1 の部分シンボルをプロセッサ 131 に提供し、第 2 の比較結果が好適であり、すなわち第 1 のデータ・レートを候補として排除する場合、コンバイナあるいは部分シンボル・コンバイナ 129 は、第 1 の部分シンボルを合成して、第 1 のデータ・レートより低い第 2 のデータ・レートにおける第 2 の部分シンボルを提供する。図 2 に示すような C D M A 信号には常に当てはまるとは限らないが、拡散率 4 から得られる I および Q 成分を含む隣接シンボルが代数的に合成されるか、加算されて、拡散率 8、およびさらなる合成工程についてのそれ以降の拡散率によるシンボルの I および Q 成分を提供するので、この合成の工程はかなり単純である。比較器 121 は、受信機が上限データ・レートを判定するように計算器と、コンバイナと、バッファと、逆拡散器とを制御するコントローラ 125 に結合されることに留意されたい。また、第 1 および第 2 の比較は確定的でない、すなわちどちらも好適な結果でない場合があることに留意されたく、その場合は、逆拡散器およびバッファが、別の部分シンボルのブロックを含めるなどにより第 1 の数を第 2 の数の第 1 の部分シンボルに増加させるように動作し、計算器、比較器、およびコンバイナは、計算、第 1 の比較、第 2 の比較、提供、および合成の動作を、好ましくはコントローラ 125 の制御下で反復する。さらに、出力 119 がバッファ 117 から来る図の工程あるいはフローにかかわらず、データ・レートが判定されると、逆拡散器 115 の出力を直接データ・シンボル・レート・プロセッサ 131 に結合することがより適当である場合がある。コントローラ 125 は、制御信号 127 を介してこの手順を制御する。また、データ・レートは、W C D M A 信号のフレームごと、すなわち 10 ミリ秒に 1 回判定する必要があることも思い出されたい。

## 【0017】

30

本発明による 1 つの態様または実施形態は、インストールされ、プログラム可能な集積

40

50

回路上で動作するか、あるいは集積回路によって実行されると、集積回路に、可変データ・レート信号の上限データ・レートの判定を容易にさせるソフトウェア・プログラムである。要約すると、上記の機能と下記で述べるより詳細な機能の多くあるいはすべては、ソフトウェア・プログラムを実行するターゲット・マシンに従って設計され、書かれたソフトウェア命令を実行するターゲット・マシンまたはプロセッサによって有利に行なうことが可能である。このソフトウェア・プログラムの設計と草案の詳細は、本明細書の説明および開示を考慮すると十分に当業者の能力内にあろう。例えば、このソフトウェア・プログラムは、実行されると、初めに、可変のデータ・レート信号から構築された第1の数の第1の部分シンボルの特性を第1の閾値と比較して第1の比較結果を提供することを含む方法を行うか、またはターゲット・マシンまたはプロセッサに行なわせる命令を含み、ここで第1の閾値は第1の数に対応する。次いで、第1の比較結果が好適であり、それにより第1の部分シンボルに対応するデータ・レートおよびシンボルを有する信号の存在が確定されると、第1のデータ・レートにおける可変データ・レート信号の処理が開始あるいは実行される。

#### 【0018】

第1の比較結果が好適でない場合は、第2に、第1の数の第1の部分シンボルの特性を第2の閾値と比較して第2の比較結果を提供する工程が行われ、ここで第2の閾値も第1の数に対応する。第2の比較結果が好適であり、それにより第1のデータ・レートの存在が排除される場合、この工程は、第1の部分シンボルを合成して、第1のデータ・レートより低い第2のデータ・レートにおける第2の部分シンボルを提供する。どちらの比較結果も好適でない場合、プログラムは、特性および閾値を計算するために使用される部分シンボルの数を第2の数の部分シンボルに増す命令を含み、可変データ・レート信号のデータ・レートが判定されるまで、第1の比較、処理、第2の比較、および合成の工程が繰り返される。

#### 【0019】

データ・レート・プロセッサは、集積回路の形態に有利に実施することが可能である。これは、1つまたは複数の集積回路とすることが可能であり、当業者は、ここに開示される原理および概念から、多くの設計上の選択を行うことができる。好ましい1つの形態は、特定用途向け集積回路またはフィールド・プログラマブル・ロジック・アレイなどのカスタムまたは半カスタムの集積回路として実施された、逆拡散器115とそれに含まれるシンボル・コンバイナを、部分シンボル・バッファ117とともに有し、データ・レート・プロセッサ109機能の残りは、DSPや他の小型プロセッサなどのプログラム可能な集積回路に実施される。1つの形態では、これらの機能は、データ・チャネル・シンボル・レート・プロセッサ131の作業も処理するDSPによって実施される。

#### 【0020】

次いで、データ・レート・プロセッサの集積回路態様を検討する。この説明の一部は、多少上記の説明の繰り返しになる。集積回路は、WCDMAやUMTSなどのCDMA信号に見られる可能性のある可変データ・レート信号の上限データ・レートを判定するように配列および構築される。集積回路は、可変データ・レート信号から構築された、可変データ・レート信号の可能な最も高いデータ・レートであることが好ましい第1のデータ・レートに対応する第1の数の第1の部分シンボルを待ち行列に入れるバッファ117と、初めに第1の数の第1の部分シンボルの特性を第1の閾値と比較して第1の比較結果を提供する比較器123であって、第1の閾値は第1の数に対応し、さらに第1の数の第1の部分シンボルの特性と第2の閾値と第の比較をして第2の比較結果を提供し、第2の閾値は第1の数に対応する比較器と、第1の比較結果が好適である時、バッファは、第1のデータ・レートで可変データ・レート信号をさらに処理するためのシンボルとして第1の部分シンボルを提供することと、第2の比較結果が好適である時には、第1の部分シンボルを合成して、第1のデータ・レートより低い、好ましくは第1のデータ・レート半分の第2のデータ・レートにおける第2の部分シンボルを提供するように適合されたコンバイナ129とを備えている。

10

20

30

40

50

## 【0021】

好ましくは、集積回路はさらに、特性と第1の閾値および第2の閾値を計算する、バッファおよび比較器に結合された計算器121あるいはプロセッサと、計算器、コンバイナ、バッファ、および上限データ・レートを判定するように集積回路とともに含まれることが好ましい逆拡散器を制御するために、比較器に結合されたコントローラ125とを含む。好ましくは、第1の比較および第2の比較結果が好適でないときに、逆拡散器115およびバッファ117は、符号127のフィードバック信号を介したコントローラ125の制御に従って、第1の数を第2の数の第1の部分シンボルに増加させるように動作し、計算器、比較器、コンバイナは、可変データ・レート信号のデータ・レートが判定されるまで、第1の比較および第2の比較、提供、および合成の動作を1回または複数回反復する。第2の比較結果が好適である場合、集積回路は、コントローラの制御下でこれらの動作を繰り返す。10

## 【0022】

詳細には、計算器は、可変データ・レート信号から構築された第2の数の第2の部分シンボルの特性と、それぞれが第2の数に対応する第3および第4の閾値とを計算し、比較器は、その特性を第3の閾値と比較して第3の比較結果を提供し、さらに第2の数の第2の部分シンボルの特性を第4の閾値と比較して第4の比較結果を提供し、バッファまたは逆拡散器は、第3の比較結果が好適であると、第2のデータ・レートで可変データ・レート信号をさらに処理するためのシンボルとして第2の部分シンボルを直接提供し、コンバイナは、第4の比較結果が好適であると、第2の部分シンボルを合成して、第2のデータ・レートより低い第3のデータ・レートにおける第3の部分シンボルを提供する。20

## 【0023】

集積回路、具体的には比較器は、隣接する対の間の差などの二乗線形合成のエネルギーまたはその合計に比例する特性または統計量、第1の数の第1の部分シンボル、またはチャネル条件の推定値に対応する特性または統計量を、個々の第1および第2の閾値と比較することが好ましい。これら3つの代替の特性または統計量とそれに対応する閾値それぞれについては、下記でさらに述べ、詳しく説明する。集積回路、具体的には比較器は、特性を第1の閾値と比較し、この閾値は、その比較結果が好適であるときには可変データ・レート信号が第1のデータ・レートを含むことを所定の信頼度まで確証する。この第1の閾値は、可変データ・レート信号が第1のデータ・レートを含まないときの第1の部分シンボルの第1の数の予想平均値と所定数の標準偏差との合計に対応することが好ましく、したがって、特性がこの閾値を超えるとき、第1の比較結果は好適であり、ガウス分布を前提として99.99%の信頼度で3.7の標準偏差など、所定数の分散に対応する信頼度で、第1のデータ・レートが存在することを示唆する。30

## 【0024】

集積回路あるいは比較器は、可変データ・レート信号が第1のデータ・レートを含まないことを所定の信頼度まで確証するか、または第1のデータ・レートをその信頼度まで排除する第2の閾値と、特性または統計量を比較する。第2の閾値は、可変データ・レート信号が第1のデータ・レートを含む時の第1の部分シンボルの第1の数の予想平均値から所定数の標準偏差を引いた数に対応することが好ましく、特性がこの閾値より小さい時、第2の比較結果は好適となり、ガウス分布を前提として99.99%の信頼度で3.7の標準偏差など所定数の分散に対応する信頼度で、第1のデータ・レートが存在しないことを示唆する。40

## 【0025】

次いで、1つまたは複数の特性または統計量と個々の閾値を決定するための基礎となる概念についていくらか説明する。この説明の大半ではCDMA信号を検討するが、この基礎となる概念は他の形態の信号にも同様である。信号、具体的には例えば基地局あるいは加入者装置内の受信機で受信される、各ユーザのマルチパスを伴うWCDMA信号は、複素数の「チップ」 $C_1, C_2, \dots$ の連続と表すことが可能であり、各 $C_n$ は、実数部と虚数部を含む複素数である。個々のユーザの各マルチパスについてこれらのチップを復調50

するには、まず、チップを「逆拡散」してシンボルにする必要となり（これが逆拡散器 115 の出力の表現である）、

【0026】

【数1】

$$Z_1 \equiv C_1 \cdot L_1 + \dots + C_{SF} \cdot L_{SF};$$

$$Z_2 \equiv C_{SF+1} \cdot L_{SF+1} + \dots + C_{2 \cdot SF} \cdot L_{2 \cdot SF};$$

10

...

$$Z_K \equiv C_{(K-1)SF+1} \cdot L_{(K-1)SF+1} + \dots + C_{K \cdot SF} \cdot L_{K \cdot SF};$$

$L_k$  は、生成器 107 から提供される「スクランブル・コード」のチップを表す。知られているように、CDMA システムの各ユーザの各マルチパスは、関連付けられた独自のスクランブル・コードを有し、したがって各マルチパスはそれ自体の関連付けられたシンボル・ストリームを有する。数 SF は「拡散率」（spreading factor）として知られ、現在提案されるように 2 の累乗であり、すなわち SF =  $2^s$ 、 $s = 2, 3, \dots, 8$  である。

20

【0027】

ここでこれらのシンボル・ストリームの 1 つに着目したい。受信され、合成された、 $2^s$  チップまで逆拡散されたシンボルは、

【0028】

【数2】

$$Z_k \equiv \zeta_k \cdot S_k + n_k, k=1 \dots K,$$

30

となり、 $\zeta_k$  は、チップ

【0029】

【数3】

$$\{ C_{(K-1)SF+1} \dots C_{K \cdot SF} \};$$

に対応する、送信されたソース・ビット (+1 または -1) であり、

$S_k$  は、複素数のチャネル（伝播条件から判断される）であり、

40

$n_k$  は、複素数の雑音（他のユーザからの干渉を含む）である。

【0030】

雑音  $n_k$  が、合計の分散が  $\sigma^2$  である、独立した複素数のガウス分布変数である（実数部と虚数部がともに  $\sigma^2/2$  の分散を有する）と仮定する。さらに、適正なリンクの余裕を維持することに基づき、そのユーザの目標信号対雑音比（SNR）が、 $P = 10^{0.1^D}$  である公称シンボル電力 P に対応する  $D = d$  dB であると仮定する。以下では、信号が SF ではなく SF/2 に逆拡散される場合は、公称電力が P/2 になるという事実を用いる。

【0031】

以下で、ここでエネルギー検出（ED）特性または統計量と称する、エネルギーに基づ

50

く特性についての統計量と閾値の使用と開発を検討する。初めに、エネルギー検出統計量の使用について検討する。

【0032】

【数4】

$$X \equiv \sum_{k=1, \dots, K} |Z_k|^2$$

統計量  $X$  は、  $K$  個の個別の独立分布したランダム変数 ( i i r r . v . ' s ) の和であるため、ガウスとして近似することが可能であり、  $K$  は、上記の部分シンボルの数であり、大数である。  $X$  の平均値と分散は、次のように計算することが可能である。受信シンボル  $Z$  について ( 下付き文字  $k$  は省略する ) 、

【0033】

【数5】

$$|Z|^2 = |\zeta \cdot S + n|^2 = |S|^2 + 2 \cdot \operatorname{Re}\{\zeta \cdot S^* n\} + |n|^2$$

となる。

この結果、  $|Z|^2$  の予想値は、  $E[|Z|^2] = |S|^2 + |n|^2$  により得られることになる。次いで、複素数のガウス確率変数  $n$  の特性から次を計算することが可能である。

【0034】

【数6】

$$\operatorname{Var}[|n|^2] = \sigma^4 \text{ and } \operatorname{Var}[2 \cdot \operatorname{Re}\{\zeta \cdot S^* n\}] = 4 \cdot |S|^2 \cdot \sigma^2 / 2 = 2 \cdot |S|^2 \cdot \sigma^2$$

したがって、

【0035】

【数7】

$$\operatorname{Var}[|Z|^2] = \sigma^2 \cdot (\sigma^2 + 2|S|^2)$$

となる。したがって、 S N R が  $D$  dB に等しい信号が存在する場合、  $X$  は、平均値が  $K \cdot |S|^2 + (P + 1)$  に等しく、分散が  $K \cdot 2 \sigma^4 + (2P + 1)$  に等しい、ガウス ( i i d . r . v . ' s の和 ) になり、  $P = 10^0 \dots 1^D$  である。

【0036】

信頼度  $1 - \alpha$  (  $\alpha$  は例えば  $10^{-4}$  などの小さい数 ) で信号が存在する可能性を除外したい場合は、その信号が存在する場合の予想平均値から、その信号が存在する場合の標準偏差の数を引いた値に等しい閾値を設定し、この数は、要求される信頼度に対応する。

【0037】

【数8】

$$K \cdot \sigma^2 \cdot (P + 1) - N_\alpha \cdot \sqrt{K \cdot \sigma^4 \cdot (2P + 1)}$$

$N_\alpha$  は、(片側の)  $1 - \alpha$  の信頼度に関連付けられた標準偏差の数である。統計量がこの閾値未満になる場合は、信頼度  $1 - \alpha$  で信号が存在する可能性を却下する。

【0038】

10

20

30

40

50

ここまで、信号の存在を除外することについて述べた。代わりに、拡散率  $2^S$  で信号が存在することを確認したいとする。これは、選択肢を除外することと等しい。この場合、最悪の選択肢は、次に大きい拡散率 ( $2^{S+1}$ ) における信号の存在である。次に大きい拡散率における最悪の（可能な最大の）S N R を  $D' dB$  と仮定し、これは、 $P' = 10^{0.1 D'}$  である  $P' \cdot 2^2$  の公称電力に対応する。（拡散率が  $2^S = 256$  の場合は  $P' = 0$  になることに留意されたい。）拡散率  $2^S$  における対応電力は、 $P' \cdot 2^2 / 2$  になる。 $S F = 2^S$  で信号が存在しない可能性を信頼度  $1 - \alpha$ （ $\alpha$  は例えば  $10^{-4}$  などの小さい数）で除外したい場合は、次の閾値を設定し

【0039】

【数9】

10

$$K \cdot \sigma^2 \cdot (P'/2 + 1) + N_\alpha \cdot \sqrt{K \cdot \sigma^4 \cdot (P' + 1)}$$

$N_\alpha$  は、（片側の）信頼度  $1 - \alpha$  に関連付けられた標準偏差の数である。統計量がこの閾値を超える場合は、信頼度  $1 - \alpha$  で拡散率が  $2^S$  より大きい（または信号が存在しない）可能性を却下する。

【0040】

ここで、具体例を挙げる。 $S F = 256$ 、信号電力 =  $3 dB$  ( $P = 2$  に対応する)、 $K = 150$  ( $S F = 256$  における 1 フレーム分のシンボルに対応する)、 $N_\alpha = 3.7$  ( $10^{-4}$  に対応する)、 $\sigma^2 = 1$  の場合は、( $P' = 0$  を使用して) 次のようになる。

20

【0041】

信号が存在しない上限： $150 + 3.7 \cdot \sqrt{150} (150) = 195.3$   
 $S F 256$  の信号が存在する下限： $450 - 3.7 \cdot \sqrt{750} (750) = 349.1$   
 $195.3 < 349.1$  ので、少なくとも  $0.9999$  の信頼度で、ある 1 つのフレーム中に  $S F 256$  の信号が存在する / 存在しないことを判定することが常に保証されることが可能である。

【0042】

次いで、このアルゴリズムが、 $0.9999$  の信頼度で  $3 dB$  における  $S F 128$  を除外することが可能であるかどうかを見てみたい。 $S F 128$  でテストすると、 $K = 300$ 、 $N_\alpha = 3.7$ 、 $\sigma^2 = 1$  となり、2 つの閾値は、

30

$S F 256$  の信号が存在する上限： $600 + 3.7 \cdot \sqrt{300} (300) = 711$   
 $S F 128$  の信号が存在する下限： $900 - 3.7 \cdot \sqrt{300} (300) = 757$  になる。

【0043】

$711 < 757$  ので、信頼度  $0.9999$  で  $S F 128$  を除外することが可能である。この場合は、実際の拡散率は  $0.9999$  の信頼度で見つけることが可能である。  
1 つのパスの代わりに  $M$  個のマルチパスがあるとし、決定統計量または特性として

【0044】

【数10】

40

$$X' \equiv \sum_{m=1, \dots, M} \sum_{k=1, \dots, K} |Z_{mk}|^2,$$

とし、 $Z_{mk}$  は、 $m$  番目のマルチパスで  $k$  番目に受信されたシンボルである。この統計量を得るためにシンボルの最大比合成 (MRC) 合成を行う必要はない（したがってチャネル推定は必要でない）ことに留意されたい。すべてのマルチパスからの E D 統計量を加算して、検出信号、すなわち決定統計量  $X'$  を得ることのみが必要となる。予想値と分散が加算されるので、信号が存在する場合（閾値が  $X'$  を超える場合）を除外する

【0045】

50

【数11】

$$K \cdot \sum_{m=1 \dots M} \sigma_m^2 (P_m + 1) - N_\alpha \cdot \sqrt{K \cdot \sum_{m=1 \dots M} \sigma_m^4 \cdot (2 \cdot P_m + 1)}$$

と、信号が存在しない場合（ $X'$  が閾値を超える場合）を除外する

【0046】

【数12】

$$K \cdot \sum_{m=1 \dots M} \sigma_m^2 (P_m'/2 + 1) + N_\alpha \cdot \sqrt{K \cdot \sum_{m=1 \dots M} \sigma_m^4 \cdot (P_m' + 1)} \quad 10$$

が閾値として得られる。

すべての  $\sigma_m^2$  が等しいと仮定し、

【0047】

【数13】

$$\sum_{m=1 \dots M} P_m = P \equiv MRC 信号に対する公称 SNR$$

20

という事実を使用すると、信号が存在する場合を除外する閾値

【0048】

【数14】

$$K \cdot \sigma^2 (P + M) - N_\alpha \cdot \sqrt{K \cdot \sigma^4 (2P + M)},$$

と、信号が存在しない場合を除外する

【0049】

【数15】

30

$$K \cdot \sigma^2 (P'/2 + M) + N_\alpha \cdot \sqrt{K \cdot \sigma^4 (P' + M)},$$

が得られ、ここで、 $\sigma^2$  1つのパス当たりの雑音分散、 $K$  推定で用いられるシンボル数、 $M$  合成されるマルチパスの数、 $N$  片側の 1 - の信頼度に関連付けられた標準偏差の数、 $P$  MRC シンボルの公称 SNR、である。

【0050】

$P'$  次に高い拡散率における MRC シンボルの最悪 SNR ( $SF < 256$  の場合は  $P' = P$ 、 $SF = 256$  の場合は  $P' = 0$  )。

40

$SF$  の  $2^S$  と  $2^{S+1}$  のいずれかと、それに対応するデータ・レートを判定する別の方

法は、次の判定統計量を使用することにより、

【0051】

【数16】

$$Y \equiv \sum_{k=1 \dots K/2} |Z_{2k} - Z_{2k-1}|^2 = \sum_{k=1 \dots K/2} |S \cdot (\zeta_{2k} - \zeta_{2k-1}) + (n_{2k} - n_{2k-1})|^2$$

これは、部分シンボルの二乗線形合成である。実際の  $SF$  が  $2^S$  に等しい場合は、 $Y$  の平均値が  $\mu_1$  であり、分散が  $\sigma_1^2$  であることが示されることが可能であり、ここで

50

【 0 0 5 2 】  
【 数 1 7 】

$$\mu_1 = K \cdot (P+1) \cdot \sigma^2$$

かつ  
【 0 0 5 3 】  
【 数 1 8 】

$$\sigma_1^2 = K \cdot \sigma^4 \cdot (2 \cdot P^2 + 4 \cdot P + 2),$$

であり、

上記の偏差中の  $n'$  および  $n''$  は、平均値 0 および分散  $\sigma^2$  の標準的な複素数ガウス変数を表す。

【 0 0 5 4 】

一方、  $S F = 2^{S+1}$  の場合は、  $Y$  の平均値が  $\mu_1'$  、分散が  $\sigma_1'^2$  であることになり、

【 0 0 5 5 】

【 数 1 9 】

$$\mu_1' = K \cdot \sigma^2$$

【 0 0 5 6 】  
【 数 2 0 】

$$\sigma_1'^2 = 2 \cdot K \cdot \sigma^4$$

である。

$M$  個のマルチパスの場合は、  $M$  個のマルチパスにわたって  $Y$  を合計することにより、

【 0 0 5 7 】

【 数 2 1 】

$$\mu_1 = K \cdot (P+M) \cdot \sigma^2 \text{ and } \sigma_1^2 = K \cdot \sigma^4 \cdot (2 \cdot P^2 + 4 \cdot P + 2M),$$

【 0 0 5 8 】  
【 数 2 2 】

$$\mu_1' = K \cdot M \cdot \sigma^2, \sigma_1'^2 = 2 \cdot K \cdot M \cdot \sigma^4,$$

となり、  $\sigma^2$  1 つのパス当たりの雑音の分散 ;  $K$  推定で用いられるシンボルの数 ;  $M$  合成されるマルチパスの数 ;  $N$  片側の  $1 - \alpha$  の信頼度に関連付けられた標準偏差の数 ;  $P$  M R C (最大比合成された) シンボルの公称 S N R 、である。したがって、信号がない (またはより高い拡散率がない) 場合を除外する閾値  $\mu_1' + N \cdot \sigma_1'^2$  、と、信号が存在する場合を除外する閾値  $\mu_1' - N \cdot \sigma_1'^2$  が得られる。

【 0 0 5 9 】

10

20

40

50

上記で導き出され、論じた特性では、決定閾値を設定するために雑音電力<sup>2</sup>および信号電力P・P'が必要である。したがって、システムは、雑音電力と信号電力の推定値を閾値コントロールまたは計算器に供給しなければならない。好都合なことに、CDMA受信機では、信号電力と雑音電力の推定値は、電力制御のためにすでに必要とされている。したがって、閾値を設定する際にそれらの推定値を使用することが可能である。例えば信号のフェーディングに対処または補償するために信号電力に加算される偏り、または信号電力から減算される偏りなど、信号推定の際の不確定性を補償するために、閾値にいくつかの余裕が必要とされる場合がある。この余裕の大きさは、経験的に決定してよい。さらに、上記で挙げた閾値中のPおよびP'に用いられる電力の推定値は同じである必要はないことに留意されたい。例えば、Pをわずかに低く偏らせ、P'をわずかに高く偏らせるこにより、電力の推定値が不正確である結果生じる誤った判定を防ぐ追加的な防御を得ることが可能である。

## 【0060】

上記の特性または統計量は、信号パラメータの推定を必要としない。しかし、信号パラメータの推定値を利用し得る場合は、他の統計量を用いられる可能性があり、これは、より優れたパフォーマンス（すなわちより短い時間内での正確なSFとそれに対応するデータ・レートの判定）をもたらす見込みがある。CDMA受信機で推定される信号パラメータの1つは、チャネルS<sub>k</sub>である。信号を復調するために、各時間kと各マルチパスmのチャネル推定S<sup>h</sup><sub>m,k</sub>が必要である。チャネル推定を使用できる場合は、次の代替の統計量を拡散率の判定に使用することが可能である。

## 【0061】

## 【数23】

$$X'' \equiv \sum_{k=1, \dots, K} \left| \sum_{m=1, \dots, M} \operatorname{Re} \{ \hat{S}_{mk}^* \cdot Z_{mk} \} \right|,$$

これは、ED統計量の変更であり、

## 【0062】

## 【数24】

$$Y'' \equiv \sum_{k=1, \dots, K/2} \left| \sum_{m=1, \dots, M} \operatorname{Re} \{ \hat{S}_{m,2k}^* \cdot [Z_{m,2k} - Z_{m,2k-1}] \} \right|,$$

は、SSD統計量の変更である。

変更を加えたED統計量についての完全なチャネル推定の場合は、（信号が存在する場合は）次を計算することが可能であり、

## 【0063】

## 【数25】

$$X'' = \sum_{k=1, \dots, K} \left| \sum_{m=1, \dots, M} \operatorname{Re} \{ S_{mk}^* \cdot (Z_{mk} + n_{mk}) \} \right| = \sum_{k=1, \dots, K} \left| \sum_{m=1, \dots, M} \zeta_{k'} |S_{mk}|^2 + \operatorname{Re} \{ S_{mk}^* \cdot n_{mk} \} \right| = \sum_{k=1, \dots, K} \left|$$

$$|S|^2 + |S| \cdot \operatorname{Re} \{ n_k' \} \right| = |S| \cdot \sum_{k=1, \dots, K} |S| + n_k'' / \sqrt{2},$$

n<sub>k</sub>' (n<sub>k</sub>'')は、分散が<sup>2</sup>の、独立した複素数（実数の）ガウス確率変数である。したがって、（信号が存在する場合の）X''は、次の平均値と分散を有することになり、

## 【0064】

10

20

30

40

【数26】

$$\mu_2 = K \cdot \sigma^2 \cdot \sqrt{P} \cdot M(2 \cdot P) / \sqrt{2} \text{ and } \sigma_2^2 = K \cdot \sigma^4 \cdot P \cdot V(2 \cdot P) / 2$$

ここで

【0065】

【数27】

$$M(z) \equiv (2\pi)^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} |\sqrt{z} + x| \cdot \exp(-x^2/2) dx$$

10

$$V(z) \equiv (2\pi)^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} |\sqrt{z} + x|^2 \cdot \exp(-x^2/2) dx - M(z)^2$$

となる。

現在のSFにおける信号がない時には、最悪の事例で、次のように計算することが可能であり

【0066】

【数28】

20

$$X'' = \sqrt{\sigma^2 \cdot P} \cdot \sum_{k=1, \dots, K} \{ \sqrt{\sigma^2 \cdot P' / 2} + \cdot n_k'' / \sqrt{2} \},$$

対応する平均値が

【0067】

【数29】

30

$$\mu_{2'} = K \cdot \sigma^2 \cdot \sqrt{P} \cdot M(P')$$

、分散が

【0068】

【数30】

$$\sigma_{2'}^2 = K \cdot \sigma^4 \cdot P \cdot V(P')$$

40

になる。したがって、統計的なX''の閾値は、

信号が存在する場合を除去する  $\mu_{2'} - N \cdot \sigma_{2'}$  および信号が存在しない（またはより高い拡散率が存在しない）場合を除外する  $\mu_{2'} + N \cdot \sigma_{2'}$ 

となる。

【0069】

変更を加えたSSDについての完全なチャネル推定の場合は、信号が存在する場合、次のように計算することが可能であり

【0070】

50

【数3 1】

$$\begin{aligned}
 Y'' &\equiv \sum_{k=1, \dots, K/2} \left| \sum_{m=1, \dots, M} \operatorname{Re}\{S_{m2k}^* \cdot [(\zeta_{2k} - \zeta_{2k-1}) \cdot S_{m2k} + (n_{m2k} - n_{m2k-1})]\} \right|, \\
 &= \sum_{k=1, \dots, K/2} \left| \sum_{m=1, \dots, M} (\zeta_{2k} - \zeta_{2k-1}) \cdot |S_{m,2k}|^2 + \sqrt{2} \cdot \operatorname{Re}\{S_{mk}^* \cdot n'_{m,k}\} \right| \\
 &= \sum_{k=1, \dots, K/2} \left| (\zeta_{2k} - \zeta_{2k-1}) \cdot |S|^2 + \sqrt{2} \cdot |S| \cdot \operatorname{Re}\{n_k'\} \right| \\
 &= |S| \cdot \sum_{k=1, \dots, K/2} |n_k''|
 \end{aligned}$$

10

$n_k'$  ( $n_k''$ ) は、分散  $\sigma_3^2$  の、独立した複素数の (実数の) ガウス確率変数であり、

【0 0 7 1】

【数3 2】

$$v_k \equiv |\zeta_{2k} - \zeta_{2k-1}|$$

20

となる。したがって、 $Y''$  の平均値は  $\mu_3$ 、分散は  $\sigma_3^2$  であることになり、

【0 0 7 2】

【数3 3】

$$\mu_3 = K \cdot \sigma^2 \cdot \operatorname{sqrt}(P) \cdot (0.25 \cdot M(4 \cdot P) + 0.2)$$

$$\sigma_3^2 = K \cdot \sigma^4 \cdot P \cdot \{0.25 \cdot V(4 \cdot P) + 0.091 + 0.5 \cdot (0.5 \cdot M(4 \cdot P) - 0.2)^2\}$$

30

である。

信号が存在しない場合は、

【0 0 7 3】

【数3 4】

$$Y'' = |S| \cdot \sum_{k=1, \dots, K/2} |n_k''|,$$

40

となり、平均値が

【0 0 7 4】

【数3 5】

$$\mu_3' = 0.4 \cdot K \cdot \sigma^2 \cdot \operatorname{sqrt}(P)$$

、分散が

50

【0075】

【数36】

$$\sigma_3^2 = 0.182 \cdot K \cdot \sigma^4 \cdot P$$

になる。したがって、閾値は、

信号が存在する場合を除外する  $\mu_3 - N \cdot \sigma_3$  、および

信号が存在しない（またはより高い拡散率が存在しない）場合を除外する  $\mu_3 + N \cdot \sigma_3$  10

となる。

【0076】

チャネル推定に基づく統計量を使用する際の潜在的な欠点の1つは、多くのCDMAシステムでは、チャネル推定の計算に相当の時間遅延（1または2スロット）が伴う。この遅延は、それに対応する遅延を統計量の計算を招き、すなわち拡散率の判定も同様に遅れる。この理由から、上記で概説した他の2つの手法の1つを使用することが有利である可能性がある。

【0077】

図3を参照して、可変のデータ・レートを用いるCDMA信号などの可変データ・レート信号の上限データ・レートを判定する方法300を説明する。この方法は、上記で検討した集積回路および受信機、または同様の装置中で実施されることが好ましく、特定の方法は、集積回路の一部であるプロセッサで実行されるソフトウェアを介して行うことが可能である。この方法は、上記で論じたエネルギー検出特性または統計量および閾値の応用である。詳細には、この方法では、次の特性またはエネルギー検出統計量を比較し

【0078】

【数37】

$$\sum_{m=1 \dots M} \sum_{n=1 \dots \text{Num_Blocks_Processed}} \sum_{p=1 \dots 256/2^s} |S^{(s)}(m, n, p)|^2$$

30

$S^{(s)}(m, n, p)$  は、 $m$ 番目のマルチパスの $n$ 番目のブロックの $p$ 番目のシンボルを表し、以下の閾値については  $S_F = 2^s$  である。

【0079】

1.

【0080】

【数38】

$$K \cdot \sigma^2 (P'/2 + M) + N_\alpha \cdot \sqrt{K \cdot \sigma^4 (P' + M)},$$

40

ここで、統計量または特性がこの閾値を超える場合は、信号がない場合を除外し、これを下記で第1の閾値と称する。

【0081】

2.

【0082】

## 【数39】

$$K \cdot \sigma^2 (P + M) - N_\alpha \cdot \sqrt{K \cdot \sigma^4 (2P + M)},$$

ここで、統計量または閾値がこの閾値未満である場合は、信号が存在する場合を除外し、これを以下では第2の閾値と称し、Kは、特定のテスト、または上記で説明した他の変数との比較で使用される部分シンボルの数である。また、制御チャネル・シンボル・レート・プロセッサから、信号電力Pおよび雑音電力<sup>2</sup>がパラメータとして供給されることに留意されたい。

10

## 【0083】

方法は301で開始し、WCDMAでは現在4と提案される最低の拡散率と、最高のデータ・レートとに対応することが好ましいシンボル、具体的には部分シンボルを供給する。供給されるシンボルの数は、図2に示す1ブロック分と等しい256チップまたは64チップであることが好ましいが、512チップなど他の数でも機能する。これらのシンボルは303で方法に供給され、それら部分シンボルの特性または統計量、具体的には上述のエネルギー検出統計量をテストして、拡散率4、あるいはより高い>4の拡散率でチップから形成されるシンボルと整合するかどうかを判定する。これら2つのテストまたは比較のどちらを先に行うか、またはそれらを両方とも行うかは、常に主として設計上の選択事項である。1実施形態では、第2の比較が始めに行われ、その結果が好適であれば第1の比較は行わない。この手法では、シンボルを迅速に合成し、それにより可能な限り迅速にデータ・レートを下げることが可能である。下記の説明では、第1の比較について述べた後第2の比較について言及するが、この2つの比較の順序は意図されない。

20

## 【0084】

一般に、この方法は、可変データ・レート信号から構築された第1の数の第1の部分シンボルの、エネルギーに比例するエネルギー特性などの特性を第1の閾値と比較して、第1の比較結果を提供し、第1の閾値は第1の数に対応する。第1の比較結果が好適である、すなわち特性が第1の閾値を上回ると、可変データ・レート信号が第1のデータ・レートを所定の信頼度まで含むことが確定される。したがって、可変データ・レート信号は、307に示されるようにここでは4であるテスト対象の拡散率に対応する第1のデータ・レートにおける信号であり、そのデータ・レートと拡散率における可変データ・レート信号の処理を進めることが可能になる。第1の比較結果が好適でないか、あるいは任意で第1の結果に関係なく、第1の数の第1の部分シンボルもテストして、拡散率がテスト対象の拡散率より大きいかどうか、すなわちここではSF>4であるかどうかを判定する。一般に、この方法303では、第1の数の第1の部分シンボルの特性を第2の閾値とも比較して第2の比較結果を提供し、第2の閾値も第1の数に対応する。第2の比較結果が好適である、すなわちここでは上記の統計量または特性が第2の閾値未満であり、可変データ・レート信号が第1のデータ・レートを所定の信頼度まで含まない、したがって拡散率がテスト対象の拡散率すなわち4より大きいことが確認された場合、方法は工程309に進み、好ましくは前記第1のレートレートより低い第2のデータ・レートにおいて8の拡散率、好ましくは第1のデータ・レートの半分で倍の拡散率で、第1の部分シンボルを合成して第2の部分シンボルを提供することが行われる。

30

40

## 【0085】

第1の比較と第2の比較結果がともに好適でない場合があり、これは、非確定的と表される状態であり、その場合方法は工程305に進み、工程303で現在の拡散率における別の1ブロック分のシンボルで考慮し、それにより第1の数を第2の数の第1の部分シンボルに増し、次いで工程303が反復され、具体的には、好適な比較結果が得られるまで、第1の比較、処理、第2の比較、および合成の工程が繰り返される。第2の比較結果が好適であり、工程309の合成手順の後、方法は工程313に進み、工程313では、第

50

2の数の第2の部分シンボル、ここでは拡散率8と、第1の部分シンボルの半分の数の第2の部分シンボルになる。基本的に、工程313では工程303と同じ方法を行い、工程303と同じ結果が得られるが、この工程では異なるデータ・レートとそれに対応する拡散率が利用され、検討される。

#### 【0086】

具体的には、工程313ではまず、可変データ・レート信号から構築された第2の数の第2の部分シンボルの特性、好ましくは上記のED統計量を、Kが異なる第1の閾値に相当する第3の閾値と比較して第3の比較結果を提供し、第3の閾値は第2の数すなわち新しいKに対応する。第3の比較結果が好適である場合は、317で拡散率8で第2のデータ・レートにおける可変データ・レート信号の処理を行うことが可能となる。工程313で、第2の数の第2の部分シンボルの特性を、Kが異なる、上記の第2の閾値に相当する第4の閾値と第2の比較をして第4の比較結果を提供し、第4の閾値は第2の数、すなわち新しいKに対応する。第4の比較結果が好適であり、拡散率が8より大きいことが示唆される場合は、第2の部分シンボルを合成して、第2のデータ・レートより低い第3のデータ・レートにおける第3の部分シンボルを提供することが工程319で行われ、その後方法は工程323に進む。工程303と同様に、313におけるテストまたは比較も非決定的あるいは非確定的である場合があり、その場合は工程315で、現在の拡散率で逆拡散された別のブロックのチップを取り出し、313の工程を繰り返す。

#### 【0087】

図3の方法では、第1の閾値、すなわち当該の拡散率における信号が存在するかどうかを判定する閾値は、第1のシンボルの第1の数の予想平均値と、可変データ・レート信号が第1のデータ・レートを含まない時の所定数の標準偏差を足した値に対応することが好ましく、特性がこの閾値を超えると第1の比較結果は好適となり、所定数の標準偏差に対応する信頼レベルで第1のデータ・レートが存在することが示唆あるいは確定される。第2の閾値は、第1の部分シンボルの第1の数の予想平均から、可変データ・レート信号が第1のデータ・レートを含む場合の所定数の標準偏差を引いた値に対応し、したがって、特性がこの閾値より小さいと、第2の比較結果が好適であることになり、所定数の標準偏差に対応する信頼度で第1のデータ・レートが存在しないことが示唆あるいは確定される。

#### 【0088】

工程319の後、工程323、327、325、および329では、8ではなく16の拡散率を使用して、それぞれ前の工程313、317、315、および319と同様の手順を行う。この方法は、拡散率32のシンボル331、ならびに拡散率64、128、256についてこれらの同様の手順を継続するか、またはある拡散率とそれに対応するデータ・レートが判定されるまでこれらの手順を継続する。図3の方法を記述する別の恐らくはより単純な方法は、第1の判定ブロック303で開始し、各ブロック(256チップを表す)、フロー・チャートを進んで判定ブロック313、323で、「次のブロック」305、315、325または「停止の標示」307、317、327に到達するまで必要なテストを行う。「次のブロック」に到達した場合は、そのブロックを処理し、検出統計量と閾値を更新し、フロー・チャートの同じ判定ブロックに戻る。「停止の標示」に到達した場合、その指示は、最後のデータ・レート判定を意味する。

#### 【0089】

図4を参照すると、特性または判定統計量の混成手法を利用する、データ・レートまたはそれに対応する拡散率を判定する方法400が示される。判定ブロック403の最初のテストは、上記のエネルギー検出(ED)統計量

#### 【0090】

【数 4 0】

$$\sum_{m=1 \dots M} \sum_{n=1 \dots \text{Num_Blocks_Processed}} \sum_{p=1 \dots 256/2^s} |S^{(s)}(m, n, p)|^2$$

と、上記の閾値に依拠して、4またはそれより大きい拡散率で信号が存在するかどうか、または任意で、407で拡散率が4より大きいかどうかの最初の判定を行う。このテストでは、第1の数の部分シンボル301では非確定的になる可能性があり、その場合は、統計量および閾値を更新して別のブロック405の部分シンボルを使用し、分析する。信号が存在すると判定された場合は、その比較またはテストで拡散率が4より大きいことが示されず、オプションのフローを選択しないのであれば、方法は409から工程303に進む。方法工程303～323は、比較に使用される特性が部分シンボルの二乗線形合成であること、より具体的には判定ブロック303、313で上記の二乗シンボル差分（SSD）の統計量を使用する、あるいは依拠することを除いては、上記で説明したように動作し、

【0091】

【数 4 1】

$$\sum_{m=1 \dots M} \sum_{n=1 \dots \text{Num_Blocks_Processed}} \sum_{p=1 \dots 256/2^{s+1}} |S^{(k)}(m, n, 2p) - S^{(s)}(m, n, 2p-1)|^2$$

20

$S^{(s)}$  ( $m, n, p$ ) は、 $m$ 番目のマルチパスの  $n$  番目のブロックの  $p$  番目のシンボルを表し、 $S_F = 2^s$  であり、閾値は、

1.

【0092】

【数 4 2】

$$K \cdot (P+M) \cdot \sigma^2 + N_\alpha \cdot \sqrt{K \cdot \sigma^4 \cdot (2 \cdot P^2/M + 4 \cdot P + 2M)},$$

30

統計量または特性がこの閾値を超える時は、信号がない（またはより高い拡散率がない）場合を除外することができ、これを第1の閾値と称し、

2.

【0093】

【数 4 3】

$$K \cdot M \cdot \sigma^2 - N_\alpha \cdot \sqrt{2 \cdot K \cdot M \cdot \sigma^4},$$

40

統計量または閾値がこの閾値より小さいときは、信号が存在する場合を除外し、これを第2の閾値と称する。

【0094】

図5を参照すると、可変データ・レート信号の未知のデータ・レートを判定する方法500が示される。この方法は、すぐ上で述べた二乗シンボル差分特性および閾値に完全に依拠することに留意されたい。工程503、505、507、および509は、工程503で使用または比較される特性が上記で計算されたSSD特性であり、これを上記の閾値と比較する点を除いては、上記で図3を参照して述べた工程303、305、307、および309と同じに動作する。さらに高い拡散率については図示していないこの手順の工程に加えて、工程513～531も同様に上記の313～331と同じである。これらの

50

各方法で、方法がある判定ブロックから次の判定ブロックに進むと、データ・シンボル・プロセッサに渡されるデータの量は半分に減ることに留意されたい。さらに、方法が次のブロックに進むと、より低い拡散率のデータはもはや待ち行列に入れる必要がない。図示しないが、チャネル推定と上記の対応する統計量および閾値を用いる同様の方法も、本明細書に述べる原理と概念による可能な実施である。

#### 【0095】

上記の3つの方法のシミュレーションでは、上記のアルゴリズムを使用してデータ量の激減が見られた。図4の混成アルゴリズムは、EDまたはSSD方法単独の場合に比べて、より高い拡散率または低いデータ・レートにおけるデータ・レートの判定がより正確であり、また信号が存在しないことの検出もより優れている。これらの今後のパケットデータを利用したシステムで可能性の高いトライフィックの性質、すなわちそうしたトライフィックのバースト性を考えると、大半のパケットは比較的低いデータ・レートにあり、限られたパケットが高いデータ・レートにあることが予測される。したがって、本発明が、データ・レートの判定と、ひいては、計画すべき平均帯域幅に、大いに必要とされる改良を提供することも明白である。

10

#### 【0096】

上記の方法および装置と、本発明の原理および概念は、従来技術の無作為のデータ・レート判定方法によって生じる問題を緩和することを目的とし、実際に緩和するものである。本明細書で論じられ、開示され、説明される原理を使用することで、可変データ・レートの受信機の帯域幅要件と、したがってそのコストと複雑性は確実に激減する。

20

#### 【0097】

この開示は、本発明の真の企図される公正な範囲と趣旨を制限するのではなく、本発明による各種実施形態の作成と使用の方法を説明するものである。前述の説明は、網羅的なものでも、本発明を開示される通りの形態に限定するものでもない。上記の教示に鑑みて変更形態または変形形態が可能である。実施形態は、本発明の原理とその実際的な適用の最良の例証を提供し、当業者が、各種の実施形態で企図される特定の使用法に適した各種の変更を加えて本発明を利用することを可能にするために選択され、記載したものである。そのような変更形態と変形形態はすべて、本願の特許係属中に補正される可能性もある特許請求の範囲と、それらが公正に、法的に、かつ正当に権利を与えられる範囲に従って解釈される本発明のすべての均等物とによって定義される本発明の範囲内にある。

30

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0098】

【図1】本発明による受信機の好ましい実施形態のブロック図。

【図2】図1の受信機を使用して受信することが可能な例示的可変データ・レート信号のデータ構造図。

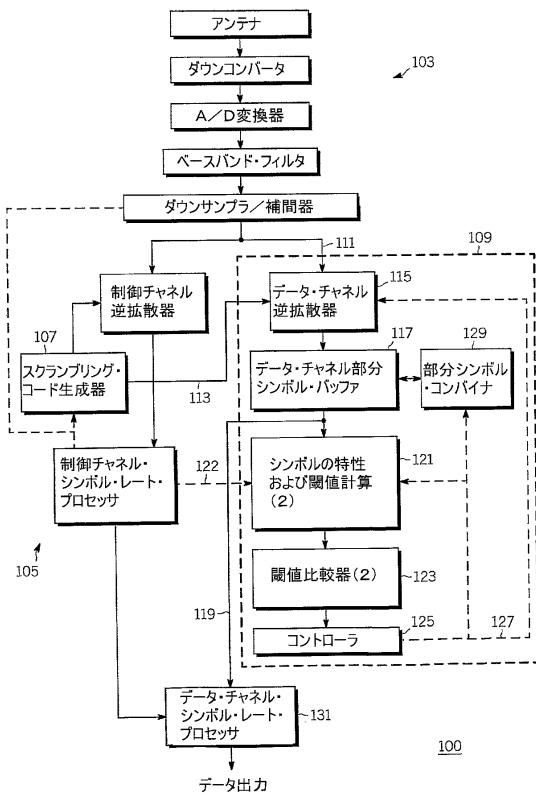
【図3】本発明による可変データ・レート信号のデータ・レートを判定する代替方法の好ましい実施形態の図。

【図4】本発明による可変データ・レート信号のデータ・レートを判定する代替方法の好ましい実施形態の図。

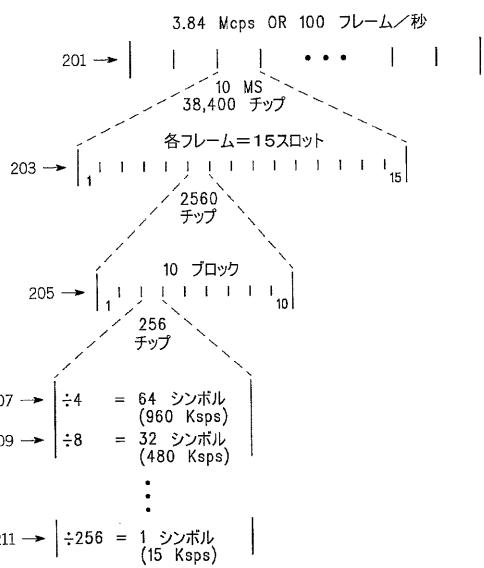
【図5】本発明による可変データ・レート信号のデータ・レートを判定する代替方法の好ましい実施形態の図。

40

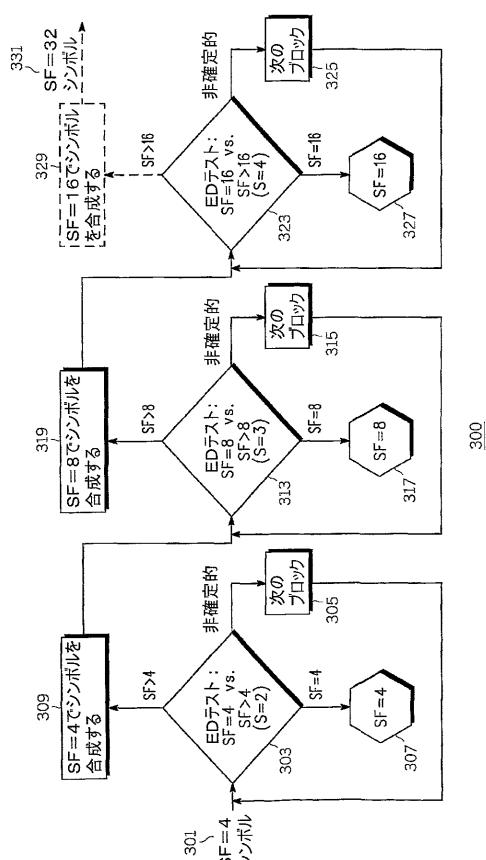
【 义 1 】



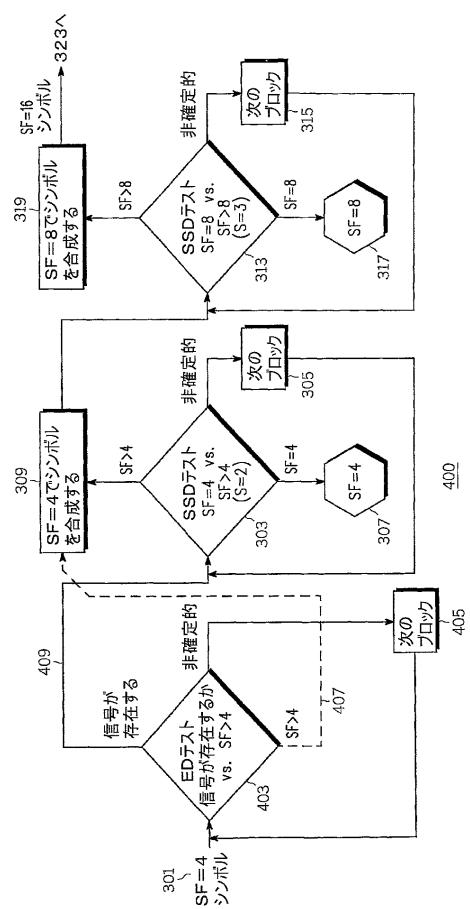
【 図 2 】



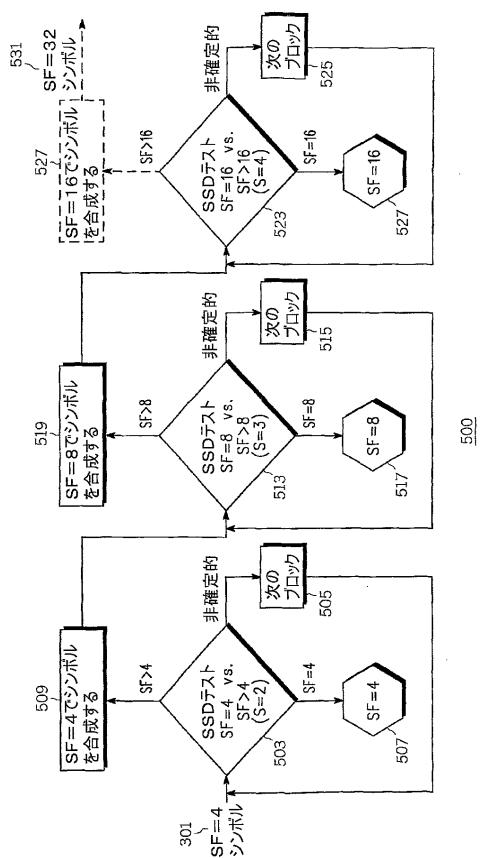
【 义 3 】



【図4】



【図5】



---

フロントページの続き

(72)発明者 コイララ、ディペシユ

アメリカ合衆国 78751 テキサス州 オースティン デュバル ストリート 4505 ア  
パートメント 249

(72)発明者 タイパレ、ダナ

アメリカ合衆国 78759 テキサス州 オースティン フローラル パーク ドライブ 10  
503

審査官 谷岡 佳彦

(56)参考文献 特開2000-083079(JP,A)

特開平09-172428(JP,A)

特開2000-244450(JP,A)

特開平09-098150(JP,A)

特開平09-018449(JP,A)

特開平10-093530(JP,A)

特開2000-307546(JP,A)

Hyuck M. Kwon, et al., ONE VITERBI DECODER WITH DATA RATE ESTIMATION FOR IS-95 CDMA WI  
RELESS COMMUNICATIONS, Global Telecommunications Conference, 1997. GLOBECOM '97., IEEE  
, 1997年11月, vol.2, p.594-598

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04L 1/00

H04B 1/707