

(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2004-509552

(P2004-509552A)

(43) 公表日 平成16年3月25日(2004.3.25)

(51) Int. Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
H04J 15/00	H04J 15/00	5J065
H03M 13/41	H03M 13/41	5K014
H04L 1/00	H04L 1/00 B	5K022
H04Q 7/38	H04B 7/26 109G	5K067

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 143 頁)

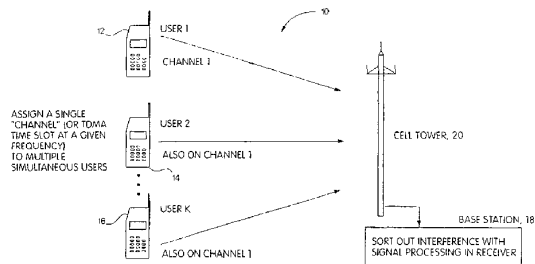
(21) 出願番号 特願2002-528915 (P2002-528915)
 (86) (22) 出願日 平成13年9月5日 (2001.9.5)
 (85) 翻訳文提出日 平成15年3月19日 (2003.3.19)
 (86) 国際出願番号 PCT/US2001/027574
 (87) 国際公開番号 W02002/025820
 (87) 国際公開日 平成14年3月28日 (2002.3.28)
 (31) 優先権主張番号 60/233, 870
 (32) 優先日 平成12年9月20日 (2000.9.20)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)
 (31) 優先権主張番号 09/923, 709
 (32) 優先日 平成13年8月7日 (2001.8.7)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 502387706
 ビーエーイー・システムズ・インフォメーション・アンド・エレクトロニック・システムズ・インテグレーション・インコーポレーテッド
 BAE SYSTEMS INFORMATION AND ELECTRONIC SYSTEMS INTEGRATION INCORPORATED
 アメリカ合衆国 ニューハンプシャー州 03061-0868 ナシュア, ビー. オー. ボックス 868, スピット・ブルック・ロード, 65
 (74) 代理人 110000028
 特許業務法人明成国際特許事務所
 最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 周波数を過剰使用して2以上のユーザからの同時送信を可能とする方法

(57) 【要約】

【解決手段】 無線ネットワークを介して通信できるユーザの数を増大させて、複数のユーザ (22、24) が、同じチャネル (S1、S2、f1) すなわち周波数で同時に情報を送信することを可能にするシステムが提供されており、そのシステムでは、そのチャネル上の他の干渉信号を分離または修復するためにピタービデコーダに基づいた信号分離システムが用いられている。一実施例では、2人のユーザ (22、24) が入力信号の結合パラメータ推定オフセットおよび位相と共に、同じチャネル (f1) に割り当てられる。パラメータ推定部 (50) によって推定された結合パラメータは、2つの信号をカバーおよび分離する信号セパレータ (600) に適用される。主題のシステムは、同時に送信された2つを超える信号を蓄積し、除去技術およびテール切断技術を用いることにより新しい波形を必要とすることなく既存のチャネル上で信号パッキングを提供することで、信号の分離における計算の負荷を最小限に抑えることができる。



【選択図】 図1

【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

無線ネットワークを介して通信できるユーザの数を増大させるための方法であって、同じ周波数上の複数の個々の無線トランスミッタからデジタル形式で情報を送信する工程と、

破損受信信号として破損されてレシーバに到達する前記送信信号を分離することで、全数検索と結合パラメータ推定とを実行するビタービデコードを用いて、1つの信号の干渉を別の信号の干渉から除去し、それにより、新しい波形と新しい周波数スロットおよびタイムスロットとを必要とせずに、複数の同時に送信された信号を回復できる工程と、を備えることを特徴とする方法。

10

【請求項 2】

請求項 1 の方法であって、

前記分離工程は、前記干渉信号を分離するためのフィルタの使用を含み、前記フィルタの構造は、前記破損された信号を含む前記送信信号の各々に対応する前記個々の受信信号の電力、位相、ポータイミングオフセットおよび周波数オフセットを推定することにより導出されることを特徴とする方法。

【請求項 3】

請求項 1 の方法であって、

前記分離は、最適非同期マルチユーザ検出アルゴリズムを用いてリアルタイムで実行されることを特徴とする方法。

20

【請求項 4】

請求項 3 の方法であって、

前記分離工程は、電力に関して前記受信信号を分離することで、最高電力グループの前記信号を繰り返し処理および除去することにより電力を低減する観点で前記信号をグループ分けし、それにより、前記全数検索が必要とする処理の総量を制限する工程を含むことを特徴とする方法。

【請求項 5】

請求項 3 の方法であって、

前記分離工程は、シンボル間干渉テール切断を行って、それにより、前記ビタービデコードの状態の数、延いては、少なくとも 1 桁は処理時間を制限する工程を含むことを特徴とする方法。

30

【請求項 6】

請求項 2 の方法であって、

さらに、最初の結合パラメータ推定を提供し、前記最初の結合パラメータ推定を用いて、前記受信信号の分離に用いられる前記フィルタの前記構造を決定する工程を、前記レシーバにおいて、含むことを特徴とする方法。

【請求項 7】

請求項 6 の方法であって、

さらに、受信信号の電力、位相、ポータイミングオフセットおよび周波数オフセットの計測値に基づいて、前記最初の結合パラメータ推定値を洗練する工程を含むことを特徴とする方法。

40

【請求項 8】

請求項 7 の方法であって、

前記受信信号は、他のユーザがすでに送信しているトラヒックチャンネルに割り当てられる前に、取得チャンネルを介して他のユーザの干渉なしに受信され、初期化信号は、前記ネットワークに対して前記取得チャンネルを介して送信されることを特徴とする方法。

【請求項 9】

請求項 1 の方法であって、

トランスミッタの総数は K であり、電力による信号の前記グループ分け工程は、 k を超えるユーザを各々含むサブグループに K を分割し、 k は、リアルタイム処理を妨げるほど大

50

きくないことを特徴とする方法。

【請求項 10】

請求項 1 の方法であって、

n は、前記シンボル間干渉の長さであり、n は、テール切断によって低減され、それにより、前記受信信号の前記処理におけるステージ当たりの状態の数を、何百ものギガフロップスから、無線携帯電話機の計算能力が許容可能なメガフロップスに低減することを特徴とする方法。

【請求項 11】

デジタル無線通信ネットワークにおいて、ビタービ検出アルゴリズムを用いてマルチユーザ検出の計算の複雑性を低減することで、同じ周波数で送信された複数の信号を前記システムが分離することを可能とし、それにより、信号のパッキングを可能とするためのシステムであって、

10

前記同じ信号で送信された複数のデジタル信号を受信するためのレシーバであって、前記同時に着信する信号を分離するために全数検索方法を実施するためのマルチユーザ検出器を有するレシーバと、

前記レシーバで受信された信号をグループに分離するための電力応答グループ分け部であって、前記マルチユーザ検出器は、最高電力を有する前記グループを最初に処理し、それにより、一時に 1 グループのみを処理することによって処理の複雑性を低減する電力応答グループ分け部と、

所定の数のシンボル間干渉テールを考慮から外すことで、前記複雑性を最小化し、それにより、前記同じ周波数で同時に送信された複数の信号のための信号分離が、無線携帯電話機が利用可能なメガフロッププロセッサによって実現可能である状態低減ビタービデコーダと、

20

を備えることを特徴するシステム。

【請求項 12】

同じ通信チャネルに同時に存在する 2 つのデジタル信号を分離する計算の複雑性を低減するための方法であって、

パラメータ推定とビタービアルゴリズムとを用いて、シンボル間干渉をモデル化するために用いられる短縮署名パルスで、前記同じチャネルの前記送信信号すべてに対応するビットすべてを一緒に検出およびデコードする全数検索を実行し、前記全数検索が必要とする時間を低減するために前記シンボル間干渉のテールのほとんどを切断することにより、無線携帯電話機のプロセッサがサポートするレベルまで計算量を低減する工程を備えることを特徴とする方法。

30

【請求項 13】

同じ通信チャネルに同時に存在する 2 つのデジタル信号を分離する計算の複雑性を低減するための方法であって、

パラメータ推定とビタービデコーダとを用いて、前記チャネル内の前記信号すべてに対応するビットストリームを分離するためのアルゴリズムを実行する工程を備え、前記信号は、受信電力に基づいてグループに分離され、最高電力グループの前記信号が最初に処理され、それにより、一時に 1 つの信号グループのみを全数検索することで計算の複雑性を制限することを特徴とする方法。

40

【請求項 14】

請求項 13 の方法であって、前記グループは、6 dB の電力差によって決定されることを特徴とする方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、通信システムに関し、特に、同じ周波数を介して、同じ時間すなわち重複するスロットで同時に送信された複数ユーザからの信号を修復または分離するための方法および装置に関する。

50

【 0 0 0 2 】

【 従来 の 技 術 】

当然のことながら、無線ネットワークは、近年、セルタワーと通信しようとするユーザの数が増大しているために過負荷となっている。多数のユーザが与えられたセルタワーと通信できるよう信号を多重化するために、様々な通信方式が提案されてきた。アナログ電話においては、一般に、アナログシステムがユーザ当たり1つの通信チャネルを提供する。その結果、アナログサービスは、多数のユーザがセルタワーにアクセスしようとする、即座に過負荷となっていた。過負荷の状態に適応するために、時分割多重化(TDMA)、周波数分割多重化(FDMA)、符号分割多重化(CDMA)を用いて、タワー当たりの多数のユーザに対応してきた。多重化とは、セルタワーと通信する多数のユーザが互いに干渉しないように組織化された状態での多元接続を意味しており、それにより、チャネル資源を公平に共有することが可能となる。

10

【 0 0 0 3 】

TDMA型のシステムは、元々、一般に実現されている利点の3倍の利点を持つと想定されていた。CDMAシステムは、最初、20倍の利点を実現する見込みがあったが、実際に実現できたのは、3倍の利点に過ぎなかった。

【 0 0 0 4 】

さらに、衛星通信は、衛星のアップリンクおよびダウンリンクを通して通信しようとするユーザに対応することを可能とするために、ある程度の量の多重化を必要とした。

【 0 0 0 5 】

多元接続を提供するための上述の技術は、多数のユーザに対応する際に有効であることを証明したものの、無線サービスのユーザの数は、ユーザに対応できる現行システムの許容を超えて増大している。

20

【 0 0 0 6 】

したがって、必要とされているのは、同じタイムスロットまたはチャネルを共有する同じ周波数上の複数のユーザからの同時送信に対応することができるシステムである。これを実現するためには、同時に受信された信号を修復または分離できるシステムが必要である。そのようなシステムが必要なだけでなく、携帯型の無線ユニットのプロセッサによって計算を実行できるように、デスクランブルまたは分離の計算が複雑でないことが求められる。

30

【 0 0 0 7 】

さらなる背景として、無線媒体のための多元接続(MA)の元々の発端は、主に、単純なレシーバが求められていることに起因する。MAの方式は、伝統的に、単純な整合フィルタレシーバが、対象の信号すべてを確実に検出できるように、共有された無線チャネルに同時にアクセスする様々なユーザ間の干渉を排除または最小化するという単一の目的のためにユーザの波形およびタイミングプロトコルを割り当ててきた。特に、時間分割多元接続(TDMA)、周波数分割多元接続(FDMA)、符号分割多元接続(CDMA)、および複合型の方式は、信号を、少しの干渉も生じない直交信号(例えば、異なるユーザは完全に異なるタイムスロットを割り当てられる)にするか、もしくは、同じ帯域幅を共有する任意の2つの信号間の干渉が無視しうる程度であるような略直交の広帯域信号にする。これらのシステムは、主要な元々の動作制約、すなわち、レシーバの計算能力の不足という制約の範囲では良好に機能する。一方、帯域幅は、処理能力に対する元々の欲求に比べて十分であった。

40

【 0 0 0 8 】

ここ何十年も、以下の3つの傾向が無線通信に影響を与えている：1) 計算能力が何倍も向上した、2) 情報の処理能力に対する要求が急激に増大した、3) 典型的なMAシステムに利用可能な帯域幅が減少した。利用可能な帯域幅の制限と、直交信号の割り当ての負担の結果として、MAシステムは、今日の需要に対して、能力すなわち処理能力において実に不十分なものとなっている。

【 0 0 0 9 】

50

【発明の概要】

同じ周波数で同時に送信された信号を修復または分離するために、ビタービデコーダを用いて、データが受信されたと仮定した場合の最高の発生可能性を有する結合ビットストリームを精選するための最短経路手順を提供する。本質的に、2以上の同時に送信された信号の各々は、信号の分離および信号のデスクランブルを許容する確定可能な特徴を有している。2つの同時かつ個別に変調された送信信号が、識別に十分な特徴を有することを認識できれば、それらの信号の分離が可能となる。

【0010】

同じ周波数で同時に着信し、受信電力が対して変わらない2つの信号は、どちらの信号も理解できない程にスクランブルされているように見える。要するに、一方の信号が他方の信号のノイズに見え、逆もまた同様に見える。パラメータ推定プリプロセッサと、第1に、電力に基づく複合型の除去を行って、第2に、レシーバの検出器/デコーダアルゴリズムの形成のためにシンボル間干渉のテール切断を行うことにより、信号分離処理においてビタービデコーダによってなされる全数検索を短縮する技術とを用いて信号分離を実行するのに十分な情報が、同時に送信された信号に存在することが、本発明でわかった。

10

【0011】

一般に、帯域幅を増大させずに処理能力を増大させる問題の解決法は、マルチユーザ検出(MUD)理論の応用にある。マルチユーザ検出は、全数検索を用いた信号分離を詳細に説明しているS. Verdú著「マルチユーザ検出(Multi-user Detection)」Cambridge University Press、1998年の第4章に記載されている。この検索は、複数の信号が混合された際に、データポイントのすべての可能性を分析する。

20

【0012】

より一般的に、マルチユーザ検出の背後にある前提は、「他のユーザの」干渉をノイズとして扱わないことである。確かに、干渉は、シンボル波形、変調方式、およびシンボル速度のような干渉信号について多くが知られているために、ほぼ完全に決定論的である。マルチユーザ検出器は、干渉デジタル変調信号の各々に関してレシーバにおいて知られるすべてを活用する。

【0013】

マルチユーザ検出は、以下が可能であるとわかっている：1)他のユーザの干渉の存在下で、通信回線の堅固な動作を可能とすることができる、2)IS-95プロトコルに記載されたような「略直交の」信号方式を用いる多元接続システムにおいて、弱いユーザの脱落(遠近問題)を排除することができる、3)すべての信号が同じ電力で基地局によって受信されていることを確実にするための電力制御の必要性を排除することができる、4)意図的な干渉が許容されることで、より多くの同時ユーザが同じ周波数すなわちチャネルで共存して送信することができるため、処理能力を増大させることができる。

30

【0014】

本発明は、TDMA、FDMA、または両者の複合型のような直交信号方式を用いた任意の実際の商用システムに対する同時ユーザの数の増大に関する実際的な問題を解決するために、マルチユーザ検出の理論的な技術に対してなされた改良を含む。直交型のTDMA/FDMAを用いるそのようなシステムの一例は、ヨーロッパなどで用いられている携帯電話のGSMシステムである。

40

【0015】

本発明は、既存のMA通信システムへのMUDに基づく拡張の実現に関する二つの課題を解決して、ユーザの許容量を何倍も増大させることを可能とする。

【0016】

第1に、一般的には、ビターピアルゴリズム(最短経路アルゴリズム)で実施可能な最適全数検索MUDは、デコードされるビット当たりの複雑性のべき乗であり、 n (すなわち、シンボル間干渉(ISI)の数)と、 K (すなわち、ユーザの数)とを掛けたものが12を超える場合には、ステージ当たりの状態の数、すなわち、 $M^n (nK)$ が非現実的な

50

ほど大きくなることを意味している。したがって、実際的なマルチユーザ環境では、 $n \times K$ は、デコードされるビット当たりの複雑性が、ビット当たり何百ギガフロップスすなわち浮動小数点演算となるような24を容易に超えうる。携帯電話機の最大計算能力は、Verduの第4章に記載されたような全数マルチユーザ検索信号セパレータをサポートしないメガフロップスのオーダーである。後にわかるように、主題のシステムは、テール切断によって n を低減する。 K については、電力に基づく信号のグループ分けは、 K を、各サブグループの含むユーザが k を超えないような2以上のサブグループに分割する。それに対しては、 $n \times K$ は極端な数値にならない。

【0017】

第2に、複雑性を低減するために以前に提案された方法はすべて、既存の無線システムと次に実施される無線システムのための既存の仕様から逸脱する新しい波形を設計することを必要とするか、もしくは、干渉する波形が線形独立のセットを含む限りは、その場限りの干渉を許容する。線形独立の波形の要件は、例えば、GSM携帯電話のタイムスロットを単一のセルにオーバーパッキングしたり、ACES衛星のタイムスロットを単一のスポットビームにオーバーパッキングしたりする場合には保持されない。

【0018】

主題のシステムは、新しい波形の設計を必要とせず、直交信号方式を用いる既存および提案されているシステムに対してオーバーパッキングを実現するために、線形独立のセットを用いることを必要としないことに注意されたい。本発明の以前には、そのようなオーバーパッキングの方法は、Verduの本文中に詳説されている計算の観点で非実際の全数検索最適MUDを用いることを必要としていた。

【0019】

幾何級数的な複雑性の問題は、シンボル間干渉を伴う非同期線形独立信号のためのマルチユーザ検出に対応する理論的な洞察を改良して、この非実際の複雑性を排除することにより解決された。

【0020】

複雑性を低減することの主な理由は、基地局、ユーザの電話機、主題のシステムを用いることを所望してよいその他の送信/受信装置に挿入可能なプロセッサの技術水準で、リアルタイム動作が可能となるからである。

【0021】

さらに、ユーザの電話機または小型の装置は、基地局に比べ、複雑性に関して小さい増大しか許容できない。本発明は、計算の単純なMUD手順を可能とするような方法で、既存の信号を利用可能な帯域幅にパッキングする方法を含む。主題の小型装置のレシーバアルゴリズムは、レシーバの技術水準に見合う程度に計算が単純であり、携帯電話機のための処理の現技術水準内で、リアルタイムに実現可能である。

【0022】

一実施形態では、主題のシステムは、以下の5つの中心部分からなる：

1. 上り回線（モバイルから基地局への回線、または、典型的にユーザに関する小型コンピュータデバイスから典型的にコントローラに関する大型コンピュータデバイスへの回線）のチャンネルのための非同期オーバーパッキング方式。
2. 信号分離ブロックに進むパラメータ推定ブロック。
3. デインターリーブや誤り訂正デコードのような既存のシステムの要素によって処理されるチャンネルビットを出力するコントローラ（例えば、基地局のレシーバ内のコントローラ）のための信号分離ブロック。
4. 下り回線（基地局からモバイルへの回線、または、大型デバイスから小型デバイスへの回線）のための同期パッキング方式。
5. デインターリーブや誤り訂正デコードのような既存のシステムの要素によって処理されるチャンネルビットを出力するユーザのデバイス（例えば、携帯電話）のための信号分離ブロック。

【0023】

10

20

30

40

50

下りおよび上り回線両方でのビット誤り率を改善するために、6つ目の電力制御方式を用いてもよい。

【0024】

上り回線チャンネルのためのパッキング方式は、非常に単純である。コントローラは、単に、1以上のユーザを全く同じチャンネルに割り当てる。したがって、GSMシステムでは、基地局のコントローラは、空いているタイムスロットすべてをアクティブなユーザに割り当てるだろう。新しいユーザがタイムスロットを要求すると、コントローラは、すでに占有されているタイムスロットを割り当てる。

【0025】

パラメータ推定ブロックは、各ユーザの受信電力、ボータイミングオフセット、周波数オフセット、およびオシレータの位相の推定値を計算する。コントローラは、新しいユーザに関する取得中に、受信された取得信号を、受信電力、ボータイミングオフセット、周波数オフセット、およびオシレータの位相について最尤推定値を計算する仮パラメータ推定サブブロックに送信する。この情報は、次に、共有されたタイムスロット内の既存の1以上のユーザだけでなく、新しいユーザに対しても、これらのパラメータの推定値を洗練させるパラメータ洗練サブブロックに送られる。

10

【0026】

信号分離ブロックは、レシーバ内の2つの動作モードを自動的に交互に繰り返すアルゴリズムからなる。そのアルゴリズムは、相対受信信号電力が除去手順に有利である場合には、可能であれば、単純な除去手順に戻る。除去により、要求されるビット誤り率を与えることができない場合には、レシーバは、シンボル間干渉 (ISI) がテール切断されたバージョンの最適非同期マルチユーザ検出器に戻る。2を超えるユーザに対しては、ISI切断最適マルチユーザ検出と除去との複合型が用いられる。

20

【0027】

回復された信号の電力の隔たりが6dBより小さい場合には、テール切断を用いて、計算の複雑性が低減される。除去手順は、すべてのマルチユーザ検出手順の中で最も複雑性が低い、受信された電力の隔たりが6dBより大きく、最高電力の信号が著しく目立っていない限りは、ビット誤り率が悪い。

【0028】

主題のシンボル間干渉テール切断全数検索は、Verduの本文中に詳述されている最適全数MUDの改良版であり、最尤結合シーケンスを見つけるために用いられるビタービデコードにおけるステージ当たりの状態の数を低減することによって、複雑性の大幅な低減を実現する。それは、最適全数検索MUDの形成において、シンボル間干渉テールの存在を無視することにより実行される。

30

【0029】

同じチャンネル内にパッキングされた2以上のユーザに対しては、グループ分け複合型方法が用いられる。この方法は、受信された電力に従って、信号をファミリにグループ分けする。一実施形態では、1つのファミリで最も低い電力信号は、次に低い電力ファミリ内の最も高い電力信号よりも6dB高い必要がある。ISI切断全数検索MUDは、一時に1つのファミリに対して実行され、最も高い電力ファミリから始まって、電力順位の低い方へと実行されていく。そのファミリの各ユーザに対してビットストリームが生成されると、受信された信号は、切断されたISIテールなしに、そのファミリ内の各ユーザに対する署名パルス全体を用いて再作成される。この再作成された干渉信号は、次に、元の受信信号から減算され、干渉低減信号が生成される。干渉信号の再作成に先立って、実行可能であれば、適切な誤り訂正を適用することにより、ビットストリームを訂正してもよいことに注意されたい。上述のMUD-再変調-除去の手順は、すべての信号ファミリが検出および/またはデコードされるまで繰り返される。このブロックは、各チャンネルを共有するユーザの総数に加えて、パラメータブロックにおいて推定されたパラメータすべてを必要とする。

40

【0030】

50

テール切断について、テール切断は、単に、広域検索マルチユーザ検出器に、テールなしでユーザの署名パルスのレプリカを提供することだけを必要とする。多数の干渉信号の集合からなる受信信号に関するビットストリームの最適セットを決定するために全数検索を実行するトレリス（ビタービデオコード）を構築する際には、各ユーザの署名パルスのレプリカを提供する必要があり、テールが除去されてビタービデオコードに提供されるのは、この署名パルスであることに注意されたい。

【0031】

通例はK個の干渉信号に対して6ビット継続時間を超えるゼロでない継続時間全体にわたって完全なパルスを提供する場合には、その結果としてのビタービデオコードは、ステージ当たり M^n 個の状態を有する。ここで、Mは、M相変調（例えば、M=2は、2相変調）に対応し、Kは、干渉するユーザの数であり、nは、ISIの数（例えば、署名パルスがゼロでないビット継続時間の数）である。

10

【0032】

すべての可能なビットの組み合わせに対応するすべての可能な経路を検索するためにビタービデオコードにとって必要な計算の複雑性は、トレリスのステージ当たりの状態の数である M^n に比例する。

【0033】

本発明において、ビット当たりに必要な計算を大幅に低減するために、テール切断されたバージョンの各ユーザの署名パルスが、全数検索マルチユーザ検出器に提供される。r番目のビットの継続時間（ $r < n$ ）を過ぎてパルスを0に設定することを選ぶ場合には、トレリスにおけるステージ当たりの状態の低減された数、すなわち、 M^r で、ビタービデオコードを介して全数検索を行う。

20

【0034】

ユーザ信号が同じ電力で受信されている場合には、このテール切断は、ここでは最適下限の全数検索マルチユーザ検出器の性能において取るに足らない低下を引き起こすが、複雑性の十分に低い所望のビットストリームを提供する。

【0035】

受信信号が、6-7dBのような比較的大きい電力差によって分離されている場合には、比較的低い電力のユーザに関するビットストリームの誤り率は、テール切断されたバージョンの全数検索マルチユーザ検出器を用いることによって大幅に悪化される。

30

【0036】

この悪化の問題を解決するために、本発明は、電力順の除去技術を用いる。最高電力の信号と残りの信号との間の電力差が6dBよりも大きい場合には、最高電力の信号は、比較的低い電力の信号がビタービデオコードに基づく検索の形成において切断されたテールを有する状態で、全テールと共に除去され、それにより、これらのテールが最適信号分離プロセスにおいて引き起こす複雑性が排除される。

【0037】

したがって、複雑性を低減するために除去を用いる、より一般的な場合には、電力が近い任意の2つの受信信号が大きく（例えば、6dB）分離されている場合に対して考慮されたい。この場合には、全数検索マルチユーザ検出器によって予測される干渉ユーザに関して、比較的高い電力の信号グループを除去して、Kを低減することにより、複雑性を低減する。具体的には、最高電力のグループにおけるユーザの数が、I人のユーザのみであることを、全数検索マルチユーザ検出器に伝える。実質的には、他のユーザすべてをバックグラウンドノイズとして扱うよう決定している。一旦、これらのユーザがデコードされると、それらは、完全なISIテールと共に再作成され、受信信号から除去されて、干渉の低減された信号、例えば、最高電力のグループにおけるI個の信号が存在しない場合に受信されたであろう信号の推定値、を生成する。

40

【0038】

他のユーザはすべて、受信電力がはるかに低い（例えば、比較的高い電力のグループにおける最も低い電力ユーザよりも6dB低い）ので、この最適下限の仮定は、高電力のグル

50

ープのユーザのビット誤り率に取るに足らない悪化をもたらす。

【0039】

テールを切断してユーザを繰り返し除去することの利益は、必要な計算の複雑性が、デコードされるビット当たり $M^I (I r)$ のオーダーでしかないために、少なくとも1桁は低くなることである。これは、 $I < K$ および $r < n$ であることから、 $M^K (K n)$ よりも大幅に小さい。

【0040】

一旦、最高電力グループ内の I 人のユーザのデコードされるビットがデコードされると、信号は、 n ビットの継続時間にわたる完全なテールを備えた完全な信号を用いて再構築され、再構築された完全な信号は、受信信号から減じられる。ここで、最高電力グループ内の I 人のユーザを含まない受信信号の推定値が生じる。次いで、そのプロセスは反復され、残りの信号がなくなるまで、次に高い電力グループの信号が検出および除去される。

10

【0041】

一実施形態では、電力グループ分けは、パラメータ推定ブロックによって実行される。パラメータ推定ブロックは、その関数の一部として各ユーザの電力を決定する必要がある。それは、次に、電力に基づいてユーザを順位付けする。一旦、順位付けされると、ユーザは、電力ファミリーに従ってグループ分けされる。電力ファミリーに対しては、1つのファミリー内の最低電力のユーザと、次の比較的低い電力ファミリー内の最も高い電力ユーザとの間に大きな電力差（例えば、6 dB）が存在する必要がある。

【0042】

全体で2ユーザのみである場合には、電力グループ分けは、それらの電力差が6 dB以上であれば2ユーザを2つのグループに分け、電力差が6 dB未満であれば1つのグループに分類する。

20

【0043】

下り回線に関して、下り回線のための主題の同期パッキング方式は、ユーザデバイスにおける単純な信号分離手順を可能とする。ここで、主題のシステムは、信号を下りチャンネルに送信する前に、コントローラ内で順序正しい信号パッキングを実行することができる。これは、すべてのタイミングまたは位相オフセットが、パラメータの推定に先立って携帯電話によって知られる点で有効である。

【0044】

ユーザデバイス内の分離アルゴリズムブロックは、基地局のブロックと同じものでもよいことに注意されたい。

30

【0045】

さらなる改良として、携帯電話機における電力を制御して、電力レベルに基づいて受信信号のグループを提供し、実際的には、 K を比較的小さい k のサブグループに分割することにより、より高速な処理を可能とするための電力制御方式を実装することができる。

【0046】

過飽和状態の通信の主な利益は、次世代携帯電話、ローカル無線ループ、および、装置または電気製品の無線インターネットワーキングのための無線ローカルエリアネットワークなどの将来の利用のために現在設計されているシステムだけでなく、既存の携帯電話、P

40

【0047】

要約すると、無線ネットワークを通して通信できるユーザの数を増大させて、複数のユーザが、同じチャンネルすなわち周波数で同時に情報を送信することを可能にするシステムが提供されており、そのシステムでは、チャンネル上の他の干渉信号を分離または修復ためにビタービデコーダに基づいた信号分離システムが用いられている。一実施形態では、入力信号の電力，時間，周波数オフセット、および位相の推定値を提供するために結合パラメータ推定プリプロセッサを用いて、2以上のユーザが同じチャンネルに割り当てられる。パラメータ推定部によって推定された結合パラメータは、同じチャンネルに割り当てられた信号すべてを回復および分離する信号セパレータに適用される。主題のシステムは、同時に

50

送信された信号に対応して、除去技術およびテール切断技術を用いることにより新しい波形を必要とすることなく既存のチャンネル上で信号パッキングを提供することで、信号の分離における計算の負荷を最小限に抑えることができる。

対象となる発明のこれら及びその他の特徴は、図面に関連した詳細な記述との関係でより理解されるであろう。

【0048】

【発明の実施の形態】

ここで、図1によると、送信信号の同相および直交成分を回復して、送信された情報を伝達するビットストリームを提供する典型的なGSMシステムが示されている。ここでは、ネットワーク10を用いて、複数のユーザ12、14および16と、セルタワー20と無線通信ネットワークを介してやり取りする基地局との間で、情報をやり取りしている。周波数を過剰に使用する能力は、与えられた周波数で単一のチャンネルまたはTDMAタイムスロットに全員が割り当てられる複数のユーザが同時に存在する状況によって表される。このように、ユーザ1はチャンネル1で送信し、そのチャンネルに割り当てられたユーザ2およびユーザKまでのその他のユーザ全員も、同様にチャンネル1で送信する。基地局において、この場合に、レシーバ側での信号処理によって干渉信号を分類することが、主題のシステムの目的である。複数のユーザが、下りおよび上りチャンネル両方で全二重双方向通信を実現できるように、携帯電話機の各々において、同一の処理が実行されることがわかるだろう。そうすることにより、タワー、衛星またはその他の送受信ポイントのチャンネル容量を、与えられたチャンネルを同時に利用できるユーザの量すなわち数だけ増大させることができる。

10

20

【0049】

図2によると、2人のユーザ(図中の22および24)が、同じ周波数で情報を同時に送信すると、整合フィルタ28に接続され、次いで、判定部30に接続されている基地局26は、絶望的に破損された出力として提供する。それは、個々の信号が、互いに干渉しているためである。現行のシステムでは、1つの信号が他の信号と干渉し、干渉を除去したり信号を明確にしたりする試みがなされない場合には、復調信号が判別不能なほどに破損されるため、信号は、干渉を回避するために意図的に調整される。

【0050】

しかしながら、各々の信号によって運ばれ、信号を識別し、それらの信号を分離して、理解可能な情報を提供するために用いることのできる情報の量は、かなりの量であることがわかった。

30

【0051】

ここで、図3によると、チャンネルごとに1つの信号が存在する場合は示されている。ここでは、送信源32が、平方根二乗余弦送信フィルタによる同相直交変調方式を用いるレシーバ34に送信する。整合フィルタ36には、平方根二乗余弦フィルタが備えられている。これの次には、分離を行う37が設けられ、次いで、38においてサンプリングされた同相および直交成分、サンプルの符号で情報を運ぶ同相および直交サンプルストリームが続く。図中の例では、ビットは、-1または1であり、整合フィルタからの同相および直交信号は、ビットレートでクロック40によってサンプリングされる。これらの同調および直交信号は、次いで、インターリーブ・リアセンブラ42に供給され、その結果、変調信号の回復された同相および直交成分に相当する復調出力44が生成される。

40

【0052】

ここで、図4Aによると、主題のシステムの一実施形態において、二以上の同時の信号が、携帯ユニット22および24から基地局26に送信されている。ここでは、基地局からの出力は、電力、オフセット、およびオシレータの位相に関して、両信号のすべての関連パラメータの回復を図る結合パラメータ処理部50に供給される。上述のように、プロセッサ50は、推定処理によってこれらの結合パラメータ推定値を提供してよい。52で示すように、電力、オフセットおよび位相の検出器を用いて、取得チャンネルの信号からパラメータの最初の推定値を提供する。検出器52は、新しいトランスミッタが、制御チャネ

50

ル 5 4 を介して、そのチャンネルにおいて他のユーザの干渉なしに信号を送信する取得段階中に、パラメータを計算することにより動作することに注意されたい。

【 0 0 5 3 】

5 6 に示すように、基地局 5 6 は、2 人のユーザを同じチャンネルに割り当てており、同じ周波数上の信号の数 5 8 は、そこから導き出されることがわかる。この情報は、結合パラメータ推定プロセッサ 5 0 および信号セパレータ 6 0 に伝えられ、それにより、適切な推定値が信号分離部 6 0 に提供される。

【 0 0 5 4 】

基地局の出力、すなわち、スクランブルされた信号は、信号分離部 6 0 に接続される。信号分離部の動作は、以下に説明する。電力、オフセットおよび位相の推定値を用いて、信号分離部 6 0 は、マルチユーザ検出技術に基づいて、2 つの信号に対応するデータストリームを明確化または回復する。信号分離部 6 0 は、基本的に受信コンスタレーション内のデータポイントのすべての可能性を調べて、どのデータポイントがどの信号に属するのかを決定する全数検索アルゴリズムを用いる。このアルゴリズムが、破損された受信信号から各種データストリームを分類することができるのは、一部には、電力、オフセットおよび位相が異なっているからである。図 4 B に見られるように、マルチユーザ検出の説明は、Verdu の第 4 章に従っている。

【 0 0 5 5 】

共に干渉するユーザすべてに対して、すべての可能なビットストリームの全数検索を実行して、ユーザ各々に対して最尤ビットストリームを確定する動的プログラミングアルゴリズムによって、最小ビット誤り率マルチユーザ検出器を実装することもできる。ビットストリームをユーザに割り当てたことは、干渉ユーザ各々に対応する送信情報が分離されていることを意味する。全数検索は、ステージの数と、ステージ当たりの状態の数 $M^{K \cdot N}$ とに比例する計算努力をそれぞれ必要とする 2 回の独立した反復を実行する。したがって、ビット当たりの複雑性は、 $M^{K \cdot N}$ のオーダーである。

【 0 0 5 6 】

どのデータポイントがどの干渉信号に関するものかを決定するために用いられる全数検索アルゴリズムは、非常に高い計算能力を必要とする。一般に、マルチユーザ検出は、比較的大規模なコンピュータによって遂行されてきた。そのような極度の計算は、今のところ、携帯電話機や基地局の CPU では実行できない。したがって、携帯ユニットにおいて、さらに同時に基地局において、信号分離ビットを実現できるように、全数検索を低減できることが重要である。

【 0 0 5 7 】

ここで、図 5 によると、計算の低減を実現する方法が、簡単な例を用いて説明されている。2 つの波形 6 2 および 6 4 は、同一の位相を有し、それぞれの包絡線内に存在しており、6 6 に示すように合成され、フィルタ 6 8 によって抽出された後に、7 0 においてサンプリングされることがわかる。その結果は、4 つの可能な値、 $+A_1 + A_2$ 、 $+A_1 - A_2$ 、 $-A_1 + A_2$ 、または $-A_1 - A_2$ を有する。これらの成分は、2 つの信号間の異なる位相および電力の関係をそれぞれ示す図 5、6 および 7 に示すように、受信コンスタレーションのデータポイントとしてプロットすることが可能である。7 4 に示すように、バックグラウンドおよびレシーバ雑音のために、これらのデータポイントについては、ある程度の不確実性がある。

【 0 0 5 8 】

要するに、受信コンスタレーション内の実際のデータポイントの推定値を提供できることが、全数検索の目的であり、この検索は、計算の負荷を低減するために、大いに縮小すなわち洗練される必要がある。

【 0 0 5 9 】

検索されるデータポイントの総数に寄与するものの一つは、図中の 8 0 で示されたシンボル間干渉テールの長さであり、それは、信号 8 4 の後方部分から存在すると考えられ、パルス 8 2 の主要部分と干渉する。

10

20

30

40

50

【0060】

本発明の態様の1つとして、このテールを無視して、より修正可能な数のデータポイントを受信コンスタレーション内に提供する。具体的には、これは、検索トレリスまたはビデオコダにおいてステージ当たりの状態が比較的少ないことに対応する。

【0061】

他のユーザに対応するパルスの後続の主要部分に対する1ユーザのテールの影響は、電力によって決まることがわかるだろう。例えば、干渉している信号の電力が、最高電力の信号に比べて低い場合には、比較的低い電力の信号のテールを無視する影響は、最高電力の信号に関する全数検索プロセスの結果に対しては極小である。一方、高電力の信号のテールを無視する影響は、比較的低い電力の信号に関する全数検索の結果に対して壊滅的である。両方の信号が、比較的似通った電力で受信された場合には、テールを無視ことにより、コンスタレーションの各ポイントの周りの不確定性クラウドのサイズが、取るに足りないほど増加するだけで、検索しなければならないポイントの総数が、劇的に低減される。この意味するところは、全数検索は、ISIテールを無視できる場合には、与えられた信号にデータポイントを割り当てるために莫大な数の可能性を調べる必要がないということである。

【0062】

r シンボル ($r < n$) を超えるシンボル間干渉テールを無視する2つの技術と、最高電力のユーザまたはユーザグループを除去する除去技術の利用が、図8に示されている。ここでは、88に示すように、実行される全数検索マルチユーザ検出に先立って、最高電力のユーザが86において除去される最も簡単な処理が示されている。全数検索マルチユーザ検出では、 r ビット持続時間を超えるシンボル間干渉テールは無視されることがわかるだろう。最高電力のユーザの除去と、テールの無視とを組み合わせると、一般に、図中の B_1 および $B_2 \dots B_k$ で示された様々なビットストリームの回復において、少なくとも5桁は、計算負荷が低減される。

【0063】

図9に示すように、信号の電力が同じである場合には、除去を行わずに、干渉テールを無視して、全数検索マルチユーザ検出88が実行される。

【0064】

ここで、図10によると、より詳細に、基地局コントローラ90は、回線92を介して取得チャネルの受信信号を標準単一ユーザパラメータ推定部94に提供する。標準単一ユーザパラメータ推定部94は、次いで、結合マルチユーザパラメータ洗練およびユーザグループ分け部96に接続されている。さらに、ユニット96への入力、回線98によって示されるように、トラヒックチャンネルXに現在割り当てられている信号の数である。

【0065】

トラヒックチャンネルXの受信信号は、回線100を介してユニット96と、パラメータ洗練およびユーザグループ分け部の出力104を必要とする結合マルチユーザ信号復調部102とに送られる。

【0066】

標準単一ユーザパラメータ推定部は、電力、搬送波の位相、搬送波オフセット、およびタイミングオフセットの最初の推定値を、結合パラメータ洗練およびユーザグループ分け部96に提供する回線106を介して、このユニット96に接続されていることに注意されたい。結合マルチユーザパラメータ洗練およびユーザグループ分け部の出力は、トラヒックチャンネルXの信号すべてに対する電力、搬送波のオフセット、タイミングオフセットの改善された推定値のセットである。これら5つのパラメータおよびユーザのグループ分けは、結合マルチユーザ信号復調部によって用いられ、それにより、分離された信号を表すユーザ1、ユーザ2...ユーザKに対して生ビットストリームを出力することが可能となる。

【0067】

ユニット96は、さらに、相対電力に関して入力信号のグループ分けを決定するよう機能

することがわかる。

【0068】

生ビットストリームは、デインターリーブ、誤り訂正デコード、およびその他のフィルタ技術のようなシステム内にすでに存在する残りの処理を施されなくてもよいことがわかる。

【0069】

ここで、図11によると、結合マルチユーザ信号復調システムが示されている。ここでは、結合マルチユーザ信号復調部102は、図中の100で示されているチャンネルXの受信信号である入力を有する。図からわかるように、受信信号は、電力に従ってグループ分けされた第1のグループのq1入力信号を基本的に処理する結合復調、再変調、除去およびグループ分け部110に提供される。

10

【0070】

ユーザグループ1部110の出力は、第1のグループのユーザよりも低い電力を有するユーザのみが唯一存在するとした場合の受信信号の推定値である。この出力は、次に、112で示すユーザグループ2のための結合復調、再変調および除去部に提供される。ユーザグループ2部112の出力も、第2のグループのユーザよりも低い電力を有するユーザのみが唯一存在するとした場合の受信信号の推定値である。

【0071】

その処理は反復され、それにより、114に示すように、ユーザのグループLに対して信号が処理されるまで、ユーザのグループLまでのすべてのユーザのグループに対して、処理が継続される。ユニット110、112および114の各々の出力は、特定のグループの中の全ユーザに対する生ビットストリームであることがわかる。例えば、回線116の出力は、第1のグループ内のq1ユーザ全員に対する生ビットストリームであり、118の出力は、第2のグループ内のq2ユーザ全員に対する生ビットストリームであり、120の出力は、最後のグループ内のqLユーザ全員に対する生ビットストリームである。

20

【0072】

ここで、図12によると、結合復調、再変調および除去部が示されている。

【0073】

ここでは、現在のグループ(ここでは、第1のグループ)のユーザのための最適非同期マルチユーザ検出器130に、入力信号100が提供される。このユニットは、ISIテールの修正も考慮に入れる。

30

【0074】

最適非同期マルチユーザ検出器すなわちMUD130は、Verduの第4章に記載された技術を用いてマルチユーザ検出を実行するユニットであり、この場合には、シンボルの適切な数、例えば、rを超えて存在するシンボル間干渉テールの存在を無視する。これは、このユニットで提供される全数検索の計算の複雑性を大幅に低減するために行われる。

【0075】

Verduの第4章に示唆されているように、マルチユーザ検出アルゴリズムは、結合パラメータ推定手順の出力である、チャンネルを共有する全ユーザに対する受信電力、位相、周波数オフセット、およびタイミングオフセットの知識を必要とする。さらに、ユーザグループ分け情報も、回線104を介してユニット130に提供される。

40

【0076】

この情報から、ユニット130は、このステージで、処理されるべきq1個の信号と、無視されるべきK-q1個の信号とを決定する。ユーザの総数Kの内の小さいサブセットq1をグループにまとめることにより、最適非同期マルチユーザ検出の複雑性を低減し、 $M^{q1 \times r}$ とする。ただし、q1は、この第1のサブグループのユーザ数である。rは、nよりも小さい低減されたISIの数、すなわち、実際のISIの数を示すために用いられることを思い出されたい。

【0077】

ユニット130の出力は、回線132に示されたように、現在のグループの全ユーザに対

50

する生ビットストリームであり、ユニット130の別の出力は、現在のグループのユーザに対する完全なISIテールを備えた受信信号を再変調して再生成するユニット134に提供される。

【0078】

ユニット134の目的は、第1のグループに関するユーザのみが唯一の送信ユーザであった場合に存在するであろう受信信号を再生成することである。各ユーザの信号は、完全なISIテールを備えて再生成されることに注意されたい。この動作は、136において実行され、その結果、138における出力は、第1のグループのユーザよりも低い受信電力を有するユーザのみが存在した場合の受信信号の推定値となる。

【0079】

出力138における信号は、比較的小さい数の送信信号のみに対応する信号であることがわかる。例えば、図12が、第1のユーザグループに関する結合復調再変調除去ブロックを表す場合には、出力138は、K-q1のユーザにのみ対応する。

【0080】

ブロック110は、最適非同期MUDの計算の複雑性が大幅に低減されるように、ユーザの数を減少させるために繰り返されることわかるだろう。電力グループ分けが可能である場合には、全体の結果として、少なくとも5桁は計算の複雑性が低減される。

【0081】

最適非同期マルチユーザ検出部が適切に動作するためには、そこへの入力が、チャンネルを共有するユーザ全員の受信電力、位相、周波数オフセットおよびタイミングオフセットに

【0082】

基本的に、上述のパラメータを推定する方法は2つある。1つ目は、単一のユーザが取得チャンネルに存在することを仮定するユニット94によって示されたようにパラメータを推定する演繹的方法である。ユニット94は、取得チャンネルの信号に基づいて簡単なパラメータ推定を実行する。電話の電源が入れられると、電話は、トラヒックチャンネルに割り当てられる前に、個々の取得チャンネルを介して基地局と通信しなければならないことがわかるだろう。ユーザが1人だけである場合には、パラメータ推定部94は、従来技術を用いて、電力、タイミングオフセットおよび周波数オフセットを確定することができる。チャンネルを共有する全ユーザの電力、周波数オフセットおよびタイミングオフセットの最初の推定値を演繹的に確立するために用いることができるのは、これらの信号である。このパラメータ推定システムが動作するのは、常に、取得チャンネルを介して送信することが許可されるユーザが1人だけであるためである。

【0083】

ある与えられた時間にシステムに接続しようとするユーザは、1人のみであることがわかる。その結果、基地局が、利用可能なトラヒックチャンネルを使い果たしたと仮定して、あるユーザが与えられたトラヒックチャンネルを用いており、別のユーザが基地局と通信しようとする場合には、第2のユーザは、上述の方法でパラメータを確定させて、同じトラヒックチャンネルを介して接続されることが可能である。これは、トラヒックチャンネルへの追加ユーザの接続に関する連続的な処理である。ユーザが、取得段階を超えてトラヒックチャンネルに移行すると、そのユーザのパラメータが洗練される。これは、図10のユニット96によって実行される。

【0084】

結合マルチユーザパラメータ洗練およびグループ分け部96は、図13に示すように、位相の推定値を計算し、電力、搬送波オフセットおよびタイミングオフセットの推定値を洗練する。未洗練のパラメータを信号分離に用いることも確かに可能であるが、図12の最適非同期マルチユーザ検出器130によって、より堅固な信号分離を実現できるように、これらのパラメータをさらに洗練すると、より有効である。

【0085】

ここで、図13によると、洗練を実現する方法が説明されている。図からわかるように、

10

20

30

40

50

図中の $r(t)$ で示された入力信号 100 は、破損された信号のトレーニングシーケンス部分を分離するよう機能するユニット 140 に進む。本発明の一実施形態では、トレーニングシーケンスは、図 4A の基地局 26 によって取得の間に確立される。基地局 26 は、同じトラヒックチャネルを割り当てられたユーザ各々に固有のトレーニングシーケンスを割り当てる。システムは、トレーニングシーケンスを用いて、ビットタイミングオフセット、周波数オフセットおよび位相の追跡を可能とする。したがって、取得の間に、基地局は、携帯電話機と通信して、そのタイミングを基地局のタイミングに、延いては、この新しいユーザにも割り当てられるトラヒックチャネルにすでに存在する他のユーザのタイミングに同期させる。これは、伝統的に、任意の TDMA ベースの商業用のセルラーシステムまたは衛星システムで実現される。このトレーニングシーケンスは、さらに、洗練されたパラメータ推定値を確定できるように個々の信号を分離する手段を提供するために、主題のシステム内で用いられる。

10

【0086】

したがって、140 に示すように、受信信号は、データビットに対応する信号の部分から出力ゼロ化することに基づいて分離され、トレーニングビットに関する信号の部分は、出力としてそのまま残される。トラヒックチャネル X を占有する送信信号に対応する受信信号のトレーニングシーケンス部分は、受信信号のデータ部分に由来する信号のゼロ出力と共に、142 および 144 で示されている。

【0087】

ユニット 140 の出力は、加算接合器 146 に提供される。148 において、以前に同じトラヒックチャネルに割り当てられたすべてのユーザ信号のトレーニングシーケンス部分に対応する信号が再生成される。

20

【0088】

したがって、148 の出力は、最も新しいユーザを除く全ユーザに由来する受信信号のトレーニングシーケンス部分の推定値である。146 では、最も新しいユーザを除く全ユーザのトレーニングシーケンス部分の推定値が、最も新しいユーザを含む全ユーザの受信信号のトレーニングシーケンス部分から減じられる。150 におけるその結果は、最も新しいユーザのみがチャンネル X に単独で存在した場合に存在するであろう受信信号のトレーニングシーケンス部分の推定値である。これは、取得ステージの間に求められた既知のトレーニングシーケンスと、ユーザ K のパラメータ（すなわち、受信電力、オシレータの位相、タイミングオフセットおよび周波数オフセット）に対する最初の推定値とを前提とするユーザ K のパラメータのための最大帰納的推定器に、回線 150 を介して提供される。これは、ユニット 152 によって実行される。

30

【0089】

回線 150 の情報は、最も新しいユーザのみが存在した場合のトレーニングシーケンス部分の間の受信信号を反映していることがわかる。したがって、上述の処理では、ユニット 152 から見ると、他の信号が存在しないかのように見える。ユニット 152 は、ユニット 94 を省いた場所を占めることに注意されたい。標準的な単一ユーザ用パラメータ推定部 94 は、チャンネル当たりには 1 ユーザしか存在しなかったことを仮定しているが、取得段階においては、チャンネル当たりには 1 ユーザしか存在しないため、それが正しかったことが

40

【0090】

ここで、ユニット 152 は、トラヒックチャネルに基づいて最初の情報を用いると共に、トラヒックチャネルの信号を分離する際に有効なパラメータの洗練を許可する。

【0091】

推定の理論では、推定値の誤差分散で評価されるパラメータ推定値の質は、パラメータ推定処理が継続を許容された期間に逆比例することが周知である。要するに、長く見るほど、パラメータ推定値は良好となる。

【0092】

したがって、推定部 152 で実行されることは、回線 98 を介して示したようなトラヒッ

50

クチャンネルに割り当てられたユーザの数と、各ユーザに対する最初の推定値（すなわち、106に示したようなタイマーオフセット、周波数オフセット、電力および位相）を前提として、適切な質となるまで、推定部152が、割り当てられた通信チャンネルの全信号のパラメータ推定値を改善するために作動し続けることである。これは、各ユーザのパラメータを1つずつ洗練し、最も新しいユーザに対してチャンネルXに加わる優先権を常に与えて、チャンネルXの各ユーザに対応するパラメータセット各々のさらなる洗練を順番に実行することにより実行される。

【0093】

より詳細には、推定部は以下のように動作する。システムは、最初に、前の推定値を取り込んで、一時的にそれらを保留しておく。次いで、システムは、新しいユーザのみによって送信された信号のトレーニングシーケンス部分に対応する干渉調整信号150を取得する。システムは、複数のバースト期間にわたってこの信号を観察する。バースト期間とは、別のセットのパラメータ推定値を計算するために用いられる所定の短い時間間隔を意味する。この所定の間隔すなわちウィンドウに、位相、電力、タイミングオフセットおよび周波数オフセットが、図10のユニット94に示されたのと全く同じ方法で決定される。これは、上述のトレーニングシーケンスを前提とする。

【0094】

この時点で、元の推定値が確保され、さらに、第1のセットに依存しない第2のセットの推定値が得られた。システムは、より良好な推定値を得るためにそれら2つを平均する。この処理は繰り返され、均等加重平均を反映するのに適切な加重を掛けるか、または、より最近の推定値により大きい加重を掛けるかして、新しい間隔すなわちウィンドウに基づいて新しい推定値を追加する。所望の正確さが達成されるまで、最大数の連続した推定値が、繰り返し平均される。

【0095】

マルチユーザ検出器は、できる限り早く、好ましくは、リアルタイムに推定値を必要とし、極端に大きな数の平均を完了するほどの時間まで待つことができないことがわかる。主題のシステムでは、パラメータ洗練部は、複数の洗練された推定値を同時に出力するが、次に、システムが動作し続ける際に推定値がますます洗練されるように、長期間にわたって推定値の洗練を継続し、それと同時に、リアルタイムの推定値をマルチユーザ検出器に提供する。チャンネルXに加わる最も新しいユーザのために、良質の推定値が実現されると、ブロック148は、このユーザに関するパラメータの洗練を可能とするために、チャンネルXの比較的古いユーザの信号の内の1つを除いた全信号を減じるよう切り換える。この処理は、すべてのユーザのパラメータが順に洗練されるように繰り返される。

【0096】

連続的な時間間隔にわたって平均し続けると、与えられたシステムに対して最適な平均が実行される収集期間となることがわかるだろう。この時、前の収集間隔に基づく推定値は、時間と共に信号が変化することを考慮して、推定値が、できる限り最新のものとなるように、振り落とされる、すなわち除去される。本明細書では、このことを追跡と呼ぶこととする。したがって、推定器152は、推定値が時間と共に変化できるように、収集されるデータのスライディングウィンドウでパラメータ推定値を洗練する。さらに、いかなる時点においても、チャンネルXに割り当てられたK人のユーザのいずれかの最新の推定値が、148にフィードバックされているだけでなく、106を介して信号分離ブロックに送信されている。最終的な結果として、できる限りリアルタイムの基準に近い時点で、質の高いパラメータ推定値が、106を介して信号分離ブロックに供給される。

【0097】

上述の推定器は、与えられたトラヒックチャンネルに同時に割り当てられた信号の分離に有用であるばかりでなく、干渉が意図的または意図的でない干渉信号の分離を試みるすべての種類のマルチユーザ検出器にも有用であることがわかる。したがって、最大帰納的推定器は、本明細書の好ましい実施形態として記載されたマルチユーザ信号復調システムに用いられるだけでなく、信号に関する任意の種類マルチユーザ検出または除去が必要とさ

10

20

30

40

50

れる任意の場合に用いられてよい。

【0098】

本発明のさらなる態様として、本発明は、信号分離ブロックの性能を向上させるように個々の携帯ユニットの電力をより慎重に制御する電力制御方式を用いて、さらに良好に動作させることができる。したがって、パラメータ推定器は、個々の信号の電力の推定値を提供するよう機能することで、閉ループオーバーパッキングシステム内でそれらの電力を慎重に制御できるようにすることができる。

【0099】

ここで、主題の複合型マルチユーザ検出器のソースコードを提示する：

複合型マルチユーザ検出器：

10

Mud_demod.m

```
function mud_demod(paramflag,demoflag,nbit,mud_demod)
```

```
%mud このプログラムは、MUDアルゴリズムを実施する。
```

```
% 入力：下り回線からのトラヒックと推定パラメータファイル。
```

```
% トラヒックファイルは、bfn_dChOut.matと呼ばれ、
```

```
% 推定パラメータファイルは、bfn_estParams.matと呼ばれ、
```

```
% bfnは、ユーザがinParams.mにおいて選択した基本のファイル名を表す
```

```
%
```

```
% 入力
```

```
% paramflag：1に設定されている場合、パラメータ推定ルーチンからの出力を用いる。
```

```
% 0に設定されている場合、growth trueを用いる。
```

```
% 初期値0（パラメータ推定値が完全とはいえないため）
```

```
% demoflag：1に設定されている場合、ビタービは、残存している経路の状態を保存する。；
```

```
% 0に設定されている場合、ビタービは、残存している経路のビットシーケンスを保存し、ユーザが2を超える実行ケースのためにメモリを保存する。
```

```
% 初期値1
```

```
% nbit：infに設定されている場合、ファイル全体を処理する。
```

```
% K（整数）に設定されている場合、多数ケースのシナリオにおける高速検索のためにKステージのみを処理する。
```

```
% 初期値inf；
```

```
% mud_demod：ハイブリッドまたはdemudのみ
```

```
%
```

```
%
```

```
% K_estは、K（信号内の送信者の数）の推定値を表すスカラ整数値である。
```

```
% tau_estは、バースト遅延（tau）の浮動小数点推定値の1ベクトルとK_estを掛けたものである。
```

```
% T_estは、T（スタッガオフセット）の整数の推定値の1ベクトルとK_estを掛けたものである。
```

```
% dChOutDataは、下り回線モジュールからの信号であり、浮動小数点時間サンプルのLベクトルと1を掛けたものである。
```

【0100】

20

30

40

```
%
% 出力
% demodOutDataは、浮動小数点時間サンプルのLマトリクスとK_estを掛けたものである。

if nargin < 1 % ユーザが指定していない場合、demoflagは0に設定。
    paramflag=0;
    demoflag =1;
    nbit = inf;
    mud_demod=1;
elseif nargin < 2 % ユーザが指定していない場合、demoflagは0に設定。
    demoflag =1;
    nbit=inf;
    mud_demod=1;
elseif nargin < 3 % ユーザが指定していない場合、demoflagは0に設定
    nbit=inf;
    mud_demod=1;
elseif nargin < 4 % ユーザが指定していない場合、demoflagは0に設定
    mud_demod=1;
end

demoflag
paramflag
nbit
mud_demod

% 初期設定
global batchMode baseFileName
system_constants_init; % グローバルシステム変数を取得

if isempty(batchMode)
    batchMode=0;
end
mFilePath=pwd;
cd ..
if exist('outputFiles')?=?7
    mkdir('outputFiles');
end
cd outputFiles;
outPath=pwd;

【 0 1 0 1 】
```

```
% 推定パラメータファイルのロード
if batchSize==1
    ?filename,pathname?=uigetfile('*_estParams.mat','Select an Estimated
Parameter File');
    baseFileName=strtok(filename,'_');
    cd(pathname);
    filename=sprintf('%s%s_estParams.mat',pathname,baseFileName);
else
    if exist(baseFileName)~=7
        mkdir(baseFileName);
    end
    cd(baseFileName);
    pathname=?pwd ' #'?;

    % パラメータ推定値が準備完了の場合
    filename=sprintf('%s%s_estParams.mat',pathname,baseFileName);
end

% 信号ファイルのロード
sigfilename=sprintf('%s_dChOut.mat',baseFileName);
load(sigfilename,'dChOutData');
if nbit == inf
    dChOutData=dChOutData(1:nbit*4); % デバッグのため
end
L = max(size(dChOutData));
cd(mFilePath);
?bitinfo,tau_est,A_est,K_est,sidx,signal_delay,T,TSC,unbias_tau?=premod(
filename,L,paramflag);
%

% echo
T
TSC
unbias_tau

【 0 1 0 2 】
```

```
% 後の利用のためにインデックスを記録 (bitinfoは変更可能)
keep = zeros(size(bitinfo));
small=size(keep,1);
startidx = zeros(K_est,1);
for ik = 1:K_est
    keepidx = find(bitinfo(:,ik)==2);
    small = min(length(keepidx), small);
    keep(1:length(keepidx), ik)=keepidx;
    starttmp =find(bitinfo(:, ik)); %
    startidx(ik) = starttmp(1); % 最初に、demud only modeで0でないイ
ンデックスを利用
end
keep = keep(1:small, :);
```

10

```
% トレーニングデバッグを効果的に止める通常のデータでトレーニングbitinfo
を置き換える。
%bitinfo(find(bitinfo))=2;
bitinfo(find((bitinfo ?=3)& bitinfo))=2; % jolは、対比のために遷移ビット
として3つのタイプのビットを加える。
```

```
outPath=?outPath '¥' baseFileName?;
```

20

```
if mud_demod % hybrid mud and demud mode
```

```
【 0 1 0 3 】
```

```

% 以下は、プログラムの要点
?maxA,maxIdx?=max(abs(A_est));
thr=.5*maxA;
nogo=0;
newset='?';
for i=1:length(A_est),
    if i?=maxIdx,
        if(abs(A_est(i))>thr),
            nogo=1;
        end
        newset='?newset i?;
    end
end
if ?nogo,
    rrcos=sqrt(racos(L_HALF,ROLLOFF,FB,SAMPLERATE));
    rrcos = rrcos(:).';
    rx_filter_delay = (length(rrcos)-1)/2;
    mf=conv(dChOutData,conj(flipud(rrcos(:)))));
    phase=?conj(A_est(maxIdx));conj(j*A_est(maxIdx))?./abs(A_est(maxIdx)
);
    ioffset=signal_delay+rx_filter_delay+1+round(tau_est(maxIdx)*4);
    k=1;
    i =ioffset:4:length(mf);
    Y = zeros(1,length(i));
    for i=ioffset:4:length(mf),
        if bitinfo(k,maxIdx)==3,
            temp=phase(1);
            phase(1)=phase(2);
            phase(2)=temp;

```

10

20

```
end
if bitinfo(k, maxIdx)==0,
    A=0;
else
    A=phase(mod(k-1, 2)+1);
end
Y(k)=real(A*mf(i));
if Y(k)>0,
    Y(k)=1;
end
if Y(k)<0,
    Y(k)=-1;
end
k=k+1;
end
I=find(bitinfo(:, maxIdx)==0);
II=I(find(diff(I)>1))+1;
if(I(1)?=1),
    II=?1 ;II?;
end
st=signal_delay+tau_est(maxIdx)*4+1;
for i=1:length(II),
    ed=II(i)+NUM_BURST_BITS-1;
    if II(i)=length(Y),
        break;
    end
    if ed > length(Y),
        ed=length(Y);
    end
end
```

10

20

```

s=oqpskmod(Y(II(i):ed), SAMPLERATE, rrcos)*sqrt(2);
sd = A_est(maxIdx)*s;
x=st+(II(i)-1)*4-24:st+(II(i)-1)*4-24+length(sd)-1;
if x(length(x))>length(dChOutData),
    III=max(find(x<length(dChOutData)));
    x=x(1:III);
    sd=sd(1:III);
end
if ?isempty(x),
    I=find(x>0);
    dChOutData(x(I))=dChOutData(x(I))-sd(I);
end
end
A_est=A_est(newset);
tau_est=tau_est(newset);
bitinfo=bitinfo(:, newset);
end

if ?isempty(A_est),
    ?demodOutData2,multiplex_bitinfo?=asynccud(dChOutData.', A_est, tau_est,
t, bitinfo, signal_delay, demoflag);
end

if ?nogo,
    if isempty(newset),
        demodOutData2=Y;
    else
        demodOutData2=?demodOutData2;zeros(1, size(demodOutData2, 2))?;
        for i=size(demodOutData2, 1):-1:maxIdx+1,

            demodOutData2(i, :)=demodOutData2(i-1, :);
        end
        demodOutData2(maxIdx, :)=Y(1:size(demodOutData2, 2));
    end
end

else % demud only mode

    rrcos=sqrt(rrcos(L_HALF, ROLLOFF, FB, SAMPLERATE));
    rrcos = rrcos(:).';
    rx_filter_delay = (length(rrcos)-1)/2;
    mf=conv(dChOutData, conj(flipud(rrcos(:))));
    for iusr = 1:K_est

```

10

20

30

40

```

phase=?conj(A_est(iusr));conj(j*A_est(iusr))./abs(A_est(iusr));
ioffset=signal_delay+rx_filter_delay+1+round(tau_est(iusr)*4);
k=1;
i=ioffset:4:length(mf);
availbit=length(i);

```

if iusr == 1 % スペースを割り当てるために、最小の遅延は最長の使用と
なっている。

```

demodOutData2= zeros(K_est, startidx(1)+availbit-1);
end

```

```

Y = zeros(1, length(i));

```

10

```

for i= ioffset:4:length(mf)

```

```

    if bitinfo(k, iusr)==3,

```

```

        temp=phase(1);

```

```

        phase(1)=phase(2);

```

```

        phase(2)=temp;

```

```

    end

```

```

    if bitinfo(k, iusr)==0,

```

```

        A=0;

```

```

    else

```

```

        A=phase(mod(k-1, 2)+1);

```

20

```

    end

```

```

    Y(k)=real(A*mf(i));

```

```

    if Y(k)>0,

```

```

        Y(k)=1;

```

```

    end

```

```

    if Y(k)<0,

```

```

        Y(k)=-1;

```

```

    end

```

```

    k=k+1;

```

30

```

end

```

```

%demodOutData2(iusr, startidx(iusr)+(0:length(Y)-1)) = Y;

```

```

demodOutData2(iusr, (1:length(Y))) = Y;

```

```

end % iusrに対して

```

```

end

```

【 0 1 0 4 】

% ストリッピング, トレーニング, テーリング及びゼロビット

L2 = size(demodOutData2,2); % demodは行方向。

?maxdelay, usrmax? = max(keep(1,:));

tmp = find(keep(:,usrmax) <= L2);

L1 = tmp(end);

demodOutData=zeros(K_est,L1);

% 元の配列としての再配列

for ik = 1:K_est,

demodOutData(sidx(ik),:) = demodOutData2(ik,keep(1:L1,ik));

end

rawber =NaN;

txbitfilename=sprintf('%s_txBitsOut',baseFileName);

cd(outPath);

load (txbitfilename)

if exist('rawTxBitsOut')

% チャンネルデコードの前にmud誤り分析を実行する。

% データビットをエンコードおよびプリコードする。

% 分析の実行に十分にデコードする。

txbitfile=sprintf('./%s_txBitsOut.mat',baseFileName);

load (txbitfile);

compare_length = min(max(size(rawTxBitsOut)), ...

max(size(demodOutData)));

% ビット数で

tusr=size(rawTxBitsOut,1)

pusr=K_est

if tusr ?=pusr

disp('Warning # estimate users is not equal to truth # users');

end

minusr = min(tusr,pusr);

rawber = cumsum(...

(rawTxBitsOut(1:minusr,1:compare_length)?=demodOutData(1:minusr,1:

compare_length)).');

% 比で

for icol = 1:size(rawber,2)

rawber(:,icol) = rawber(:,icol) ./ (1:compare_length).';

end

figure;plot(rawber,'*');

disp('RAW BER in Fraction');

rawber(compare_length,:)

disp('RAW BER in Bits');

rawber(compare_length,:)*compare_length

end

【 0 1 0 5 】

10

20

30

40

50

```

% 送信者の出力データを保存する。
outFileName=sprintf('%s_demodOut',baseFileName);
save(outFileName, 'demodOutData');

% デバッグ用の予備情報
auxFileName=sprintf('%s_demodOut_aux',baseFileName);
save(auxFileName, ...
    'paramflag','demoflag','nbit',...
    'bitinfo','tau_est','A_est','K_est','sidx',...
    'T','TSC','unbias_tau',...
    'rawber');

```

10

```

cd(mFilePath);
premod.m

function ?bitinfo,tau_est,A_est,K_est,sidx,signal_delay,T,TSC,unbias_tau
?premod(fname,L,paramflag)

% function premod(fname)
% MUD用プリプロセッサ;MUDによるbit info要件を生成する。
% paramflag 1: パラメータ推定値出力からinfoを取得する。
% paramflag 0: パラメータinfoを取得する。
%

```

20

```

system_constants_init; % グローバルシステム変数を取得する。
if ?paramflag % 真のパラメータファイルを用いて
    basefname=strtok(fname,'_');
    parafilename = sprintf('%s.mat',basefname);
    gainfilename = sprintf('%s_trueA0Out.mat',basefname); % ファイルは、actual

```

30

```

gainを含む。
【 0 1 0 6 】

```

% フレーム情報を取得するためにparafireをロードする。

```
%if exist('?.\OutputFiles\',parafire?) ?= 2
```

```
%if exist('?.\',parafire?) ?= 2
```

```
if exist(parafire) ?= 2
```

```
  %disp('?.\',parafire,' missing?');
```

```
  disp('parafire,' missing?');
```

```
  bitinfo=?;
```

```
  return;
```

```
else
```

```
  % tauおよびgainのための推定値としてactualを用いて
```

```
  %load('?.\OutputFiles\',gainfile?);
```

```
  %load('?.\',gainfile?);
```

```
  load(gainfile);
```

```
A_est=A*2; %% これにより、sqrt(8)を掛けて一単位エネルギー二乗余弦パルスの間  
のサンプル
```

```
  %% sqrt(2)で割る-Aの生成方法に従って、複雑な波形にAを標準  
化させる。
```

```
  rrcos = sqrtcos(L_HALF,ROLLOFF,FB,SAMPLERATE);
```

```
  % すべてが単位エネルギーに基づいているので、Amplitudeに標準化は必要  
いと、次の行はコメントしている。
```

```
  %A_est=4*A_est*sqrt(rrcos*rrcos);
```

```
  %A_est = SAMPLERATE*A_est./sqrt(SAMPLERATE);
```

```
  %load('?.\',parafire?);
```

```
  load(parafire);
```

```
  K_est =K;
```

```
  % FM (Field Matrix)
```

```
  % L (Data Length in Samples)
```

```
  % T stagger offset
```

10

20

30

【 0 1 0 7 】

```

%-----
% このブロックは、ifループから非parafireのケースと共有に移行する。
%offset=T(:)*39+tau(:);           % tau and staggler offset
%?offset,sidx? = sort(offset);
%signal_delay = round(offset(1)*SAMPLERATE) % サンプル内

%offset = offset - offset(1); % 全員を最初の1人への参照にする。
%A_est = A_est(sidx);
%?tau_est,bitinfo? = frameinfo(offset,L,FM,TSC);
%-----
%
end
else % 推定値パラメータ出力を用いる。

est_file = fname;

%if exist('?.',est_file) ?= 2
if exist(est_file) ?= 2
%disp('?.',est_file,' missing?');
disp(?est_file,' missing?');
bitinfo=??;
return;
else
load(est_file);
dim = size(A_est); % ここで、マトリクスの次元を記録 ; A_estは、すぐ
に変更される。
dBthreshold = -7 ; %ユーザ指定
% 現在は、3 2スロットすべてが同じパラメータを有すると仮定
% 第1のタイムスロットのみからユーザを決定

```

10

20

```

AdB =20*log10(abs(A_est(:, :,1))); %% 第1のタイムスロットを用いてす
べてのAとtauとを推定

```

```

AdB =AdB-max(max(AdB));

```

```

% mud.mは、K>3ではあまりに時間がかかるので、x dbを越えて3を超えない
すべてを検索

```

```

idx= find(AdB > dBthreshold );

```

```

K_est = length(idx);

```

```

if K_est>3

```

```

    fprintf(' Initial estimate of number of users = %d\n',K_est);

```

10

```

    fprintf(' This will be limited to 3 users, to conserve computing r
esources\n');

```

```

end

```

```

while K_est>3

```

```

    dBthreshold=dBthreshold+0.1;

```

```

    idx= find(AdB > dBthreshold );

```

```

    K_est = length(idx);

```

```

end

```

```

%disp('? Number of User estimate:',num2str(K_est)?);

```

```

A_page1 = A_est(:, :,1);

```

20

```

tau_page1 = tau_est(:, :,1);

```

```

A_est=A_page1(idx);

```

```

A_est=A_est*2; % これは、oqpskmod.mにおけるゲインに由来する標準化に必要

```

```

tau =tau_page1(idx);

```

```

% 検索による列方向のindx returnを再びNdinインデックス付けにマップす

```

```

る。

```

30

```

idxN = mapidx3(idx,dim); % idxを再び3 dにマップして、TおよびTSCを導
く。

```

```

T = zeros(K_est,1);

```

```

TSC = zeros(K_est,1);

```

```

for i = 1:K_est;

```

```

    TSC(i)=TSCset(idxN(i,1));

```

```

    T(i)= idxN(i,2)-1;

```

```

end

```

```

% 推定パラメータからFMを取得するのに必要

```

40

```

% 現行バージョンのパラメータ推定値 全てのスロットが満杯

```

```

% だから、そのFMを全てのFMとしてハードコーディングする。

```

```

FM = ones(K_est,32);

```

```

end

```

```

end

```

```

【 0 1 0 8 】

```

```

% Tおよびtau両方の影響の組み合わせによってtauを調整する。
offset=T(:)*39+tau(:);          % tauおよびスタッガオフセット
?offset,sidx? = sort(offset);
signal_delay = round(offset(1)*SAMPLERATE) % サンプル内で
offset = offset - offset(1); % 全員を最初の1人への参照にする。
A_est = A_est(sidx);
unbias_tau = tau;
?tau_est,bitinfo? = frameinfo(offset,L,FM,TSC);
%-----

```

```

function ?newtau, bitinfo? = frameinfo(offset,L,FM,TSC)

```

10

```

newtau = fraction(offset);

```

```

% 共有チャンネル情報をソートおよび構築

```

```

% asynclmudに必要なビットプロファイルを構築

```

```

%

```

```

system_constants_init; % グローバルシステム変数を取得

```

```

nburst = ceil(L/SAMPLERATE/NUM_BURST_BITS);

```

```

nusr = size(FM,1);

```

```

% 遅延を適合するための余分のburst;

```

```

bitinfo = zeros (ceil((nburst+1) * BITS_PER_BURST),nusr);

```

```

% TSC_ARRAY 0 1を-1 1にマップする

```

```

TSC_ARRAY(find (?TSC_ARRAY)) = -1; % 0を-1で置換

```

```

for iusr = 1:nusr

```

20

```

% データ到着前に0を置く
% 遅延ケースのための1 bin offにとって問題があると思う。
%rng = ?1, max(floor(offset(iusr))-1,0)?
rng = ?1, max(floor(offset(iusr)),0)?
%bitinfo(rng(1):rng(2), iusr)= zeros(floor(offset(iusr))-1,1);
bitinfo(rng(1):rng(2), iusr)= zeros(floor(offset(iusr)),1);

burst1 = ?ones(3,1);2*ones(60,1);TSC_ARRAY(TSC(iusr)+1, :).';...
    2*ones(60,1);ones(3,1);zeros(8,1);?;
burst2 = ?burst1;3?; %余分の0 ガードビット
10

    if mod(offset(iusr)-fraction(offset(iusr)),2),
        bitinfo(rng(2), iusr)=3;
    end

for iburst = 1:nburst

    if rem(iburst,4)?=1 % 標準のburst
        rng = rng(2)+?1,156?;
        if FM(iusr,modulo(iburst,32)) % superframeae
            bitinfo(rng(1):rng(2), iusr)= burst1;
            20
        else
            bitinfo(rng(1):rng(2), iusr)= zeros(156,1);
        end
    else % 4ごとの余分のガードビットは、第1から始まる。
        rng = rng(2)+?1,157?;
        if FM(iusr,modulo(iburst,32))
            bitinfo(rng(1):rng(2), iusr)= burst2;
        else

            bitinfo(rng(1):rng(2), iusr)= ?zeros(156,1); 3?;
            30
        end
    end
end
I=find(bitinfo(:, iusr)==3);
for i=1:length(I),
    if (I(i)+1<=size(bitinfo,1)),
        bitinfo(I(i), iusr)=0;
        bitinfo(I(i)+1, iusr)=3;
    else
        bitinfo(I(i), iusr)=0;
        40
    end
end
end
【 0 1 0 9 】

```

```

% -----
% ローカル関数
% function out=fraction(in)
% -----
function out=fraction(in)
out = abs(in);

for k = 1:length(out);
    if abs(out(k))>1
        out(k)=out(k)-floor(out(k));
    end
end
10

% -----
% ローカル関数
% function out=modulo(in,N)
% -----

function out=modulo(in,N)
out=rem(in,N); %% その残りをを見つける。
out(find(?out))=N; % 0 残りを N に置き換える。
out(find(out<0))=N+out(find(out<0));
20

% -----
% ローカル関数
% function oidx = mapidx3(iidx,dim)
% -----
function oidx = mapidx3(iidx,dim)

if length(dim) ~=3
    disp(' Input must be 3 element ');
    oidx = ??;
    return;
end
oidx = zeros(length(iidx),3);
oidx(:,3) = ceil(iidx(:)./prod(dim(1:2)));
oidx(:,2) = modulo(ceil(iidx(:)./prod(dim(1))),dim(2)) ;
oidx(:,1) = modulo(iidx(:),dim(1));

asyncmud.m
40

【 0 1 1 0 】

```

```
%-----  
% 主要マルチユーザアルゴリズム  
% 非同期OQPSKマルチユーザ信号のために最適検出を実行する。  
% Sergio Verduによるマルチユーザ検出を参照  
% 入力パラメータ：  
%   data：連続ベースバンドデータストリーム  
%   gain：推定されたマルチユーザ複合信号ゲイン  
%   tau：サンプルにおけるTfwdの相対マルチユーザ時間遅延部分を推定  
%   demoflag：1は、中間プロットなどを示す。  
%  
% 2000年4月に Ned Thammakhounne によって書かれた。 10  
% 修正履歴  
%   6/5/00 第1の実用バージョン Joseph Su  
%   6/14/00 速度およびメモリのためのコードの最適化 Ned Thammakhounne  
%-----  
  
function [decision, bitinfo]=asyncmud(data, gain, tau, bitinfo, signal_delay,  
    demoflag)  
global SysPara;  
  
if nargin < 3 20  
    demoflag=0;  
end  
if length(tau)~=length(gain)  
    disp('tau and gain must have the same length')  
end  
  
async_debug = 0;  
if async_debug  
  
    fid = fopen('async_debug.log','w'); 30  
end
```

```

tau=tau(:);
gain=gain(:);
%
bitinfo=bitinfo.';
bitinfo=bitinfo(:);

% システムレベルのパラメータの初期設定と取得
SysPara = SysParaInit;

%rx_filter_delay = length(SysPara.rrcos)-1;

rx_filter_delay = floor(length(SysPara.rrcos)/2)

phase=gain./abs(gain); % 位相
mxusr =length(tau);    % 実際のユーザ数
nusr  = 2*mxusr;      % IおよびQは、独立したユーザとして扱う。
nstage = floor((length(data)-rx_filter_delay-signal_delay)/(2*SysPara.sp
b))*nusr %データは、データの余分のfwd pdを有すると仮定

decision = zeros(nstage,1);          % 決定ビットにスペースを割り当て
る。
yi = zeros(nstage/nusr, nusr);      % nusr列を持つマトリクスに編成す
る。

【 0 1 1 1 】
% 入力データを整合フィルタリングする。
mf = conv(data,conj(flipud(SysPara.rrcos(:))));

```

10

20

```

% 時間遅延に応じて、個々のユーザに対してmfを適切な遅延にタップする。
% Qの成分は、IチャンネルからのTfwd
% Tfwdは、second.p内にある
% 量子化誤差をさけるために周波数領域内で、これを行う必要があることに注意

```

```

ioffset=signal_delay+rx_filter_delay+1+round(tau.*SysPara.Tfwd);
%サンプル内で
qoffset=signal_delay+rx_filter_delay+1+round(tau*SysPara.Tfwd) +SysPara.
Tfwd;

```

```

for iusr = 1:mxusr
    % Iチャンネル
    idata = mf(ioffset(iusr):2*SysPara.spb:length(mf));
    yi(:, iusr)=idata(1:size(yi,1)); %
    % Qチャンネル
    qdata = mf(qoffset(iusr):2*SysPara.spb:length(mf)) ;
    yi(:, iusr+mxusr) =qdata(1:size(yi,1)); %
end

```

10

```

% それらを時系列で多重化 I I I I Q Q Q Q I I I I Q Q Q Q
% 最大tauはTfwdすなわちビット時期よりも小さいと仮定
yi=yi.';
Y =yi(:);

```

20

```

% ビターピアルゴリズム開始
% demoflagが1に設定されている場合、追跡可能性に対して残存経路における状態を記録することに注意
% demo flagが0に設定されている場合、ビットシーケンスはメモリを最適化する代わりに記録される。

```

```
nisi=2;
nbit = nisi*nusr-1;
vtrb.N = 2^(nbit);
vtrb.T=4*vtrb.N;
if vtrb.T>nstage,
    vtrb.T=nstage
end
```

```
if demoflag
    vtrb.Sp = NaN*ones(vtrb.N,vtrb.T);
else %ビットシーケンスを保存するために、0でない整数matlabを用いる。
    wordlength=52; % I E E Eマシン浮動小数点整数のため
    nword = ceil(vtrb.T/wordlength);
    vtrb.Sp = zeros(vtrb.N,nword);
end
```

```
vtrb.J = zeros(vtrb.N,1);
nstage
```

```
% I Q成分のためにtauとgainの位相を拡張
iqtau = ?tau;tau+1?; % tauは1 tfwの単位 1 tfwは、後にq成分用
iqgain = abs(?gain;gain?);
iqphase = exp(j*?angle(gain);pi/2+angle(gain)?);
```

```
【 0 1 1 2 】
```

10

20

```
% 相互相関テーブルを算出および格納
rij = real(rcalc(iqtau, iqphase, nisi, 0));
```

```
% 状態テーブルを作成
state=create_state(nbit);
```

```
ptr=zeros(vtrb.N, 2);
```

```
%前の状態へのポインタを算出
```

```
for n=1:vtrb.N,
```

```
-----
```

```
% デバッグのために比較するよう残った状態の数が多い場合、
```

```
% 高速化のために直接ビット計算で置き換える。
```

```
% ptr(n,1)=find(ismember(state, ?1, state(n, 1:nbit-1)?, 'row'));
```

```
% ptr(n,2)=find(ismember(state, ?-1, state(n, 1:nbit-1)?, 'row'));
```

```
% right shift and set left most bit
```

```
-----
```

```
shiftv = bitshift(n-1, -1);
```

```
ptr(n,1) = mybitset(shiftv, nbit, 0)+1; %
```

```
ptr(n,2) = mybitset(shiftv, nbit, 1)+1;
```

```
end
```

```
A=zeros(1, nbit);
```

```
Aidx=nbit;
```

```
% 第1のnbitステージ
```

```
for t=1:nbit,
```

```
【 0 1 1 3 】
```

10

20

```

% 前のステージによるコストを計算
table = zeros(vtrb.N,1);
ridx=modulo(t,nusr);
Aidx=modulo(Aidx+1,nbit);

% apriori infoを探索
if(bitinfo(t)==0),
    A(Aidx)=0;
else
    if(bitinfo(t)==3),
        temp=iqphase(ridx);
        tidx=modulo(ridx+mxusr,nusr);
        iqphase(ridx)=iqphase(tidx);
        iqphase(tidx)=temp;
        rij = real(rcalc(iqtau,iqphase,nisi,0));
    end
    A(Aidx)=iqgain(ridx);
end

for istate=1:2^t-1,
    for n=1:t-1,
        lidx=modulo(t-n,nusr);
        k=(istate-1)*2+1;
        table(k)=table(k)+...
            state(k,nbit-n)*A(modulo(Aidx-n,nbit))*rij(1,lidx,ridx);
    end
end

% 現在のステージでのコストを計算

Y(t)=real(Y(t)*conj(iqphase(ridx)));
tempJ=vtrb.J;
if t~= nbit,
    for n=1:2^t,
        vtrb.J(ptr((n-1)*2+1,1))=tempJ(ptr(n,1))+...
            state(n,nbit)*A(Aidx)*(Y(t)-table(ptr(n,1)));
    end
else
    for n=1:2^t,
        vtrb.J(n)=tempJ(ptr(n,1))+...
            state(n,nbit)*A(Aidx)*(Y(t)-table(ptr(n,1)));
    end
end
end
end

【 0 1 1 4 】

```

10

20

30

40

```

% 残存経路を調整
inner_lp_sz=vtrb.N/2;
outter_lp_sz=1;

for t=1:nbit-1,
%t
  kk=1;
  if demoflag % 実際の状態
    idx=modulo(t+1,vtrb.T)
  else % ビットシーケンス
    ?idxP,idxW? = modulo_p(t+1,wordlength); % tはTを超えないことに注意
  end
  for n=1:outter_lp_sz,
    for k=1:inner_lp_sz,
      if demoflag % 実際の状態
        vtrb.Sp(kk,idx)=1;
      else % ビットシーケンス
        vtrb.Sp(kk,idxP)=mybitset(vtrb.Sp(kk,idxP),idxW,1);
      end
      kk=kk+1;
    end
  end
  for k=1:inner_lp_sz,
    if demoflag % 実際の状態
      vtrb.Sp(kk,idx)=2;
    else % ビットシーケンス
      vtrb.Sp(kk,idxP)=mybitset(vtrb.Sp(kk,idxP),idxW,0);
    end
    kk=kk+1;
  end
end
outter_lp_sz=outter_lp_sz*2;
inner_lp_sz=inner_lp_sz/2;
end
【 0 1 1 5 】

```

10

20

30

% すべての信号が (ほとんどの時間で) 共存している場合のmf独立項

```
fixcost = NaN*ones(vtrb.N,nusr); %
```

```
% nbitステージ後
```

```
tic % 監視を開始
```

```
for t=nbit+1:nstage,
```

```
    if ?rem(t,50) % 50 ごとに返す。 ;
```

```
        sprintf(' stage %d elapase tme %f',t,toc)
```

```
        tic % 時間をリセット
```

```
    end
```

```
    ridx=modulo(t,nusr); % 現在のusrインデックス
```

```
    Aidx=modulo(Aidx+1,nbit);
```

```
% apriori infoを探索
```

```
if(bitinfo(t)==0),
```

```
    A(Aidx)=0;
```

```
else
```

```
    if(bitinfo(t)==3),
```

```
        temp=iqphase(ridx);
```

```
        tidx=modulo(ridx+mxusr,nusr);
```

```
        iqphase(ridx)=iqphase(tidx);
```

```
        iqphase(tidx)=temp;
```

```
        rij = real(rcalc(iqtau,iqphase,nisi,0));
```

```
        fixcost = NaN*ones(vtrb.N,nusr); % % rij変更
```

```
    end
```

```
    A(Aidx)=iqgain(ridx);
```

```
end
```

```
currbit=NaN;
```

```
if(bitinfo(t)==1)
```

```
    currbit=1;
```

```
end
```

```
if(bitinfo(t)==-1)
```

```
    currbit=-1;
```

```
end
```

```
【 0 1 1 6 】
```

10

20

30

```

% 固定テーブルを用いるための条件 すべての干渉項が0ではない。
%if t==100
% キーボード
%end
reuse= all( ?A(modulo(Aidx-(1:nusr-1),nbit)), A(modulo(Aidx-( nusr:nisi*
nusr-1),nbit)))?);
rebuild = isnan (fixcost(1,ridx)); %テーブルはまだ構築されていない。
%rebuild = 1; % すべてのテーブルが除去することを試験するためにハード
コーディングする。
% 再使用不可能またはfixcostがそのユーザに対して構築されていない場合
if (?reuse) ? rebuild
table=zeros(vtrb.N,1);
for istate=1:vtrb.N,
if istate == 1 & async_debug
fprintf(fid, 'ridx %d lidx %d %d %d Aidx %d Aidxs %d %d %d\n',ri
dx ,modulo(t-(1:nusr-1),nusr) , Aidx,modulo(Aidx-(1:nusr-1),nbit));
end
for n=1:nusr-1,
lidx=modulo(t-n,nusr);
table(istate)=table(istate)+...
state(istate,nbit-n+1)*A(modulo(Aidx-n,nbit))*rij(1,lidx,rid
x);
end

for n=nusr:nisi*nusr-1,
lidx=modulo(t-n,nusr);
table(istate)=table(istate)+...
state(istate,nbit-n+1)*A(modulo(Aidx-n,nbit))*rij(2,lidx,rid
x);

end
end
if reuse
fixcost(:,ridx)=table;
% キーボード
end
else % 再使用可能およびすでに存在
%sprintf('%d',t)
table = fixcost(:,ridx);
end

% 現在のコストを計算し最大を維持
tempSp=vtrb.Sp;
tempJ=vtrb.J;
Y(t)=real(Y(t)*conj(iqphase(ridx)));
【 0 1 1 7 】

```

10

20

30

40

```

% バッファのためのインデックス
idxT = modulo(t,vtrb.T); % Tビットのモジュロ
if demoflag == 0
    ?idxP,idxW? = modulo_p(idxT,wordlength); % Tビットのワード長のモ
    ジュロ
end
if isnan(currbit),
    for n=1:vtrb.N,
        path1=tempJ(ptr(n,1))+...
            state(n,nbit)*A(Aidx)*(Y(t)-table(ptr(n,1)));
        path2=tempJ(ptr(n,2))+...
            state(n,nbit)*A(Aidx)*(Y(t)-table(ptr(n,2)));
        ?mxpath, ipath?=max(?path1, path2?);
        vtrb.J(n)=mxpath;
        if demoflag % 実際の状態
            vtrb.Sp(n,:)=tempSp(ptr(n, ipath),:);
            vtrb.Sp(n, idxT)=ptr(n, ipath);
        else % ビットシーケンス
            savebit =state(ptr(n, ipath),nbit);
            vtrb.Sp(n,:)=tempSp(ptr(n, ipath),:);
            % ipath lor2 (<==) lor0; 1 プラス変化
            vtrb.Sp(n, idxP) = mybitset(vtrb.Sp(n, idxP), idxW, (savebit+1)/2
    );
        end
    end
else
    if currbit==1,
        for n=1:2:vtrb.N,
            path1=tempJ(ptr(n,1))+...

```

10

20

```

        state(n, nbit)*A(Aidx)*(Y(t)-table(ptr(n, 1)));
    path2=tempJ(ptr(n, 2))+...
        state(n, nbit)*A(Aidx)*(Y(t)-table(ptr(n, 2)));
    ?mxpath, ipath?=max(?path1, path2?);
    vtrb.J(n)=mxpath;
    if demoflag % 実際の状態
        vtrb.Sp(n, :)=tempSp(ptr(n, ipath), :);
        vtrb.Sp(n, modulo(t, vtrb.T))=ptr(n, ipath);
    else % ビットシーケンス
        savebit =state(ptr(n, ipath), nbit);
        vtrb.Sp(n, :)=tempSp(ptr(n, ipath), :);
        vtrb.Sp(n, idxP) = mybitset(vtrb.Sp(n, idxP), idxW, (savebit+1)
/2);

```

10

end

```

        vtrb.J(n+1)=-inf;
    end
else
for n=2:2:vtrb.N,
    path1=tempJ(ptr(n, 1))+...
        state(n, nbit)*A(Aidx)*(Y(t)-table(ptr(n, 1)));
    path2=tempJ(ptr(n, 2))+...
        state(n, nbit)*A(Aidx)*(Y(t)-table(ptr(n, 2)));
    ?mxpath, ipath?=max(?path1, path2?);
    vtrb.J(n)=mxpath;

    if demoflag % 実際の状態

```

20

```

    vtrb.Sp(n,:)=tempSp(ptr(n,ipath),:);
    vtrb.Sp(n,modulo(t,vtrb.T))=ptr(n,ipath);
else % ビットシーケンス
    savebit =state(ptr(n,ipath),nbit);
    vtrb.Sp(n,:)=tempSp(ptr(n,ipath),:);
    vtrb.Sp(n,idxP) = mybitset(vtrb.Sp(n,idxP),idxW, (savebit+1)
/2);
end

    vtrb.J(n-1)--inf;
end
end
end

if t> vtrb.T,
    ?I,J?=max(vtrb.J);
    if demoflag % 実際の状態
        bit=state(vtrb.Sp(J,modulo(t-vtrb.T+1,vtrb.T)),nbit);

    else
        idxT = modulo(t-vtrb.T+1,vtrb.T);
        ?idxP,idxW? = modulo_p(idxT,wordlength); % Tビットのモジュロ
        bit=mybitget(vtrb.Sp(J,idxP),idxW)*2-1;;

    end

    decision(t-vtrb.T)=bit;

end

end

【 0 1 1 8 】

```

10

20

30

```
% もはや入力がないので残りのビットを出力
?I, J? = max(vtrb. J);
for t = nstage+1:nstage+vtrb. T-1,
    if demoflag % 実際の状態
        bit = state(vtrb. Sp(J, modulo(t-vtrb. T+1, vtrb. T)), nbit);
    else
        idxT = modulo(t-vtrb. T+1, vtrb. T);
        ?idxP, idxW? = modulo_p(idxT, wordlength); % Tビットのモジュロ
        bit = mybitget(vtrb. Sp(J, idxP), idxW) * 2 - 1; ; %
    end
    decision(t-vtrb. T) = bit;
end
t = t+1;
bit = state(J, nbit);
decision(t-vtrb. T) = bit;

% mxusrに対応する連続したビットを再マップする。
decision = reshape(decision, mxusr, length(decision)/mxusr);

if async_debug
    fclose(fid)
end
%

【 0 1 1 9 】
```

10

20

```

% -----
% ローカル関数
% function lambda = payoff(j,u)
% pay off function
%
% -----
function lambda = payoff(j,u, table)

% will put in equation just testing the flow
lambda = rand(1,1);
10

%
% -----
% ローカル関数
% function SysPara = SysParaInit()
% Initialize all system para parameter
%
% -----

function SysPara = SysParaInit()
% シミュレーションのために正確にFsであるものを見つけることが必要
20
L_HALF = 3;
ROLLOFF=0.35;
SAMPLERATE =4;

%SysPara.rrcos=sqrt(8)*sqrtcos(L_HALF, ROLLOFF, FB, SAMPLERATE);
SysPara.rrcos=sqrtcos(L_HALF, ROLLOFF, .5, SAMPLERATE);
SysPara.rrcos = SysPara.rrcos/sqrt(SysPara.rrcos'*SysPara.rrcos);

%SysPara.rrcos=sqrt(SAMPLERATE) * sqrtcos(L_HALF, ROLLOFF, FB, SAMPLERATE)
30
;
SysPara.Tfwd=4;      % サンプル内で
SysPara.spb=4;      % これが真であることを調べる

% -----
【 0 1 2 0 】

```

```
% -----
% ローカル関数
% function states= create_state(nbit)
% -----
```

```
function states= create_state(nbit)
integer =0:2^nbit-1;
states=zeros(2^nbit,nbit);
for k=1:2^nbit
    states(k,:)=fliplr(mybitget(integer(k),1:nbit));
end
% 0 1 の代わりに+-にする
states(find(states))=-1;
states(find(?states))=1;
```

10

```
% -----
% ローカル関数
% function out=modulo(in,N)
% -----
```

```
function out=modulo(in,N)
out=rem(in,N); %% 余りを見つける。
out(find(?out))=N; % 0余りをNで置き換える。
out(find(out<0))=N+out(find(out<0));
```

20

```
% -----
% ローカル関数
% function ?page, idx?=modulo_p(in,N)
% return page idxを除いてモジュロと同様
```

```
% -----
```

30

```
function ?page, idx?=modulo_p(in,N)
idx=rem(in,N); %% 余りを見つける。
idx(find(?idx))=N; % 0余りをNで置き換える。
idx(find(idx<0))=N+idx(find(idx<0));
page=cell(in./N);
?page, idx?;
```

```
【 0 1 2 1 】
```

```

% -----
% ローカル関数
% function rij=rcalc(tau,gain,phase,nisi)
% -----
function rij=rcalc(tau,phase,nisi,demoflag)
global SysPara

nusr = length(tau);
if nusr~=length(phase),
    error('tau and phase must be the same size');
end
10

rij =zeros(nisi,nusr,nusr);
% rrcosのレプリカを高解像度で生成
L_HALF = 3;
ROLLOFF=0.35;
ScaleF = 100; %
SAMPLERATE =4; % ×元の解像度
SAMPLERATE =ScaleF*SAMPLERATE; % ×元の解像度
?rrcos,t?=sqrt(rcos(L_HALF,ROLLOFF,.5,SAMPLERATE));
%rrcos=rrcos*sqrt(SAMPLERATE);
%rrcos=rrcos*sqrt(8)*sqrt(ScaleF);
rrcos=rrcos/sqrt(rrcos'*rrcos);
20

Tprime=2*SysPara.spb*ScaleF;

for ipage = 1:nisi
    for i = 1:nusr
        for j = 1:nusr
            timediff = diff(tau(?i,j?));
            delta = round(timediff*SysPara.Tfwd)*ScaleF; % サンプル内で
            if delta >= 0
                % 左の積分
                rij(ipage,i,j) = ...
                    overlap_sum(rrcos,delta+ (ipage-1)* Tprime,demoflag);
            else
                % 右の積分
                tdelta = -delta - (ipage) * Tprime;
                rij(ipage,i,j) = overlap_sum(rrcos,tdelta,demoflag);
            end
            rij(ipage,i,j)= phase(i)*conj(phase(j)) * rij(ipage,i,j);
        end
    end
end
40

end

end

【 0 1 2 2 】

```

```
% -----  
% ローカル関数  
% function rr = overlap_sum(s,delta,demoflag)  
% -----  
function rr = overlap_sum(s,delta,demoflag);  
s=reshape(s,1,length(s));  
ref =zeros(1,length(s)+abs(delta));  
shft=ref;  
if (delta)=0,  
    ref(1,1:length(s))=s;  
    shft(1,delta+1:length(shft))=s; 10  
    refidx=1;  
else  
    ref(1,1-delta:length(ref))=s;  
    shft(1,1:length(s))=s;  
    refidx=1-delta;  
end  
rr=sum(ref.*shft);  
  
if demoflag 20  
    rrfig = figure;  
    stem(ref,'g'); hold on;  
    stem(shft,'r');  
    ylim =get(gca,'ylim');  
    plot(?refidx refidx?,ylim,'c-');  
    grid  
    zoom  
    display('hit any key to proceed')  
    pause  
  
    close 30  
end  
【 0 1 2 3 】  
% 注意 : 最適化されるように記載する。  
% t 従属モジュロインデックスは、毎ループ N に対して1回実行されるべきで  
ある。  
system_constants.m
```

```
global debug_mode
```

```
global S_TCHQ NUM_HALF_FRAME TRAINLEN NUM_FRAME_BITS NUM_BURST_BITS STAGGER_OFFSET
```

```
global NUM_SPEECH_BITS NUM_PARITY NUM_CODED NUM_UNCODED CODE_RATE NUM_SR NUM_PUNCTURED
```

```
global NUM_INTLV MAX_SD
```

```
global BITS_PER_BURST BURSTS_PER_FRAME BITS_PER_FRAME FRAMES_PER_MULTIFRAME BITS_PER_MULTIFRAME
```

10

```
global SAMPLERATE ROLLOFF L_HALF TSC_ARRAY
```

```
system_constants_init.m
```

```
system_constants;
```

```
debug_mode = 0;
```

```
S_TCHQ = 4; % S-TCH/Qサブチャネル
```

```
NUM_HALF_FRAME = 60; % 半分のフレーム内のビット数
```

20

```
TRAINLEN = 22; % バースト内のトレーニングシーケンス長
```

```
NUM_FRAME_BITS = 2*NUM_HALF_FRAME; % フレーム当たりのビット数
```

```
NUM_BURST_BITS = 148; % バースト内のビット数 (120 + 22 + 6 テール)
```

```
STAGGER_OFFSET = 39; % スタッガオフセット当たりのビット数
```

```
NUM_SPEECH_BITS = 72; % 音声ビット数
```

```
NUM_PARITY = 6; % パリティビット数
```

```
NUM_CODED = 51; % 畳み込みコードされたビット数
```

30

```
NUM_UNCODED = 27; % コードされていないビット数
```

```
CODE_RATE = 2; % 逆コード率
```

```
NUM_SR = 7; % 畳み込みコード内のシフトレジスタの数
```

```
NUM_PUNCTURED = 9; % コード後に破壊された (除去された) ビット数
```

```
NUM_INTLV = 3; % インターリーブするフレームの数
```

```
MAX_SD = 2(NUM_SR-1)-1; % 最大ソフト判定値
```

```
BITS_PER_BURST = 156.25;
```

40

```
BURSTS_PER_FRAME = 8;
```

```
BITS_PER_FRAME = BURSTS_PER_FRAME*BITS_PER_BURST;
```

```
FRAMES_PER_MULTIFRAME = 26;
```

```
BITS_PER_MULTIFRAME = BITS_PER_FRAME*FRAMES_PER_MULTIFRAME;
```

```
SAMPLERATE = 4; % シンボル当たりのサンプル
```

```
ROLLOFF = 0.35; % 平方根二乗余弦のロールオフ計数
```

```
L_HALF = 3; % 平方根二乗余弦の半フィルタ長 (シンボルでの)
```

```
FB = 0.5; % 平方根二乗余弦の通信速度
```

50

【 0 1 2 4 】

%標準的なバーストトレーニングシーケンス0-7

TSC_ARRAY=?

```

1 0 0 1 0 1 1 1 0 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 1 0 1
1 0 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 0 0 1 0 1 1 0 1
0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 0 0 1 0 0 0 0 1 1
0 0 0 1 1 1 1 0 1 1 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 1 1
0 1 1 0 1 0 1 1 1 0 0 1 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0
0 0 1 1 1 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 1 0 0 1 1 1 0
1 0 0 1 1 1 1 1 0 1 1 0 0 0 1 0 1 0 0 1 1 1
1 0 1 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 ?;

```

10

oqpskmod.m

function s = oqpskmod(I, T, pulse)

% function s = oqpskmod(I, T, pulse)

%

%入力:

% I(1, 1:L) 情報シンボルベクトル。行ベクトル

%

% T(1, 1) シンボル期間 (サンプル/シンボル)

20

%

% pulse(1, 1:Lp)

% パルス整形フィルタ係数

% デフォルトでは、N=Tの長さの矩形ウィンドウを用いる。

%

%出力:

% s(1, L*T*Lp - 1):

% 情報ベクトルIに対応するOQPSK波形ベクトル

30

%

%要約:

% この関数は、指定されればパルス整形と共にOQPSK変調
% を実行する。

% 出力信号sの電力は、単一に設定される。

%

%アルゴリズム:

% パルス整形フィルタの復号インパルス応答を用いて、波形を
% 生成する。

%

% 呼び出されるプロシージャ

40

% なし

%

% コメント:

% シンボルT当たりのサンプル数は、偶数である必要がある。

%

【 0 1 2 5 】

```
j = sqrt(-1);
Li = length(I);          % メッセージシンボルベクトルの長さ

% パルス長が0か、0に設定されるか確認する。
if ((length(pulse) == 0) ? ((length(pulse) == 1) & (pulse == 0)))
    pulse = ones(T, 1) ./ T;
end

Ltemp = T * Li;
temp = zeros(1, Ltemp);

mi = I(1:2:Li); % 偶数データ (matlabアレイが1で始まるため)
mq = I(2:2:Li); % 奇数データ

temp(1:2*T:Ltemp) = mi;

% 直交アーム (虚の) を 1/2 シンボル期間だけ遅延する。
temp(1+T:2*T:Ltemp) = j*mq;

% シンボルのインパルスベクトルでパルス波形を畳み込むことによりベースバンド信号を形成する。
%s = T*conv(pulse, temp);
s = conv(pulse, temp)/sqrt(2);
sqrtrcos.m

function ?x, t? = sqrtrcos(half_length, alpha, Fb, Fs)
% function ?x, t? = sqrtrcos(L_half, beta, Fb, Fs)
%
%入力:
```

10

20

```

%      L_half      二乗余弦パルスの半分のシンボルでの長さ
%      beta      ロールオフパラメータ 0 <= beta <= 1.0.
%      Fb        通信速度
%      Fs        サンプル率
%
%出力：
%      x          二乗余弦パルス整形フィルタ係数
%
%      t          パルス波形構築に用いられる時間ベ
クトル
%
%要約：
%      ロールオフパラメータbetaとFb * (1 + beta)/2のローパス帯域幅で、
2*half lengthの長さの周波数ドメイン平方根二乗余弦フィルタ応答を生成する
。
%      注：平方根二乗余弦関数は、それ自身で畳み込みされる場
合には、ゼロISIを備える関数を生成する。
%
%アルゴリズム：
%      See Chevillat and Ungerboeck, "Optimum FIR Transmitter
and Receiver Filters for Data Transmission over
Band-Limited Channels," IEEE Trans. Comm.
Vol. COM-30, No. 8. AUG 1982. pg. 1911. Equ
ation
%      8b.
%
%呼び出されるプロシージャ： なし
%

% mu = oversampling factor
% 係数2がIおよびQの分離を補正する。
% 4ごとでではなく、8サンプルごとに0が必要 -DAK
mu = Fs / Fb;
【 0 1 2 6 】
% N = サンプル内のフィルタの長さ
N = fix(2*half_length*mu);
if (rem(N, 2) == 0)
    N=N+1;
end

T = 1/Fb;

i = (0:(N-1)).';

t_prime = (i - (N-1) / 2) / mu;

```

10

20

30

40

```

am = 1 - alpha;
ap = 1 + alpha;

x1 = sin(pi * am * t_prime);
x2 = 4 * alpha * t_prime .* cos(pi * ap * t_prime);
x3 = pi * (1 - (4 * alpha * t_prime).^2) .* t_prime;

z_loc = find(x3 == 0);
nz_loc = find(x3 ~= 0);

if (length(z_loc) == 0)
    x = (x1 + x2) ./ x3;
else
    % 0による除算を判断するためにロピタルの定理を用いる。
    x1h = pi * am * cos(pi * am * t_prime);
    x2h = 4 * alpha * (cos(pi * ap * t_prime) ...
        - pi * ap * t_prime .* sin(pi * ap * t_prime));
    x3h = pi - 48 * pi * alpha .^2 * t_prime .^2;

    hz_loc = find(x3h == 0);
    if (length(hz_loc) == 0)
        x(nz_loc, 1) = (x1(nz_loc, 1) + x2(nz_loc, 1)) ./ x3(nz_loc, 1);
        x(z_loc, 1) = (x1h(z_loc, 1) + x2h(z_loc, 1)) ./ x3h(z_loc, 1);
    else
        % 0による除算を判断するためにロピタルの定理を用いる
        fprintf('Need to do L'Hopital's rule twice. Not yet implemented.¶
n');
    end
end
end

```

10

20

30

40

50

```

【 0 1 2 7 】
% いずれにせよ、この出力は用いない 0に設定
t = 0;%t_prime * T;
%x=x./abs(polyval(x,1));
x=x./(sqrt(sum(x.^2))); %% 単位エネルギーパルスにする。

```

【 0 1 2 8 】
 ここまで、本発明のいくつかの実施形態と、それに対するいくつかの変更例および変形例について説明したが、上記のものは例示的なものに過ぎず限定の意図はなく、ただ単に例として提示されたに過ぎないことは、当業者には明らかである。数多くの変更例および他の実施形態が、当該技術の通常の技量の範囲に存在し、添付の請求項とそれに対する等価物によってのみ限定される本発明の範囲に入るものとして考えられる。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 複数の無線のユーザが、単一の周波数すなわちチャンネルでセルタワーと通信し、受信信号が、干渉信号を修復するための信号処理によって基地局において分類される様子を示す概略図である。

【 図 2 】 T D M A が用いられている場合に、2つの信号が、同じ周波数および同じタイムスロットで同時に送信され、その結果が、破損またはスクランブルされた判読不可能な結果である様子を示す概略図である。

【 図 3 】 平方根二乗余弦フィルタ特性を通常有する整合フィルタを用いて、デジタルエンコードされた同相および直交信号が検出され、同相および直交成分は、ビットレートでサンプリングされて + 1 または - 1 を提供し、それらのビットの符号は送信情報を伝達する

従来技術のシステムを示す概略図である。

【図 4 A】基地局に対して同時に同じチャネルすなわち周波数で 2 つの信号を送信し、そこにおいて、まず結合パラメータ推定部を用いて、ビタービ検出器と、全数検索と、I S I テール切断および除去技術によって全数検索を制限する方法とを用いる信号分離部に、洗練された形でこれらのパラメータを提供することにより、個々の信号を分離する様子を示す本発明のブロック図である。

【図 4 B】本発明のマルチユーザ検出システムの実施例を示す詳細なブロック図である。

【図 5】同一な信号の存在と、信号の前方部分のテールの影響を示す波形の図である。

【図 6】2 つの B P S K 同相検出信号を結合した結果と、データポイントに関して不確定な領域とを示すベクトル図である。

10

【図 7】同じチャネルすなわち周波数であるが任意の相対位相を持つ同時の信号を検出した結果である受信コンスタレーションにおけるデータポイントの不確定性を二次元で示す受信コンスタレーションの $\{S_1, S_2\}$ に対する 2 つの異なる信号認識についての 2 つのベクトル図である。

【図 8】最高電力のユーザを示す信号が、2 番目に高い電力の信号よりも電力が 6 d B を超えて大きい場合に、最高電力の信号が除去される信号分離の計算の複雑性を低減するための一技術と、この技術に続いて、 r シンボルを超えるシンボル間干渉テールが無視される全数検索マルチユーザ検出アルゴリズムで、残りの信号が処理されることを示すブロック図である。

【図 9】干渉信号に、電力に関して所定の量（例えば、6 d B）の差がない場合に、全数検索マルチユーザ検出が適用されることを示すブロック図である。

20

【図 10】トラヒックチャネルに現在割り当てられている信号の数を、単一ユーザのパラメータ推定値および受信信号と共に、結合マルチユーザパラメータ洗練において用いることで、結合マルチユーザ信号復調部にパラメータを提供することを示すブロック図である。

【図 11】様々なユーザグループが電力に基づいて個別に処理される除去の利用を示す概略図である。

【図 12】最適非同期マルチユーザ検出器の形成にシンボル間干渉テール修正を利用し、次いで、現在のグループにおけるユーザに対して、完全なシンボル間干渉テールを備えた受信信号を再生成することにより、現在のグループにおけるユーザよりも低い電力を有するユーザのみが唯一存在するとした場合の受信信号の推定値を得る再変調を行うことを示す概略図である。

30

【図 13】結合パラメータ推定プロセスを示すブロック図である。

【符号の説明】

- 1 0 ... ネットワーク
- 1 2 ... ユーザ
- 1 4 ... ユーザ
- 1 6 ... ユーザ
- 1 8 ... 基地局
- 2 0 ... セルタワー
- 2 2 ... ユーザ、携帯電話機
- 2 4 ... ユーザ、携帯電話機
- 2 6 ... 基地局
- 2 8 ... 整合フィルタ
- 3 0 ... 判定部
- 3 2 ... 送信源
- 3 4 ... レシーバ
- 3 6 ... 整合フィルタ
- 4 0 ... クロック
- 4 2 ... インターリーブ・リアセンブラ

40

50

4 4 ... 復調出力	
5 0 ... 結合パラメータ処理部	
5 2 ... 検出器	
5 4 ... 制御チャネル	
5 8 ... 同じ周波数上の信号の数	
6 0 ... 信号分離部	
6 2 ... 波形	
6 4 ... 波形	
6 8 ... フィルタ	
8 0 ... テール	10
8 2 ... パルス	
8 4 ... 信号	
9 0 ... 基地局コントローラ	
9 2 ... 回線	
9 4 ... 標準的な単一ユーザ用パラメータ推定部	
9 6 ... 結合マルチユーザパラメータ洗練およびユーザグループ化部	
9 8 ... 回線	
1 0 0 ... 回線、チャネル X の受信信号、入力信号	
1 0 2 ... 結合マルチユーザ信号復調部	
1 0 4 ... 出力、回線	20
1 1 0 ... 結合復調、再変調、除去およびグループ分け部	
1 1 2 ... 結合復調、再変調および除去部	
1 1 4 ... 結合復調、再変調および除去部	
1 1 6 ... 回線	
1 1 8 ... 回線	
1 2 0 ... 回線	
1 3 0 ... 最適非同期マルチユーザ検出器	
1 3 2 ... 回線	
1 3 8 ... 出力	
1 4 2 ... トレーニングシーケンス部分	30
1 4 4 ... トレーニングシーケンス部分	
1 4 6 ... 加算接合器	
1 5 0 ... 回線、干渉調整信号	
1 5 2 ... 推定部	

【 図 1 】

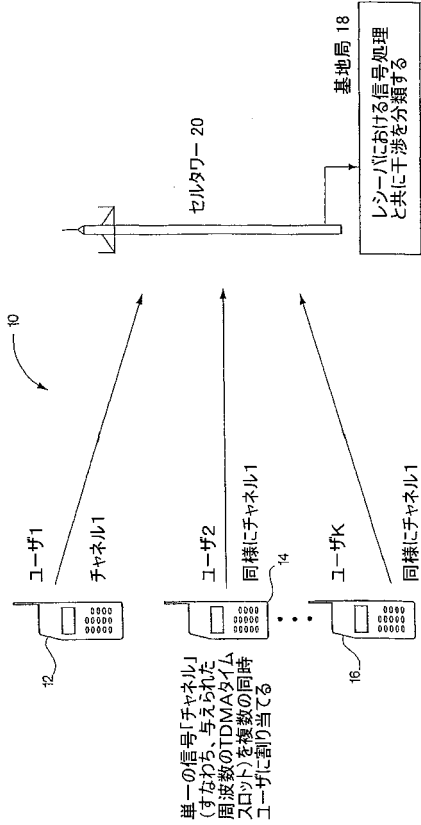


Fig. 1

【 図 2 】

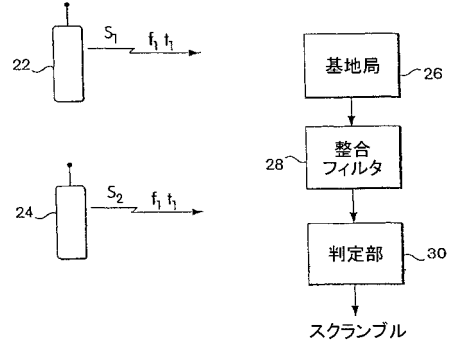


Fig. 2 (従来技術)

【 図 3 】

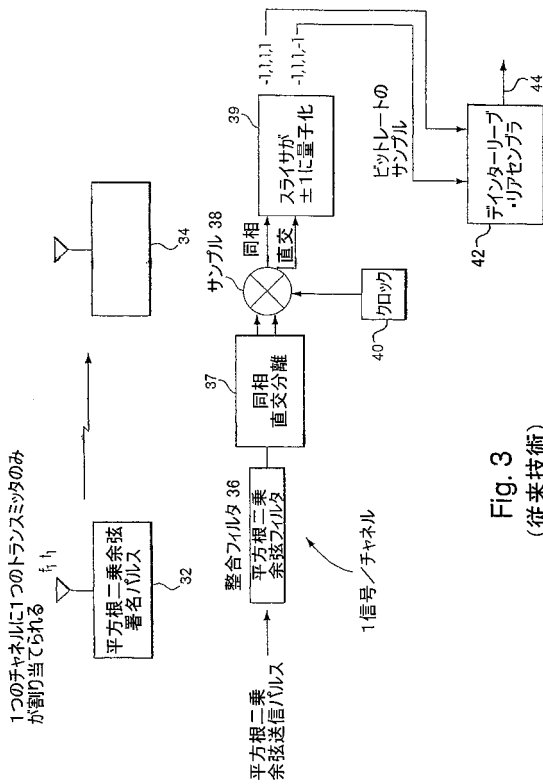


Fig. 3 (従来技術)

【 図 4 A 】

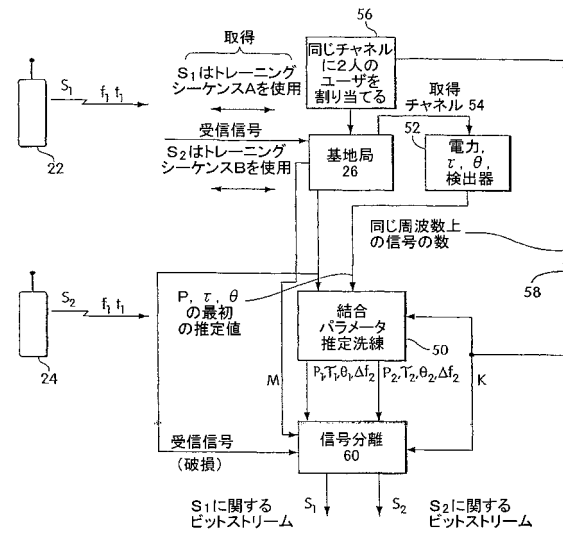
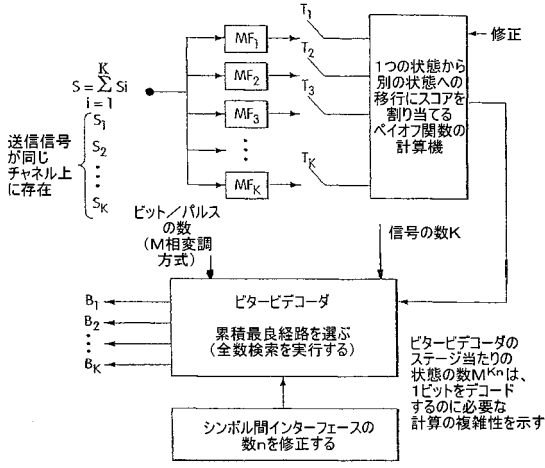


Fig. 4A

【 図 4 B 】



M^{Kn} は
速く膨大な
数字になる

$n = \text{ISIの数}$

$K = \text{ユーザの数}$

n は、ビタービの状態形成およびベイズ関数の
計算において、テールを切断することにより変更される

K は、除去によって変更される

Fig. 4B

【 図 5 】

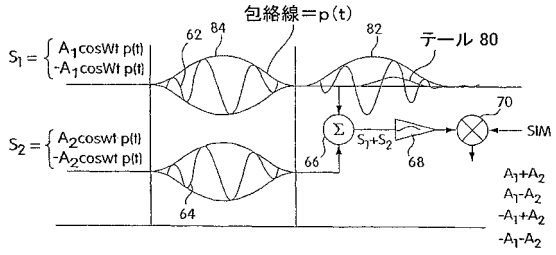


Fig. 5

【 図 6 】

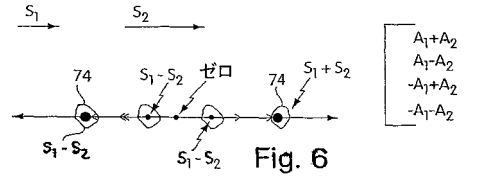


Fig. 6

【 図 7 】

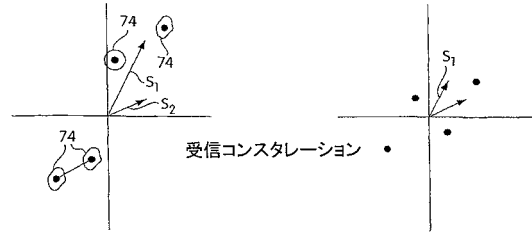


Fig. 7

【 図 8 】

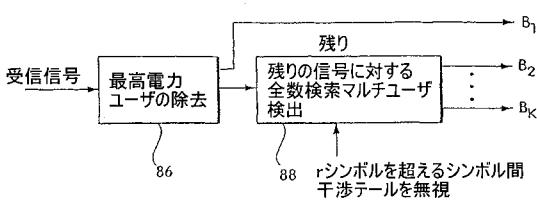


Fig. 8

【 図 9 】

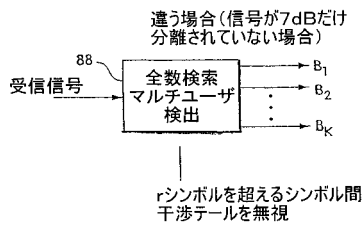


Fig. 9

【 図 10 】

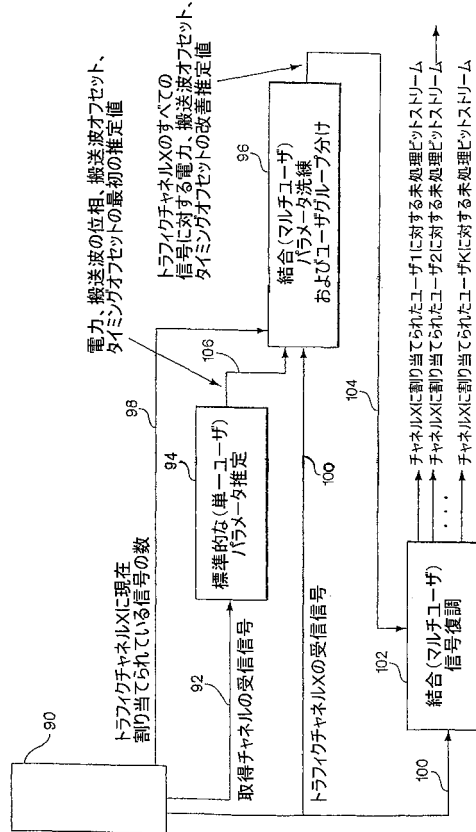


Fig. 10

【 図 1 1 】

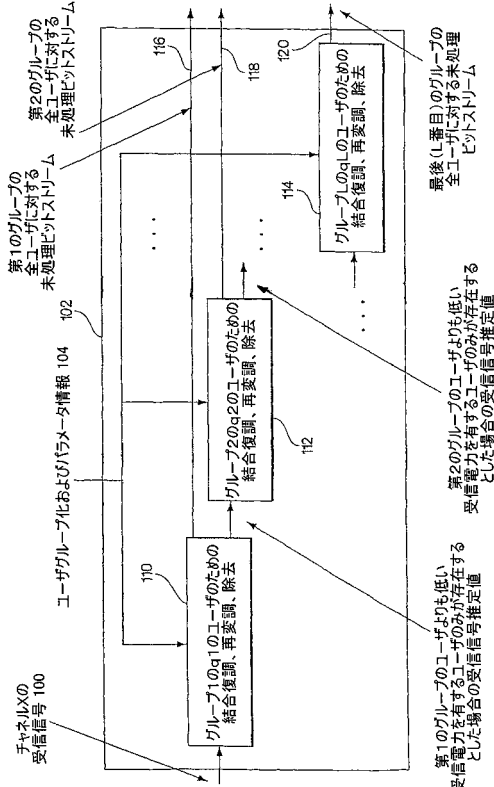


Fig. 11

【 図 1 2 】

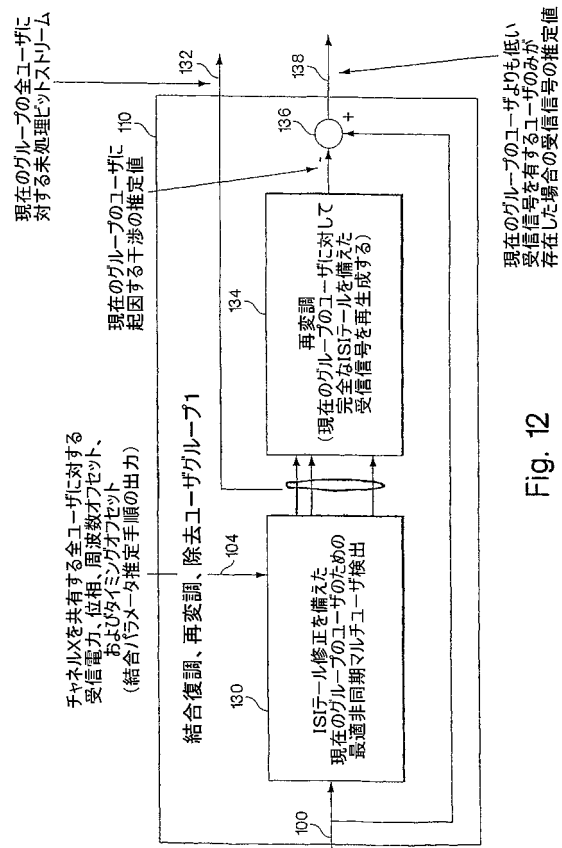


Fig. 12

【 図 1 3 】

結合パラメータ推定洗練

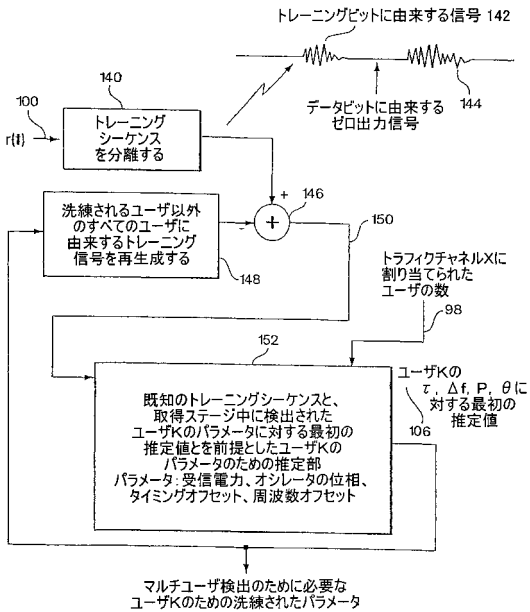


Fig. 13

【国際公開パンフレット】

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau



(43) International Publication Date
28 March 2002 (28.03.2002)

PCT

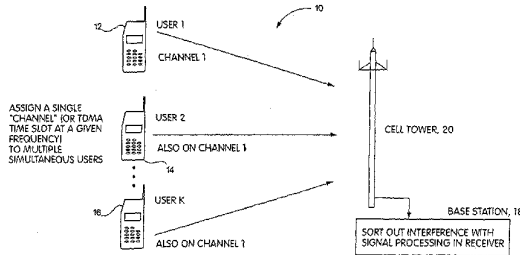
(10) International Publication Number
WO 02/25820 A2

- (51) International Patent Classification: H03M
- (21) International Application Number: PCT/US01/27574
- (22) International Filing Date: 5 September 2001 (05.09.2001)
- (25) Filing Language: English
- (26) Publication Language: English
- (30) Priority Data:
 - 60/233,870 20 September 2000 (20.09.2000) US
 - 09/923,709 7 August 2001 (07.08.2001) US
- (71) Applicant: BAE SYSTEMS INFORMATION AND ELECTRONIC SYSTEMS INTEGRATION INC. [US/US]; 65 Spitbrook Road, Nashua, NH 03061 (US).
- (72) Inventors: LEARNED, Rachel, 14 Florence Road, Waltham, MA 02453 (US); SU, Joseph, 20 Bloody Brook Road, Amherst, NH 03031 (US).
- (74) Agents: ASMUS, Scott et al., Maine & Asmus, PO Box 3445, Nashua, NH 03061-3445 (US).
- (81) Designated States (national): 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, 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, NO, NZ, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZW.
- (84) Designated States (regional): ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Published: — without international search report and to be republished upon receipt of that report

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

(54) Title: METHOD FOR OVERUSING FREQUENCIES TO PERMIT SIMULTANEOUS TRANSMISSION OF SIGNALS FROM TWO OR MORE USERS ON THE SAME FREQUENCY AND TIME SLOT



(57) Abstract: A system is provided for increasing the number of users capable of communicating over a wireless network to permit multiple users to transmit information simultaneously on the same channel or frequency in which a Viterbi decoder-based signal separation system is used to pull apart or uncorrupt the otherwise interfering signals on the channel. In one embodiment, two users are assigned to the same channel, with a joint parameter estimation pre-processor being utilized to provide an estimation of the power, time and frequency offsets and phase of the incoming signals. The joint parameters estimated by the parameter estimation unit are applied to a signal separator which recovers and pulls apart the two signals. The subject system is capable of accommodating more than two simultaneously transmitted signals to provide signal packing over existing channels without requiring new waveforms through the utilization of stripping techniques and tail chopping techniques so as to minimize the computational load involved in separating the signals.



WO 02/25820 A2

WO 02/25820

PCT/US01/27574

TITLE

METHOD FOR OVERUSING FREQUENCIES TO PERMIT SIMULTANEOUS
TRANSMISSION OF SIGNALS FROM TWO OR MORE USERS ON THE SAME
FREQUENCY AND TIME SLOT

5

CROSS REFERENCE TO RELATED APPLICATIONS

This application claims priority to United States Provisional Patent Application Serial No. 60/233,870, filed 20 September 2000 and United States Utility Patent Application Serial No. 09/923,709 filed 07 August 2001.

10

FIELD OF INVENTION

This invention relates to communication systems and more particularly to a method and apparatus for uncorrupting or separating signals from multiple users transmitted simultaneously over the same frequency and in the same time or overlapping slot.

15

BACKGROUND OF THE INVENTION

It will be appreciated that wireless networks have of late become overloaded due to the increasing number of users seeking to communicate with the cell towers. Various communications schemes have been proposed in order to multiplex the signals so that a large number of users can communicate with a given cell tower. In general for analog phones, the analog system provides one communication channel per user. As a result the analog service has become quickly overloaded with the large number of users seeking access to a cell tower. In order to accommodate the overloaded conditions, time division multiplexing, TDMA, frequency division multiplexing, FDMA, and code division multiplexing, CDMA, have been utilized to accommodate many users per tower. By multiplexing is meant multiple access in which the number of users communicating with the cell tower are organized so as not to interfere with one another, allowing an equitable sharing of the channel resource.

20

25

WO 02/25820

PCT/US01/27574

The original premise for TDMA type systems was a 3 to 1 advantage which has in general been realized. CDMA systems have initially promised a 20 to 1 advantage, but practically have been able to realize only a 3 to 1 advantage.

5 Additionally, satellite communications have required a certain amount of multiplexing to be able to accommodate users seeking to communicate through satellite uplinks and downlinks.

10 While the above-mentioned techniques for providing multiple access have proved useful in accommodating the increasing number of users, the number of users for wireless services has increased beyond the capacity of present systems to be able to accommodate them.

15 What is therefore necessary is a system that can accommodate simultaneous transmission from multiple users on the same frequency sharing the same time slot or channel. In order to be able to do this a system is required which can uncorrupt or separate simultaneously received signals. Not only is such a system required, it is also a requirement that the descrambling or separation be not computationally complex so that the computation can be carried out by processors in hand-held wireless units.

20 By way of further background, the original inception of multiple access (MA) for the wireless medium was dictated primarily by the need for simple receivers. MA schemes have traditionally assigned user's waveforms and timing protocols for the sole purpose of eliminating or minimizing interference among the various users that simultaneously access a shared wireless channel so that a simple matched-filter receiver can reliably detect any signal of interest. Specifically, time division multiple access (TDMA), frequency division multiple access (FDMA), code division multiple access (CDMA) and hybrid schemes force signals to be orthogonal in which there is no interference whatsoever, e.g. different users are assigned completely different timeslots or nearly orthogonal wideband signals
25 such that there is negligible interference between any two signals sharing the same bandwidth. These systems work well within the primary original motivating constraint, namely, lack of computing capabilities in the receiver. Bandwidth, on the other hand, was plentiful relative to the original appetite for throughput.

WO 02/25820

PCT/US01/27574

Many decades later, three trends impact wireless communication: 1.) computing capabilities have improved many fold, 2.) the requirement for information throughput has increased exponentially, and 3.) the bandwidth available for typical MA systems has decreased. The imposition of orthogonal signal assignment coupled with limitations in available bandwidth result in MA systems that fall far short in capacity or throughput for today's needs.

SUMMARY OF THE INVENTION

In order to uncorrupt or to separate simultaneously transmitted signals on the same frequency a Viterbi decoder is utilized to provide a shortest path procedure to pick a joint bit stream that has the highest probability of occurrence given the data received. In essence each of the two or more simultaneously transmitted signals has characteristics which can be ascertained which permit the separation of the signals and the descrambling thereof. It is the recognition that two simultaneously discretely modulated transmitted signals have enough identifying characteristics that makes possible their separation.

Two signals which arrive simultaneously on the same frequency and not having vastly different received powers appear so scrambled that neither of the signals is intelligible. In short, one signal appears as noise to the other signal and vice versa. It has been found in the subject invention that there is sufficient information on the simultaneously transmitted signals to perform signal separation through the utilization of a parameter estimation pre-processor and the utilization of techniques which shorten the exhaustive search done by a Viterbi decoder in the signal separation process, first by a hybrid stripping based on power and secondly by inter-symbol interference tail chopping for the formulation of the receiver detector/decoder algorithm.

Generally, the solution to the problem of increasing throughput without increasing bandwidth lies in the application of multi-user detection (MUD) theory. Multi-user detection is described in S. Verdu, *Multi-user Detection*, Cambridge University press, 1998, Chapter 4, which includes a detailed description of signal separation using an exhaustive search. This search analyzes all of the possibilities of data points when multiple signals are combined.

WO 02/25820

PCT/US01/27574

More generally, the premise behind multi-user detection is not to treat the "other user" interference as noise. Indeed, the interference is nearly entirely deterministic in that much is known about the interfering signals such as the symbol waveform, modulation scheme, and symbol rates. The multi-user detector takes advantage of all that is known at the receiver about each of the interfering digitally modulated signals.

It has been found that multi-user detection can: 1.) allow for robust operation of a communication link in the presence of other user interference, 2.) eliminate weak user dropout (the near-far problem) in a multiple access system employing "nearly orthogonal" signaling such as described in the IS-95 protocol, 3.) eliminate the need for power control to ensure that all signals are being received by the base station at the same power, and 4.) increase throughput since more simultaneous users can co-exist and transmit on the same frequency or channel since intentional interference is allowed.

The subject invention involves improvements made to the theoretical techniques of multi-user detection to solve the practical problems associated with increasing the number of simultaneous users for any actual commercial system that employs orthogonal signaling such as TDMA, FDMA or hybrid of the two. One such example system that employs orthogonal TDMA/FDMA is the cellular GSM system in use in Europe and elsewhere.

The present invention solves two challenges associated with the realization of MUD-based extensions to existing MA communication systems to allow for a many fold increase in user capacity.

First, in general, the optimal exhaustive search MUD that can be implemented with a Viterbi algorithm (shortest path algorithm) is exponential in complexity per bit decoded, meaning that the number of states per stage, $M^{(nK)}$, is impractically large when n , the Inter-Symbol Interference (ISI) number, times K , the number of users is greater than 12. Thus, in a practical multi-user environment $n \times K$ could easily exceed 24 such that the complexity per bit decoded is many hundreds of gigaflops or floating point operations per bit. The largest handset computational capacity is on the order of megaflops which will not support an exhaustive multi-user search signal separator like that in Verdu, Chapter 4. As will be seen, the subject system reduces n by tail chopping. As to K , a grouping of

WO 02/25820

PCT/US01/27574

signals based on power reduces K into two or more sub groups, with which each subgroup containing no more than k users, and for which $n \times K$ is not excessive.

Second, all previously proposed methods to reduce complexity either require that one design new waveforms that will deviate from existing specifications for existing and
5 upcoming wireless systems, or allow ad-hoc interference as long as the interfering waveforms comprise a linearly independent set. The requirement of linearly independent waveforms does not hold if one were to over-pack a GSM cellular timeslot in a single cell or an ACES satellite timeslot in a single spot beam, for example.

Note that the subject system does not require the design of new waveforms and
10 does not require the use of a linearly independent set in order to achieve over-packing for existing and proposed systems employing orthogonal signaling. Prior to the invention, such a method of over-packing would require the use of the computationally impractical exhaustive search optimal MUD detailed in the Verdu text.

The exponential complexity problem has been solved by improving the theoretical
15 insights corresponding to multi-user detection for asynchronous linearly dependent signals with intersymbol interference to eliminate this impractical complexity.

The primary reason to reduce complexity is so that real time operation is possible with state of the art processors that can be inserted into current base stations, user phones, and other transmit/receive devices that may wish to employ the subject system.

Furthermore, the user phone or small device can tolerate only small increases in
20 complexity relative to what a base station can tolerate. The present invention involves a way to pack existing signals into the available bandwidth in such a way as to allow for a MUD procedure that is as computationally simple. The subject small device receiver algorithm is as computationally simple as a state of the art receiver and can be
25 accomplished in real time within present state of the art processing for handsets.

In one embodiment, the subject system consists of the following five core pieces:

1. An asynchronous over-packing scheme for channels in the reverse link (mobile to base, or small computing device typically associated with the user to big computing device typically associated with a controller).

WO 02/25820

PCT/US01/27574

2. A parameter estimation block that proceeds the signal separation block.

3. A signal separation block for the controller (e.g. in the base station receiver) that outputs the channel bits to be processed by the existing system elements such as de-interleaving and error correction decoding.

5 4. A synchronous packing scheme for the forward link (base to mobile or big device to little device).

5. A signal separation block for the user's device (e.g. mobile telephone) that outputs the channel bits to be processed by the existing system elements such as de-interleaving and error correction decoding.

10 A sixth power control scheme may be used for improving the bit error rate both on the forward and reverse links.

The packing scheme for reverse link channel is very simple. The controller simply assigns one or more users to the exact same channel. Thus, in a GSM system, the base station controller would assign all empty time slots to active users. If a new user requests a time slot, the controller assigns a time slot that is already occupied.

15 The parameter estimation block calculates estimates of each user's received power, baud timing offset, frequency offset, and oscillator phase. The controller, during acquisition with a new user, sends the received acquisition signal to the preliminary parameter estimation sub-block which computes maximum likelihood estimates for received power, baud timing offset, frequency offset, and oscillator phase. This information is then conveyed to the parameter refinement sub-block which refines the estimates of these parameters for the new user as well as the existing user or users in the shared time slot.

25 The signal separation block consists of an algorithm which automatically alternates between two modes of operation within the receiver. It reverts to a simple stripping procedure whenever possible when relative received signal powers are favorable to stripping. Whenever stripping is not capable of giving the required bit error rate, the receiver reverts to an inter-symbol interference (ISI) tail-chopped version of the optimum

WO 02/25820

PCT/US01/27574

asynchronous multi-user detector. For more than two users, a hybrid between the ISI chopped optimum multi-user detection and stripping is used.

When the powers of the recovered signals are less than 6dB apart, tail chopping is used to reduce computational complexity. The stripping procedure has the lowest
5 complexity of all multi-user detection procedures, but suffers from bad bit error rate unless the received powers are greater than 6 dB apart in which the highest power signal dominates.

The subject inter-symbol interference tail-chopped exhaustive search is an improvement over the optimal exhaustive MUD detailed in the Verdu text, and achieves a
10 substantial reduction in complexity by reducing the number of states per stage in the Viterbi decoder used for finding the maximum likelihood joint sequence. It does so by ignoring the presence of inter-symbol interference tails in the formulation of the optimum exhaustive search MUD.

For two or more users packed within the same channel, the grouped hybrid method
15 is employed. This method groups signals into families according to their received power. In one embodiment, the lowest power signal in one family must be 6 dB higher than the highest power signal in the next lowest power family. The ISI-chopped exhaustive search MUD is performed on one family at a time, starting with the highest power family and working down in power order. After a bit stream is produced for each user in that family,
20 the received signals are recreated using the entire signature pulse for each user in that family without the ISI tails chopped. This recreated interference signal is then subtracted from the original received signal to create an interference-reduced signal. Note, that prior to recreation of the interference signal, the bit streams may be corrected by applying the appropriate error correction if feasible. The above MUD-remod-strip procedure is repeated
25 until all signal families are detected and/or decoded. This block requires all parameters estimated in the parameter block, along with the total number of users sharing each channel.

As to tail chopping, tail chopping merely requires providing the replica of a user's signature pulse without tails to the extensive search multi-user detector. Note that when
30 constructing the trellis (Viterbi decoder) that performs the exhaustive search to determine

WO 02/25820

PCT/US01/27574

the optimal set of bit streams associated with the received signal comprised of the aggregate of a number of interfering signals, one must provide a replica of each user's signature pulse, and it is this signature pulse which is provided with tails removed to the Viterbi decoder.

5 When one provides the complete pulse over its entire non-zero duration, which is typically more than 6 bit durations for K interfering signals, the resulting Viterbi decoder will have $M^n(Kn)$ states per stage, where M corresponds to M -ary modulation (e.g. $M=2$ is binary phase shift keying), K is the number of interfering users, and n is the ISI number (e.g. the number of bit durations for which the signature pulse is non-zero).

10 The computational complexity required for the Viterbi decoder to search all possible paths corresponding to all possible bit combinations is proportional to the number $M^n(Kn)$ which is the number of states per stage of the trellis.

15 In order realize a significant reduction in computation required per bit, in the subject invention, a tail-chopped version of each user's signature pulse is provided to the exhaustive search multi-user detector. In the case where one chooses to set the pulse to zero beyond the r th bit duration, where $r < n$, one now has an exhaustive search via a Viterbi decoder with a reduced number of states per stage in the trellis, namely $M^r(Kr)$.

20 When the user signals are being received with similar powers, this tail chopping causes negligible degradation in the performance of the, now suboptimal, exhaustive search multi-user detector, but provides the desired bit streams with a significantly lower complexity.

25 In the case where the received signals are separated by a larger power difference, such as 6-7dB, the error rate in the bit stream associated with the lower power user is significantly degraded by using the tail-chopped version of the exhaustive search multi-user detector.

To solve this degradation problem, the subject invention uses a power ordered stripping technique. When the power separation between highest power signal and the remaining signals is greater than 6dB then the highest power signal is stripped off with a full tail, with lower power signals having tails chopped in the formulation of the Viterbi-

WO 02/25820

PCT/US01/27574

decoder-based search to eliminate complexity that these tails cause in the optimal signal separation process.

Thus, in the more general case of making use of stripping to reduce the complexity consider to the case where any two power-adjacent received signals are separated by a
5 large amount, e.g. 6 dB. In this case one reduces the complexity by stripping off the group of higher power signals, thus reducing the number, K , of interfering users expected by the exhaustive search multi-user detector. Specifically, one tells the exhaustive search multi-user detector that there are only I users, the number of users in the highest power grouping. In effect, one has decided to treat all other users as background noise. Once these users
10 have been decoded, they are recreated with full ISI tails and stripped from the received signal to create an interference-reduced signal, e.g. an estimate of what would have been received if none of the I signals in the highest power grouping were present.

Since the other users are all much lower in received power, e.g. 6 dB lower than the lowest power user in the higher power grouping, this sub-optimal assumption causes
15 negligible degradation to the bit error rates of the users in the high power grouping.

The benefit of tail chopping and iteratively stripping off users is that the computational complexity required is at least an order of magnitude lower since the complexity required is only on the order of $M^r(Ir)$ computations per bit decoded. This is significantly smaller than $M^r(Kn)$ since $I < K$ and $r < n$.

20 Once the decoded bits associated with the I users in the highest power grouping have been decoded, the signals are reconstructed using the full signal with the full tails covering n bit durations and the reconstructed full signals are subtracted from the received signal. One now has an estimate of the received signal that does not include the I users in the highest power grouping. The process is then iterated, detecting and stripping off the
25 next highest power group of signals until there are no more signals left.

In one embodiment, the power grouping is done by the parameter estimation block. The parameter estimation block must determine each user's power as part of its function. It then orders the users by power. Once ordered, the users are grouped together according to power families for which there must be a large power difference, e.g. 6dB, between the

WO 02/25820

PCT/US01/27574

lowest power user in one family and the highest power user in the next lower power family.

If there are only a total of two users, then the power grouping would either separate the two users in to two "groups" if there was 6dB or greater difference between them, or
5 group them together in one grouping if there was not.

As to the forward link, the subject synchronous packing scheme for the forward link allows for a simple signal separation procedure in the user device. Here, the subject system takes the ability to perform an orderly signal packing in the controller prior to sending the signal out to the forward channel. This is useful in that any timing or phase
10 offsets are known by the handset prior to parameter estimation.

Note that, the separation algorithm block within the user device may be same as that in a base station.

As a further improvement a power control scheme can be implemented to control the power at the handsets to provide for groups of received signals based on power levels
15 to permit more rapid processing by, in effect, reducing K into sub-groups of smaller k's.

The primary benefit of supersaturated communications is a significant increase in the throughput of existing cellular, PCS, and satellite multiple access communication systems, as well as systems currently being designed for future use such as next generation cellular, local wireless loop, and wireless local area networks for wireless internetworking
20 of devices or appliances.

In summary, a system is provided for increasing the number of users capable of communicating over a wireless network to permit multiple users to transmit information simultaneously on the same channel or frequency in which a Viterbi decoder-based signal separation system is used to pull apart or uncorrupt the otherwise interfering signals on the
25 channel. In one embodiment, two or more users are assigned to the same channel, with a joint parameter estimation pre-processor being utilized to provide an estimation of the power, time and frequency offsets and phase of the incoming signals. The joint parameters estimated by the parameter estimation unit are applied to a signal separator which recovers and pulls apart all the signals assigned to the same channel. The subject system is capable

WO 02/25820

PCT/US01/27574

of accommodating simultaneously transmitted signals to provide signal packing over existing channels without requiring new waveforms through the utilization of stripping techniques and tail chopping techniques so as to minimize the computational load involved in separating the signals.

5.

WO 02/25820

PCT/US01/27574

BRIEF DISCRIPTION OF THE DRAWINGS

These and other features of the subject invention will be better understood in connection with the Detailed Description in conjunction with Drawings of which:

5 Figure 1 is a diagrammatic illustration of multiple wireless users simultaneously communicating with a cell tower on a single frequency or channel, with the received signals being sorted out at a base station by signal processing to uncorrupt the interfering signals;

10 Figure 2 is a diagrammatic illustration of two signals sent at the same time on the same frequency and in the same time slot if TDMA is used, with the result being a corrupted or scrambled and undecipherable result;

15 Figure 3 is a diagrammatic illustration of a prior art system in which digitally encoded in-phase and quadrature signals are detected using matched filters typically having a root-raised cosine filtering characteristic in which the in-phase and quadrature components are sampled at the bit rate to provide either +1 or -1, with the sign of the bits conveying the transmitted information;

20 Figure 4A is block diagram of the present invention illustrating the transmission of two signals simultaneously on the same channel or frequency to a base station in which the individual signals are separated by first using a joint parameter estimation unit and providing these parameters in refined form to a signal separation unit which utilizes a Viterbi detector, an exhaustive search, and a method to limit the exhaustive search by ISI tail-chopping and stripping techniques;

Figure 4B is a detailed block diagram illustrating an implementation of the multi-user detection system of the present invention;

25 Figure 5 is waveform illustrating the existence of identical signals and the effect of a tail of a preceding portion of the signal;

Figure 6 is a of vector diagram illustrating the result of combining 2 BPSK in-phase detected signals, illustrating regions of uncertainty as to the data points;

Figure 7 shows two vector diagrams for two different signal realizations for $\{S_1, S_2\}$ of the received constellation illustrating in two dimensions the uncertainty of the data

WO 02/25820

PCT/US01/27574

points in the received constellation which is the result of the detection of simultaneous signals on the same channel or frequency but with arbitrary relative phases;

Figure 8 is a block diagram illustrating one technique for decreasing the computational complexity of signal separation in which the signal representing the highest power user is stripped off, if it is more than 6dB higher in power than the second highest power signal. This is followed by processing the remaining signals with an exhaustive search multi-user detection algorithm in which inter-symbol interference tails beyond r symbols are ignored;

Figure 9 is a block diagram illustrating that if the interfering signals are not separated in power by a pre-determined amount (e.g. 6dB), then an exhaustive search multi-user detection technique is applied;

Figure 10 is a block diagram illustrating that the number of signals currently assigned to a traffic channel is utilized in joint multiple-user parameter refinement along with single user parameter estimates and the received signals to provide parameters to the joint multiple-user signal demodulation section;

Figure 11 is diagrammatic illustration of the utilization of stripping in which various groups of users are processed separately based on power;

Figure 12 is a diagrammatic illustration of the utilization of inter-symbol interference tail modification in the formulation of the optimum asynchronous multi-user detector, followed by remodulation which recreates received signals with full inter-symbol interference tails for users in the current grouping so as to achieve an estimate of the received signal if the only users present were those having powers below those in the current grouping; and,

Figure 13 is a block diagram illustrating the joint parameter estimation process.

25

WO 02/25820

PCT/US01/27574

DETAILED DESCRIPTION

Referring now to Figure 1 what is shown is a typical GSM system in which in-phase and quadrature components of the transmitted signals are recovered to provide a bit stream which conveys the information transmitted. Here a network 10 is utilized to transmit the information to and from multiple users 12, 14 and 16 and a base station 18 through a wireless communication network to and from a cell tower 20. The ability to overuse frequencies is depicted by a situation in which there are multiple simultaneous users all assigned to a single channel or TDMA time slot at a given frequency. Thus User 1 transmits on Channel 1, as does User 2 and all other users assigned to that channel, up to User K. It is the purpose of the subject system to sort out the interfering signals with signal processing at the receiver, in this case at the base station. It will be appreciated that identical processing is carried out in each of the handsets so that full duplex, two-way communication can be achieved by multiple users on both the forward and reverse channels. By so doing, the channel capacity of a tower, a satellite or other transmit/receive point can be augmented by the amount or the number of users that can simultaneously utilize a given channel.

Referring to Figure 2, if two users, here illustrated at 22 and 24, were to simultaneously transmit information over the same frequency, a base station 26 coupled to a matched filter 28, in turn coupled to a decision unit 30 would provide as an output hopelessly corrupted signals. The reason is that the individual signals would be interfering with each other. In present systems, signals are intentionally coordinated to avoid interference because if one signal were to interfere with another signal and if no attempt was made to remove interference or to disambiguate the signals, the demodulated signal is corrupted beyond recognition.

It has been found, however, that there is a significant amount of information carried by each of the signals which can be utilized to identify the signals and to separate them to provide intelligible information.

Referring now to Figure 3, the case is illustrated where there is one signal per channel. Here a transmitting source 32 transmits to a receiver 34 utilizing an in-phase, quadrature modulation scheme with a root raised cosine transmitter filter. A matched filter

WO 02/25820

PCT/US01/27574

36 is provided with a root raised cosine filter. This is followed by 37 in which they are separated, then in-phase and quadrature components sampled at 38 and in-phase and quadrature sample streams in which the information is carried in the sign of the samples. In the illustrated example the bits are either -1 or 1, with the in-phase and quadrature signals from the matched filter being sampled by clock 40 at the bit rate. These in-phase and quadrature signals are then supplied to an interleave re-assembler 42 which results in a demodulated output 44 corresponding to recovered in-phase and quadrature components of the modulated signal.

Referring now Figure 4A, in one embodiment, in the subject system two or more simultaneous signals are transmitted from handheld units 22 and 24 to a base station 26. Here, the output from the base station is supplied to a joint parameter processing unit 50 which seeks to recover all relevant parameters of both signals in terms of power, offset and oscillator phase. As will be described, processor 50 may provide these joint parameter estimates through an estimation process. As illustrated at 52, a power, offset and phase detector is utilized to provide an initial estimate of parameters from signals on the acquisition channel. Note, that detector 52 operates by calculating the parameters during the acquisition phase in which the new transmitter sends its signal over the control channel 54 without any interference from other users in that channel.

It will be appreciated as illustrated at 56 that base station 56 assigns two users to the same channel, with the number of signals on the same frequency 58 being derived therefrom. This information is passed to the joint parameter estimation processor 50 and signal separator 60 so that the appropriate estimations are provided to signal separation unit 60.

The output of the base station, namely the scrambled signals, are coupled to signal separation unit 60, the operation of which will be described hereinafter. Utilizing the power, offset and phase estimations, signal separation unit 60 disambiguates or recovers the data streams corresponding to the two signals based on multi-user detection techniques. It employs an exhaustive search algorithm which, in essence, runs through all the possibilities of data points in a received constellation and determines which data points belong to which signals. The ability for this algorithm to sort out the various data streams

WO 02/25820

PCT/US01/27574

from the corrupted received signal is due in part, to the different powers, offsets, and phases. As can be seen in Figure 4B, the description of multi-user detection is in accordance with the Verdu text, Chapter 4.

The minimum bit error rate multi-user detector can be implemented by a dynamic programming algorithm that carries out an exhaustive search of all possible bits streams for all interfering users jointly to ascertain the most likely bit stream for each user. Having assigned bit streams to users means that the transmitted information corresponding to each interfering user is separated. The exhaustive search carries out two independent iterations each of which requires a computational effort proportional to the number of stages and to the number of states per stage M^{kn} . Therefore the complexity per bit is on the order of M^{kn} .

It will be thus appreciated that the exhaustive search algorithm utilized to determine which of the data points pertain to which of the interfering signals requires an extensive amount of computation power. In general, multi-user detection has been accomplished with relatively massive computers. Such intense computations cannot presently be carried out by the CPUs within handsets or within the base station. It is therefore important to be able to cut down on the exhaustive search in order to be able to implement the signal separation bits in a handheld unit and in real time at the base station.

Referring now to Figure 5, how the computational reduction is accomplished is now described using a simplified example. It will be seen that two waveforms 62 and 64, having identical phases, exist in respective envelopes, are summed as illustrated at 66 and are extracted by filter 68 and then sampled at 70. The result has four possible values $+A_1 + A_2$, $+A_1 - A_2$, $-A_1 + A_2$, or $-A_1 - A_2$. These components can be plotted as data points in a received constellation and as illustrated in Figures 5, 6 and 7 where each shows a different phase and power relationship between the two signals. There is a certain amount of uncertainty as to these data points due to background and receiver noise as illustrated at 74.

It is the purpose of the exhaustive search, in effect, to be able to provide an estimate of the actual data point in the received constellation and it is this search that must be heavily curtailed or refined so as to reduce the computational load.

WO 02/25820

PCT/US01/27574

One of the contributors to the total number of the data points to be searched is the length of the inter-symbol interference tail, here illustrated at 80, which will be seen to exist from a latter portion of the signal 84 and is interfering with the main portion of pulse 82.

5 As one of the aspects of the subject invention, this tail is ignored to provide a more amenable number of data points in the received constellation. Specifically, this corresponds to less states per stage in the search trellis or Viterbi decoder.

10 It will be appreciated that the effect of the tail of one user on the succeeding main portion of the pulse corresponding to the other user is power dependant. For instance, if the power of the signal which is interfering is relatively low compared to the highest power signal, then the effect of ignoring the lower power signal tail is minimal on the exhaustive search process results pertaining to the highest power signal. On the other hand, the effect of ignoring the high power signal tail is catastrophic on the results of the exhaustive search that pertain to the lower power signal. If both signals are received at relatively similar
15 powers, then ignoring the tails causes only negligible increase in the size of the uncertainty cloud around each point in the constellation, while dramatically reducing the total number of points that must be searched. What this means is that the exhaustive search need not go through a tremendous number of possibilities in order to assign a data point to a given signal if ISI tails can be ignored.

20 The two techniques of ignoring inter-symbol interference tails beyond r -symbols, $r < n$, and the use of a stripping technique to strip off the highest power user or group of users are illustrated in Figure 8. Here the simplest rendition is shown for which the highest power user is stripped off at 86 prior to the exhaustive search multi-user detection being performed, as illustrated at 88. It will be appreciated that in the exhaustive search multi-
25 user detection inter-symbol interference tails beyond r bit durations are ignored. The combination of the stripped-off highest power user and the ignoring of the tails reduces the computation load by, in general, at least five orders of magnitude in the recovery of the various bit streams, here illustrated by B_1 and $B_2 \dots B_k$.

WO 02/25820

PCT/US01/27574

As illustrated in Figure 9, if the signals are of the same power, there is no stripping and the exhaustive search multi-user detection 88 is performed, again ignoring interference tails.

Referring now to Figure 10, more particularly, base station controller 90 provides the received signal in the acquisition channel over line 92 to a standard single user parameter estimation unit 94 which is in turn coupled to a joint multi-user parameter refinement and user grouping unit 96. Also, an input to unit 96 is the number of signals currently assigned to traffic channel X as illustrated by line 98.

The received signal in traffic channel X is delivered over line 100 to unit 96 and to a joint multiple-user signal demodulation unit 102 which requires the output 104 of the parameter refinement and user grouping unit.

Note that the standard single user parameter estimation unit is coupled to the joint parameter refinement and user grouping unit 96 via a line 106 which provides to this unit initial estimates of power, carrier phase, carrier offset, and timing offset. The output of the joint multiple-user parameter refinement and user grouping unit is a set of improved estimates of power, carrier offset, and timing offset for all the signals in traffic channel X. These five parameters and user groupings are utilized by the joint multiple user signal demodulation unit so as to be able to output a raw bit stream for user 1, user 2...user K, representing the separated signals.

It will be noted that unit 96, also functions to determine a grouping of the incoming signals in terms of their relative power.

It will be appreciated that the raw bits streams may be run through the remaining processing already present in the system such as the deinterleaving, error correction decoding and other filtering techniques.

Referring now to Figure 11, the joint multiple user signal demodulation system is described. Here joint multiple user signal demodulation unit 102 has an input which is the received signal in channel X, here illustrated at 100. As will be seen, the received signal is applied to a joint demodulation, remodulation, stripping and user grouping unit 110 which

WO 02/25820

PCT/US01/27574

in essence processes a first group of q_1 incoming signals which have been grouped according to power.

The output of User Group 1 unit 110 is an estimate of the received signal if the only users present were those having received powers below those in the first grouping. This output is then applied to a joint demodulation, remodulation stripping unit for User Group 5 2 as illustrated at 112, the output of which, again, is an estimate of received signal if the only users present were those having received powers below those in the second grouping.

The process is iterative such that for all user groupings up to user grouping L the process continues until the signals are processed for user grouping L as indicated at 114. It 10 will be noted that the output of each of units 110, 112 and 114 are raw bit streams for all users in the particular groupings. For instance, the output on line 116 is the raw bit stream for all q_1 users in the first grouping, on 118 the raw bit stream for all q_2 users in the second grouping and on line 120 the raw bit stream for all q_L users in the last grouping.

Referring now to Figure 12, the operation of a joint demodulation, remodulation and stripping unit is described. 15

Here input signal 100 is applied to an optimum asynchronous multi-user detector 130 for a user in a current grouping, in this case the first grouping. This unit also takes into account ISI tail modifications.

The optimum asynchronous multi-user detector or MUD 130 is the unit which 20 performs the multi-user detection utilizing the techniques described in Verdu, Chapter 4 and in this case ignores the existence of intersymbol interference tails that exists beyond the appropriate number of symbols, say, r . This is done to significantly reduce the computational complexity of the exhaustive search provided in this unit.

As indicated in Chapter 4 of Verdu, the multi-user detection algorithm requires the 25 knowledge of received powers, phases, frequency offsets, and timing offsets for all users sharing the channel which is the output from the joint parameter estimation procedure. In addition, user-grouping information is also passed over line 104 to unit 130.

From this information unit 130 determines the q_1 signals to be processed and the $K-q_1$ signals to be ignored at this stage. By grouping together a small subset, q_1 , of the

WO 02/25820

PCT/US01/27574

total number of users, K , one reduces the complexity of the optimum asynchronous multi-user detection and results in complexities $M^{q_1 \times r}$ where q_1 is the number of users in this first sub-group. Recall that r is used to denote the reduced ISI number which is less than n , the actual ISI number.

5 It will be appreciated that the output of unit 130 is a raw bit stream for all users in the current grouping as illustrated on line 132, whereas another output of unit 130 is applied to a unit 134 which remodulates and recreates received signals with full ISI tails for users in the current grouping.

10 The purpose of unit 134 is to recreate the received signal that would be present when the only users transmitting are those associated with the first grouping. Note that each user's signal is recreated with the full extent of ISI tails. This operation is accomplished at 136 such that the output at 138 is an estimate of the received signal if the only users present were those having received powers below those in the first grouping.

15 It will be appreciated that the signals at output 138 are those which correspond only to a smaller number of transmitting signals. For example, if Figure 12 were to represent the joint demod-remod-strip block associated with the first user grouping, output 138 would correspond to only $K-q_1$ users.

20 It will be appreciated that block 110 is repeated in order to stepdown a number of users so that the computational complexity of the optimum synchronous MUD is significantly reduced. The overall result is to reduce the computational complexity by at least five orders of magnitude when power grouping is possible.

25 It will be appreciated that in order for the optimum synchronous multi-user detection unit to operate properly, it is important that the inputs thereto be accurate in terms of the receive powers, phases, frequency offsets and timing offsets of all of the users sharing the channel.

In essence there are two ways in which to estimate the above parameters. The first is an a priori way of estimating the parameters as illustrated by unit 94 which assumes a single user exists in the acquisition channel. Unit 94 performs a simple parameter estimation based on the signals in the acquisition channel. It will be noted that when a

WO 02/25820

PCT/US01/27574

phone is turned on, the phone must communicate to the base station over the separate acquisition channel prior to being assigned to a traffic channel. If a user is all alone, the parameter estimation unit 94 can ascertain power, timing offset and frequency offset with state of the art technology. It is these signals which can be utilized to establish apriori an initial estimate of the powers, frequency offsets and timing offsets of all users sharing the channel. This system of parameter estimation works because only a single user is allowed to transmit over the acquisition channel at any time.

It will be appreciated that only one user seeks to join the system at one given time. The result is that if one user is utilizing a given traffic channel and another user seeks to communicate with the base station, assuming that the base station has run out of available traffic channels, the second user can have its parameters ascertained in the above manner and then be connected over the same traffic channel. This is a continual process upon the access of an additional user on the traffic channel. Once a user hops off the acquisition phase over to the traffic channel, his or her parameters are refined. This is accomplished by unit 96 of Figure 10.

The joint multiple user parameter refinement and user grouping unit 96 calculates an estimate of phase and refines initial estimates of power, carrier offset and timing offset as illustrated in Figure 13. While it is indeed possible to use unrefined parameters for signal separation, it is more useful to further refine these parameters so that a more robust signal separation can be accomplished by optimum asynchronous multi-user detector 130 of Figure 12.

Referring now to Figure 13, how the refinement is accomplished is now described: As can be seen, incoming signal 100 here illustrated by $r(t)$ goes to a unit 140 which functions to isolate the training sequence portion of the corrupted signal. In one embodiment of the subject invention a training sequence is established during acquisition by base station 26 of Figure 4A, which assigns a unique training sequence to each user that is assigned the same traffic channel. The system uses the training sequence to allow for tracking of bit timing offset, a frequency offset and phase. Thus during acquisition the base station communicates with the handset to synchronize its timing with that of the base station, and, in effect, with the timing of the other users already in the traffic channel that

WO 02/25820

PCT/US01/27574

will also be assigned to this new user. This is accomplished traditionally in any TDMA based commercial cellular or satellite system. This training sequence is utilized additionally in the subject system to provide means of separating the individual signals so that one can ascertain refined parameter estimates.

5 Thus, as illustrated at 140, the received signals are isolated based on zeroing out of the portions of the signals corresponding to the data bits, leaving the portions of the signal relating to training bits only as an output. The training sequence portion of the received signal corresponding to the transmitted signals occupying traffic channel X is illustrated at 142 and 144, with the zeroing out of the signal due to the data portion of the received
10 signal.

The output of unit 140 is applied to a summing junction 146. At 148, signals corresponding to the training sequence portion of all user signals that were previously assigned to same traffic channel are recreated.

15 Thus the output of 148 is an estimate of the training sequence portion of the received signal due to all of the users minus the newest. At 146, the estimate of the training sequence portion of all but the newest user is subtracted from the training sequence portion of the received signal that contains all users including the newest. The result, on 150 is an estimate of the training sequence portion of the received signal that would be present if only the newest user were to exist alone on channel X. This is applied
20 over line 150 to a maximum a posteriori estimator for a user K's parameters, given the known training sequences and initial estimates for user K's parameters found during the acquisition stage, namely received power, oscillator phase, timing offset and frequency offset. This is accomplished by unit 152.

25 It will be appreciated that the information over line 150 reflects what the received signal would have been during the training sequence portion if only the newest user were present. Thus the above processing appears to unit 152 as if the other signals were not there. Note, unit 152 takes up where unit 94 left off. It will be remembered that the standard single user parameter estimation unit 94 assumes that there was only one user per channel, which was true because in the acquisition phase, there is only one user per
30 channel.

WO 02/25820

PCT/US01/27574

Now unit 152 utilizes the initial information based on the traffic channel and permits the refinement of parameters which are useful in separating the signals in the traffic channel.

In estimation theory, it is well known that the quality of the parameter estimates measured in error variance of the estimate is inversely proportional to the duration over which the parameter estimation process is allowed to continue. In short, the longer you look, the better the parameter estimates.

What therefore takes place in the estimator 152 is that given the number of users assigned to the traffic channel as illustrated over line 98 and the initial estimates for each user, namely timer offset, frequency offset, power and phase, as illustrated on 106, estimator 152 continues to run, finding the improved estimates of the parameters of all signals on the communications channel assigned until adequate quality is obtained. This is done by refining the parameters of each user one at a time, always giving preference to the newest user to join channel X, but taking turns to further refine each of the parameter sets corresponding to each user on channel X.

More particularly, the estimator operates as follows: The system initially takes in the prior estimates and puts them aside temporarily. Then it takes the interference adjusted signal 150 that corresponds to the training sequence portion of the signal transmitted by the new user only. It observes this signal over multiple burst periods, meaning a predetermined short time interval to be used to calculate another set of parameter estimates. In this predetermined interval or window, phase, power, timing offset and frequency offset is determined in exactly the same manner as illustrated at unit 94, Figure 10. This assumes the training sequence noted above.

At this point, one has set aside the original estimates and, in addition, has a second set of estimates independent of the first set. The system averages the two to get a better estimate. This process is repeated, adding the new estimates based on the new intervals or windows with the appropriate weighting to reflect an evenly weighted average or giving a heavier weighting to more recent estimates. A maximum number of consecutive estimates is averaged iteratively until the desired accuracy is achieved.

WO 02/25820

PCT/US01/27574

It will be appreciated that the multi-user detector needs estimates as soon as possible, preferably in real time and cannot wait until such time as an extremely large number of averages have taken place. In the subject system, the parameter refining unit outputs refined estimates at one time, but then keeps refining the estimates over a longer
5 period of time so that as the system continues to operate, the estimates will become more and more refined, while at the same time providing real time estimates to the multi-user detector. Once a good quality estimate has been made for the newest user to join channel X, block 148 switches over to subtract out all but one of the older user's signals on channel X so as to allow a parameter refinement associated with this user. This process is repeated
10 so that all users parameters are refined in turn.

It will be appreciated that as one continues to average over successive time intervals, there will become a collection duration when an optimal averaging takes place for the given system. At this time, estimates based on prior collection intervals are tossed off or removed so that the estimation becomes as current as possible given the changes in
15 the signals over time. This is referred to here as tracking. Thus the estimator 152 refines the parameter estimates with a sliding window of collected data so as to allow the estimates to vary with time. In addition, at any given point in time, up to date estimates of any of the K users assigned to channel X are being sent over 106 to the signal separation block as well as being fed back into 148. The final result is that, on as close to a real time
20 basis as possible, high quality parameter estimates are fed over 106 to the signal separation block.

It will be appreciated that not only is the above parameter estimator useful in the separation of the signals which are simultaneously assigned to a given traffic channel, the estimator is also useful for every kind of multi-user detector which attempts to separate
25 interfering signals, intentionally made to interfere or not. Thus the maximum a posteriori estimator is used for not only the multi-user signal demodulation system described as the preferred embodiment hereof, it may be utilized in any case where any type of multi-user detection or stripping of signals is required.

As a further aspect of the subject invention, the subject system can be made to
30 operate even better through a power control scheme in which the power of an individual

WO 02/25820

PCT/US01/27574

handheld units is more carefully controlled to enhance the performance of the signal separation block. The parameter estimator can therefore function to provide estimates of the powers of the individual signals so that their power can be carefully controlled in a closed loop overpacked system.

5 Source Code for the subject hybrid multiuser detector is now presented:

Hybrid Multi-user Detector:

Mud_demod.m

```

10 function mud_demod(paramflag,demoflag,nbit,mud_demod)
% mud This program implements the MUD algorithm.
% Inputs: traffic out of the downlink and an estimated parameter file.
% The traffic file is called bfn_dChOut.mat, and the estimated
% parameter file is called bfn_estParams.mat, where bfn stands for the
15 % base file name chosen by the user in inParams.m.
% INPUTS
% paramflag: When set to 1, use output from the parameter estimation routine
% When set to 0, use the ground truth
% Defaulted to 0 (since the parameter estimate is not quite perfect yet)
20 % demoflag: When set to 1, the viterbi save the state in the surviving path;
% When set to 0, the viterbi save the bit sequence in the surviving path
% to save memory for running case with more than 2 users
% Defaulted to 1
% nbit: When set to inf, process the entire file.
25 % When set to K (integer) process only K stage for quick look on the
% the large case scenario.
% Defaulted to inf;
% mud_demod: hybrid or demod only
%
30 % K_est is a scalar integer representing the estimate of K (number of transmitters in

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```
% the signal).
% tau_est is a K_est by 1 vector of floating point estimates of the burst delay (tau)
% T_est is a K_est by 1 vector of integer estimates of T (stagger offset).
% dChOutData is the signal out of the downlink channel module. It is a 1 by L vector of
5 % floating point time samples.

%
%OUTPUTS
% demodOutData is a K_est by L matrix of floating point time samples.
10
if nargin < 1 % when not specified by user set demoflag to be 0
    paramflag=0;
    demoflag=1;
    nbit = inf;
15    mud_demod=1;
elseif nargin < 2 % when not specified by user set demoflag to be 0
    demoflag =1;
    nbit=inf;
    mud_demod=1;
20 elseif nargin < 3 % when not specified by user set demoflag to be 0
    nbit=inf;
    mud_demod=1;
elseif nargin < 4 % when not specified by user set demoflag to be 0
    mud_demod=1;
25 end

demoflag
paramflag
nbit
30 mud_demod

%INITIALIZATION
global batchMode baseFileName
```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```
system_constants_init; % get global system variables
if isempty(batchMode)
    batchMode=0;
end
5 mFilePath=pwd;
  cd ..
  if exist('outputFiles')~=7
    mkdir('outputFiles');
  end
10 cd outputFiles;
   outputPath=pwd;

%LOAD ESTIMATED PARAMETER FILE
if batchMode~=1
15 [filename,pathname]=uigetfile('*_estParams.mat','Select an Estimated Parameter File');
   baseFileName=strtok(filename,'_');
   cd(pathname);
   filename=sprintf('%s%s_estParams.mat',pathname,baseFileName);
   else
20 if exist(baseFileName)~=7
    mkdir(baseFileName);
    end
    cd(baseFileName);
    pathname=[pwd '\'];
25 % when parameter estimate is ready
    filename=sprintf('%s%s_estParams.mat',pathname,baseFileName);
    end

30 %LOAD SIGNAL FILE
sigfilename=sprintf('%s_dChOut.mat',baseFileName);
load(sigfilename,'dChOutData');
if nbit ~= inf
```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

dChOutData=dChOutData(1:nbit*4); % debugging purpose
end
L = max(size(dChOutData));
cd(mFilePath);
5 [bitinfo,tau_est,A_est,K_est,sidx,signal_delay,T,TSC,unbias_tau]=premod(filename,L,paramflag);
%
% echo these
T
10 TSC
unbias_tau

% record the index for later use (bitinfo can be altered)
keep = zeros(size(bitinfo));
15 small=size(keep,1);
startidx = zeros(K_est,1);
for ik = 1:K_est
    keepidx = find(bitinfo(:,ik)==2);
    small = min(length(keepidx),small);
20 keep(1:length(keepidx),ik)=keepidx;
    starttmp =find(bitinfo(:,ik)); %
    startidx(ik) = starttmp(1); % first non zero index use in the demud only mode
end
keep = keep(1:small,:);
25
% replace training bitinfo with regular data effectively turn off the training debug
%bitinfo(find(bitinfo)==2);
bitinfo(find((bitinfo ~=3)& bitinfo)==2); % jo add bit type of 3 as transition bit for
correlation
30
outPath=[outPath '\ baseFileName];

if mud_demod % hybrid mud and demud mode

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

%THE MEAT OF THE PROGRAM GOES HERE.
[maxA,maxIdx]=max(abs(A_est));
thr=.5*maxA;
5  nogo=0;
   newset=[];
   for i=1:length(A_est),
     if i~=maxIdx,
       if(abs(A_est(i))>thr),
10      nogo=1;
       end
       newset=[newset i];
     end
   end
15  if ~nogo,
     rrcos=sqrt(cos(L_HALF,ROLLOFF,FB,SAMPLERATE));
     rrcos = rrcos(:)';
     rx_filter_delay = (length(rrcos)-1)/2;
     mf=conv(dChOutData,conj(flipud(rrcos(:))));
20  phase=[conj(A_est(maxIdx));conj(j*A_est(maxIdx))]/abs(A_est(maxIdx));
     ioffset=signal_delay+rx_filter_delay+1+round(tau_est(maxIdx)*4);
     k=1;
     i=ioffset:4:length(mf);
     Y = zeros(1,length(i));
25  for i=ioffset:4:length(mf),
     if bitinfo(k,maxIdx)==3,
       temp=phase(1);
       phase(1)=phase(2);
       phase(2)=temp;
30  end
     if bitinfo(k,maxIdx)==0,
       A=0;
     else

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

        A=phase(mod(k-1,2)+1);
    end
    Y(k)=real(A*mf(i));
    if Y(k)>0,
5       Y(k)=1;
    end
    if Y(k)<0,
        Y(k)=-1;
    end
10    k=k+1;
    end
    I=find(bitinfo(:,maxIdx)==0);
    II=I(find(diff(I)>1)+1);
    if(I(1)~=1),
15    II=[1 ,II];
    end
    st=signal_delay+tau_est(maxIdx)*4+1;
    for i=1:length(II),
        ed=II(i)+NUM_BURST_BITS-1;
20    if II(i)>=length(Y),
            break;
        end
        if ed > length(Y),
            ed=length(Y);
25    end
        s=oqpskmod(Y(II(i):ed),SAMPLERATE,rrcos)*sqrt(2);
        sd = A_est(maxIdx)*s;
        x=st+(II(i)-1)*4-24:st+(II(i)-1)*4-24+length(sd)-1;
        if x(length(x))>length(dChOutData),
30    III=max(find(x<=length(dChOutData)));
            x=x(1:III);
            sd=sd(1:III);
        end
    end

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

if ~isempty(x),
    I=find(x>0);
    dChOutData(x(I))=dChOutData(x(I))-sd(I);
end
5  end
   A_est=A_est(newset);
   tau_est=tau_est(newset);
   bitinfo=bitinfo(:,newset);
end
10  if ~isempty(A_est),

[demodOutData2,multiplex_bitinfo]=asyncmud(dChOutData.',A_est,tau_est,bitinfo,signal
_delay,demoflag);
15  end

if ~nogo,
if isempty(newset),
    demodOutData2=Y;
20  else
    demodOutData2=[demodOutData2;zeros(1,size(demodOutData2,2))];
    for i=size(demodOutData2,1):-1:maxIdx+1,
        demodOutData2(i,:)=demodOutData2(i-1,:);
    end
25  demodOutData2(maxIdx,:)=Y(1:size(demodOutData2,2));
    end
end

else % demod only mode
30  rrcos=sqrtcos(L_HALF,ROLLOFF,FB,SAMPLERATE);
    rrcos = rrcos(:);
    rx_filter_delay = (length(rrcos)-1)/2;

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

mf=conv(dChOutData,conj(flipud(trcos(:))));
for iusr = 1:K_est

    phase=[conj(A_est(iusr)),conj(i*A_est(iusr))]/abs(A_est(iusr));
5   ioffset=signal_delay+rx_filter_delay+1+round(tau_est(iusr)*4);
    k=1;
    i=ioffset:4:length(mf);
    availbit = length(i);
    if iusr == 1 % the least delay is the longest use it to allocate space
10   demodOutData2= zeros(K_est,startidx(1)+availbit-1);
    end

    Y = zeros(1,length(i));
    for i= ioffset:4:length(mf)
15   if bitinfo(k,iusr)==3,
        temp=phase(1);
        phase(1)=phase(2);
        phase(2)=temp;
    end
20   if bitinfo(k,iusr)==0,
        A=0;
    else
        A=phase(mod(k-1,2)+1);
    end
25   Y(k)=real(A*mf(i));
    if Y(k)>0,
        Y(k)=1;
    end
    if Y(k)<0,
30   Y(k)=-1;
    end
    k=k+1;
end

```

```

WO 02/25820
PCT/US01/27574

%demodOutData2(iusr,startidx(iusr)+(0:length(Y)-1)) = Y;
demodOutData2(iusr,(1:length(Y))) = Y;

end % for iusr
5 end

% stripping training tailing and zero bits
L2 = size(demodOutData2,2); % demod is row oriented

10 [maxdelay, usrmx] = max(keep(1,:));
tmp = find( keep(:,usrmx)<=L2);
L1 = tmp(end);

demodOutData=zeros(K_est,L1);
15
% reorders as the original order
for ik = 1:K_est,
demodOutData(sidx(ik),:) =demodOutData2(ik,keep(1:L1,ik));
end
20
rawber =NaN;
txbitfilename=sprintf('%s_txBitsOut',baseFileName);
cd(outPath);
load (txbitfilename)
25
if exist('rawTxBitsOut')
% do mud error analyiss prior to channel decoding
% encode and precode data bits
% decode enough to do analysis
30 txbitfile=sprintf('./%s_txBitsOut.mat',baseFileName);
load (txbitfile);
compare_length = min( max(size(rawTxBitsOut)), ...
max(size(demodOutData)));

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

% in number of bits

tusr=size(rawTxBitsOut,1)
pusr=K_est
5  if tusr ~=pusr
    disp('Warning # estimate users is not equal to truth # users');
    end
    minusr = min(tusr,pusr);

10  rawber = cumsum( ...

(rawTxBitsOut(1:minusr,1:compare_length)-demodOutData(1:minusr,1:compare_length
)).');
    % in fraction
15  for icol = 1:size(rawber,2)
        rawber(:,icol) = rawber(:,icol) ./ (1:compare_length);
    end
    figure;plot(rawber,'*');
    disp('RAW BER in Fraction');
20  rawber(compare_length,:)
    disp('RAW BER in Bits');
    rawber(compare_length,:)*compare_length
    end

25  %SAVE TRANSMITTER OUTPUT DATA
    outFileNames=sprintf('%s_demodOut',baseFileName);
    save(outFileName, 'demodOutData');

    % auxiliary information for debugging
30  auxFileName=sprintf('%s_demodOut_aux',baseFileName);
    save(auxFileName, ...
        'paramFlag','demoFlag','nbit',...
        'bitinfo','tau_est','A_est','K_est','sidr',...

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```
T',TSC,'unbias_tau',...
'rawber');

cd(mFilePath);
5  pre mud.m

function [bitinfo,tau_est,A_est,K_est,sidx,signal_delay,T,TSC,unbias_tau]=
pre mud(fname,L,paramflag)

10 % function pre mud(fname)
% preprocessor for MUD; generate bit info need by MUD
% paramflag 1:takeinfo from parameter estimate output
% paramflag 0:take info from parameter file
%
15
system_constants_init; % get global system variables
if ~paramflag % using truth parameter file
    basename=strtok(fname,'_');
    parafilename = sprintf('%s.mat',basename);
20    gainfile = sprintf('%s_trueAOut.mat',basename); % file contain actual gain

%load parafilename to get frame information

%if exist(['./OutputFiles/',parafilename]) ~= 2
25 %if exist(['./',parafilename]) ~= 2
    if exist(parafilename) ~= 2
        %disp(['./',parafilename, ' missing']);
        disp(['parafilename, ' missing']);
        bitinfo=[];
30    return;
    else

% using actual as estimate value for tau and gain
```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

%load(['./OutputFiles/',gainfile]);
%load(['./',gainfile]);
load(gainfile);
A_est=A*2; %% this accounts for multiply by sqrt(8) -- samples between unit-energy
5 raised cos pulses
    %% and divide by sqrt (2) -- making the complex waveform
    % normalize A according to How A is generate
    rrcos = sqrtcos(L_HALF,ROLLOFF,FB,SAMPLERATE);
    % now that everything is base on unit energy no normalization
10 % is need for Amplitude so comment the next line
    %A_est=4*A_est*sqrt(rrcos*rrcos);
    %A_est = SAMPLERATE*A_est./sqrt(SAMPLERATE);
    %load(['./',parafile]);
    load(parafile);
15 K_est =K;
    % FM (Field Matrix)
    % L (Data Length in Samples)
    % T stagger offset

20 %-----
    % This block move out of if loop to shared with non parafile case
    %offset=T(:)*39+tau(:); % tau and staggler offset
    %[offset,sidx] = sort(offset);
    %signal_delay = round(offset(1)*SAMPLERATE) % in sample
25 %offset = offset - offset(1); % make everyone reference to earliest one
    %A_est = A_est(sidx);
    %[tau_est,bitinfo] = frameinfo(offset,L,FM,TSC);
    %-----
30 %
end
else % use estimate parameter output

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

est_file = fname;

%if exist(['./',est_file]) ~= 2
if exist(est_file) ~= 2
5  %disp(['./',est_file,'missing']);
  disp(['est_file','missing']);
  bitinfo=[];
  return;
else
10  load(est_file);
    dim = size(A_est); % record matrix dim now; A_est got altered soon
    dBthreshold = -7; % user specified
    % right now assume all the 32 slot has the same parameters
    % determine user from only the first time slot
15  AdB = 20*log10(abs(A_est(:,1))); %% uses first time slot to estimate all A's and tau's
    AdB = AdB - max(max(AdB));
    % find any above x db, but not more than 3, because mud.m takes too long for K>3
    idx = find(AdB > dBthreshold);
20  K_est = length(idx);
    if K_est > 3
        fprintf('Initial estimate of number of users = %d\n',K_est);
        fprintf('This will be limited to 3 users, to conserve computing resources\n');
    end
25  while K_est > 3
        dBthreshold = dBthreshold + 0.1;
        idx = find(AdB > dBthreshold);
        K_est = length(idx);
    end
30  %disp(['Number of User estimate:',num2str(K_est)]);
    A_page1 = A_est(:,1);
    tau_page1 = tau_est(:,1);
    A_est = A_page1(idx);

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

A_est=A_est*2; % this is necessary for normalization due to gains in oqpskmod.m

tau =tau_page1(idx);
5
%map column oriented indx return by find back to Ndim indexing
idxN = mapidx3(idx,dim); % map idx back to 3 d to derive T and TSC

T = zeros(K_est,1);
10 TSC = zeros(K_est,1);
for i = 1:K_est;
    TSC(i)=TSCset(idxN(i,1));
    T(i)= idxN(i,2)-1;
end
15 % need to get FM from parameter estimated
% The current version of parameter estimate every slot is filled
% so just hardcode the FM as all ones
FM = ones(K_est,32);
end
20
end

% Adjust tau by combined effects of both T and tau
offset=T(:)*39+tau(:); % tau and stagger offset
25 [offset,sidx] = sort(offset);
signal_delay = round(offset(1)*SAMPLERATE) % in sample
offset = offset - offset(1); % make everyone reference to earliest one
A_est = A_est(sidx);
unbias_tau = tau;
30 [tau_est,bitinfo] = frameinfo(offset,L,FM,TSC);
%-----

function [newtau, bitinfo] = frameinfo(offset,L,FM,TSC)

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

newtau = fraction(offset);

% sort and build cochannel information
5
%build the bit profile needed for asyncmud
%
system_constants_init; % get global system variables

10 nburst = ceil(L/SAMPLERATE/NUM_BURST_BITS);
nusr = size(FM,1);
% extra burst to accommodate delay;
bitinfo = zeros(ceil((nburst+1) * BITS_PER_BURST),nusr);

15 % mapping TSC_ARRAY 0 1 to -1 1
TSC_ARRAY(find (~TSC_ARRAY)) = -1; % replace 0 by -1

for iusr = 1:nusr
% put zero prior to data arrival
20 % i think here is the problem for the 1 bin off for the delay case
%rng = [1, max(floor(offset(iusr))-1,0)]
rng = [1, max(floor(offset(iusr)),0)]
%bitinfo(rng(1):rng(2),iusr)= zeros(floor(offset(iusr))-1,1);
bitinfo(rng(1):rng(2),iusr)= zeros(floor(offset(iusr)),1);

25
burst1 = [ones(3,1);2*ones(60,1);TSC_ARRAY(TSC(iusr)+1,:);...
2*ones(60,1);ones(3,1);zeros(8,1)];
burst2 = [burst1;3]; %extra zero guard bit

30 if mod(offset(iusr)-fraction(offset(iusr)),2),
bitinfo(rng(2),iusr)=3;
end

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

for iburst = 1:nburst

    if rem(iburst,4)~=1 % Normal burst
        rng = rng(2)+[1,156];
    5    if FM(iusr,modulo(iburst,32)) % superframe
        bitinfo(rng(1):rng(2),iusr)= burst1;
        else
            bitinfo(rng(1):rng(2),iusr)= zeros(156,1);
        end
    10    else % extra guard bit burst every 4 start from the first
        rng = rng(2)+[1,157];
        if FM(iusr,modulo(iburst,32))
            bitinfo(rng(1):rng(2),iusr)= burst2;
        else
    15        bitinfo(rng(1):rng(2),iusr)= [zeros(156,1); 3];
        end
        end
    end
    I=find(bitinfo(:,iusr)==3);
    20    for i=1:length(I),
        if (I(i)+1<=size(bitinfo,1)),
            bitinfo(I(i),iusr)=0;
            bitinfo(I(i)+1,iusr)=3;
        else
    25        bitinfo(I(i),iusr)=0;
        end
        end
    end
end

30 % -----
% Local function
%function out=fraction(in)
% -----

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

function out=fraction(in)
out = abs(in);

for k = 1:length(out);
5   if abs(out(k))>1
        out(k)=out(k)-floor(out(k));
        end
    end

10  % -----
    % Local function
    %function out=modulo(in,N)
    % -----

15  function out=modulo(in,N)
    out=rem(in,N); % % find the remainder
    out(find(~out))=N; % % replace 0 remainder with N
    out(find(out<0))=N+out(find(out<0));

20  % -----
    % Local function
    %function oidx = mapidx3(iidx,dim)
    % -----

    function oidx = mapidx3(iidx,dim)
25
    if length(dim) ~=3
        disp('Input must be 3 element ');
        oidx = [];
        return;
30  end
    oidx = zeros(length(iidx),3);
    oidx(:,3) = ceil(iidx(:)/prod(dim(1:2)));
    oidx(:,2) = modulo(ceil(iidx(:)/prod(dim(1))),dim(2));

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

oidx(:,1) = modulo(iidx(:,dim(1)));

%-----
% Main Multi-user Algorithm
% Perform Optimum detection for asynchronous OQPSK multiuser signals
% See Multiuser Detection by Sergio Verdu
% Input PARAMETERS:
5 % data: continuous baseband data stream
% gain: estimated multi-user complexed signal gain
% tau : estimate relative multi-user time delay fraction of Tfdw in sample
% demoflag: 1 show intermediate plot etc
%
10 % WRITTEN by Ned Thammakhone April 2000
% Modification History
% 6/5/00 First working version Joseph Su
% 6/14/00 optimize code for speed and memory Ned Thammakhone
%-----
20 function [decision,bitinfo]=asyncmud(data,gain,tau,bitinfo,signal_delay, demoflag)
global SysPara;

if nargin < 3
25 demoflag=0;
end
if length(tau)~=length(gain)
disp('tau and gain must have the same length')
end
30 async_debug = 0;
if async_debug
fid = fopen('async_debug.log','w');

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

end

tau=tau();
gain=gain();
5 %
bitinfo=bitinfo.;
bitinfo=bitinfo();

% initialize and obtain system level parameters
10 SysPara = SysParaInit;

%rx_filter_delay = length(SysPara.rrcos)-1;

rx_filter_delay = floor(length(SysPara.rrcos)/2)
15
phase=gain./abs(gain); %phase
mxusr =length(tau); %actual number of user
nusr = 2*mxusr; %treat I and Q as independent users
nstage = floor((length(data)-rx_filter_delay-signal_delay)/(2*SysPara.spb))*nusr
20 %assumes data has an extra fwd pd of data

decision = zeros(nstage,1); % allocate space for decision bits
yi = zeros(nstage/nusr,nusr); % organize in matrix with nusr columns

25 % match filter the incoming data
mf = conv(data,conj(flipud(SysPara.rrcos(:))));

% tap mf at appropriate delay for each individual user
% according to time delay. The Q component is Tfwd from the I channel.
30 % Tfwd is in second.p
% Note may need to do this in frequency domain to avoid
% quantization error.
ioffset=signal_delay+rx_filter_delay+1+round(tau.*SysPara.Tfwd); % in samples

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

qoffset=signal_delay+rx_filter_delay+1+round(tau*SysPara.Tfwd)+SysPara.Tfwd;

for iusr = 1:mxusr
    %I channel
5   idata = mf(ioffset(iusr):2*SysPara.spb:length(mf));
    yi(:,iusr)=idata(1:size(yi,1)); %
    %Q channel
    qdata = mf(qoffset(iusr):2*SysPara.spb:length(mf));
    yi(:,iusr+mxusr) = qdata(1:size(yi,1)); %
10  end

    % multiplex them chronologically IIIIQQQIIIQQQQ
    % assuming max tau is less than Tfwd or bit epoch
    yi=yi.';
15  Y =yi(:);

    % Viterbi Algorithm Start here
    % Note we record the state in the surviving path for traceability
    % when demoflag is set to 1. When demo flag is set to 0
20  % bit sequence is recorded instead to optimize memory

    nisi=2;
    nbit = nisi*nusr-1;
    vtrb.N = 2^(nbit);
25  vtrb.T=4*vtrb.N;
    if vtrb.T>nstage,
        vtrb.T=nstage
    end

30  if demoflag
        vtrb.Sp = NaN*ones(vtrb.N,vtrb.T);
    else % use matlab non-negative integer to save bit sequence
        wordlength=52; % for IEEE machines floating point integer

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

nword = ceil(vtrb.T/wordlength);
vtrb.Sp = zeros(vtrb.N,nword);
end

5  vtrb.I = zeros(vtrb.N,1);
nstage

% expand tau and gain phase for I Q component
iqtau = [tau;tau+1]; % tau is unit of 1 tfw 1 tfw later for q component
10 iqgain = abs([gain;gain]);
iqphase = exp(j*[angle(gain);pi/2+angle(gain)]);

% Calculate and store cross correlation table
rij = real(rcalc(iqtau,iqphase,nisi,0));
15

% create state table
state=create_state(nbit);

ptr=zeros(vtrb.N,2);
20 % calculate pointers to the previous states
for n=1:vtrb.N,
%-----
% replace by direct bit calculation to speed up when large number of
% states left here to compare for debugging purpose
25 %ptr(n,1)=find(ismember(state,[1,state(n,1:nbit-1)],'row'));
%ptr(n,2)=find(ismember(state,[-1,state(n,1:nbit-1)],'row'));
%right shift and set left most bit
%-----
shiftv = bitshift(n-1,-1);
30 ptr(n,1) = mybitset(shiftv,nbit,0)+1; %
ptr(n,2) = mybitset(shiftv,nbit,1)+1;
end

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

A=zeros(1,nbit);
Aidx=nbit;

% first nbit stages
5
for t=1:nbit,

    %compute cost due to the previous stage
    table = zeros(vtrb,N,1);
10    ridx=modulo(t,nusr);
    Aidx=modulo(Aidx+1,nbit);

    %look for apriori info
    if(bitinfo(t)==0),
15    A(Aidx)=0;
    else
    if(bitinfo(t)==3),
        temp=iqphase(ridx);
        tidx=modulo(ridx+mxusr,nusr);
20    iqphase(ridx)=iqphase(tidx);
        iqphase(tidx)=temp;
        rij = real(rcalc(iqtau,iqphase,nisi,0));
    end
    A(Aidx)=iqgain(ridx);
25 end

    for istrate=1:2^(t-1),
        for n=1:t-1,
            lidx=modulo(t-n,nusr);
30    k=(istrate-1)*2+1;
            table(k)=table(k)+...
                state(k,nbit-n)*A(modulo(Aidx-n,nbit))*rij(1,lidx,ridx);
        end
    end

```

```

WO 02/25820                                PCT/US01/27574

end

%compute cost in the current stage
Y(t)=real(Y(t)*conj(iqphase(ridx)));
5 tempJ=vtrb.J;
  if t~= nbit,
    for n=1:2^t,
      vtrb.J(ptr((n-1)*2+1,1))=tempJ(ptr(n,1))+...
        state(n,nbit)*A(Aidx)*(Y(t)-table(ptr(n,1)));
10    end
    else
      for n=1:2^t,
        vtrb.J(n)=tempJ(ptr(n,1))+...
          state(n,nbit)*A(Aidx)*(Y(t)-table(ptr(n,1)));
15    end
  end
end
%Adjust surviving path
inner_lp_sz=vtrb.N/2;
20 outter_lp_sz=1;

for t=1:nbit-1,
  %t
  kk=1;
25  if demoflag % actual state
    idx=modulo(t+1,vtrb.T)
  else % bit sequence
    [idxP,idxW] = modulo_p(t+1,wordlength); %note: never exceed T
  end
30  for n=1:outter_lp_sz,
    for k=1:inner_lp_sz,
      if demoflag % actual state
        vtrb.Sp(kk,idx)=1;

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

else % bit sequence
    vtrb.Sp(kk,idxP)=mybitset(vtrb.Sp(kk,idxP),idxW,1);
end
kk=kk+1;
5 end
for k=1:inner_lp_sz,
    if demoflag % actual state
        vtrb.Sp(kk,idx)=2;
    else % bit sequence
10     vtrb.Sp(kk,idxP)=mybitset(vtrb.Sp(kk,idxP),idxW,0);
        end
        kk=kk+1;
    end
end
15 outter_lp_sz=outter_lp_sz*2;
    inner_lp_sz=inner_lp_sz/2;
end

% mf independent term when all signal are co-exist ( most of time)
20 fixcost = NaN*ones(vtrb.N,nusr); %

% After nbit stage
tic % start the watch
25 for t=nbit+1:nstage,
    if ~rem(t,50) % echo every 50;
        sprintf('stage %d elapase time %f',t,toc)
        tic % reset the time
    end
30 ridx=modulo(t,nusr); % the current usr index
    Aidx=modulo(Aidx+1,nbit);

%look for apriori info

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

D-4544 PCT

```

if(bitinfo(t)==0),
    A(Aidx)=0;
else
    if(bitinfo(t)==3),
5       temp=iqphase(ridx);
        tidx=modulo(ridx+mxusr,nusr);
        iqphase(ridx)=iqphase(tidx);
        iqphase(tidx)=temp;
        rij = real(rcalc(iqtau,iqphase,nisi,0));
10      fixcost = NaN*ones(vtrb.N,nusr); %   % rij change
        end
        A(Aidx)=iqgain(ridx);
    end
    currbit=NaN;
15  if(bitinfo(t)==1)
        currbit=1;
    end
    if(bitinfo(t)==-1)
        currbit=-1;
20  end
    % condition for using fix table all interference term are non zeros
    %if t==100
    %keyboard
    %end
25  reuse= all( [A(modulo(Aidx-(1:nusr-1),nbit)), A(modulo(Aidx-(nusr:nisi^nusr-1),nbit))]);
        rebuild = isnan (fixcost(1,ridx)); %table had not been build yet
        %rebuild = 1; % hard code to examine all tables will remove
        % if not reuseable or fixcost has not been build for that user
30  if (~reuse) | rebuild
        table=zeros(vtrb.N,1);
        for  istate=1:vtrb.N,
            if istate == 1 & async_debug

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

        fprintf(fid, 'ridx %d lidx %d %d %d Aidx %d Aidxs %d %d %d\n',ridx ,modulo(t-
(1:nusr-1),nusr) , Aidx,modulo(Aidx-(1:nusr-1),nbit));
    end
    for n=1:nusr-1,
5       lidx=modulo(t-n,nusr);
        table(istate)=table(istate)+...
            state(istate,nbit-n+1)*A(modulo(Aidx-n,nbit))*rij(1,lidx,ridx);
    end

10    for n=nusr:nisi*nusr-1,
        lidx=modulo(t-n,nusr);
        table(istate)=table(istate)+...
            state(istate,nbit-n+1)*A(modulo(Aidx-n,nbit))*rij(2,lidx,ridx);
    end
15    end
    if reuse
        fixcost(:,ridx)=table;
        %keyboard
    end
20    else % reusable and already exist
        %sprintf('%d',t)
        table = fixcost(:,ridx);
    end

25    %compute current cost and keep highest
    tempSp=vtrb.Sp;
    tempJ=vtrb.J;
    Y(t)=real(Y(t)*conj(iqphase(ridx)));

30    % index for the buffer
    idxT = modulo(t,vtrb.T); % modulo of T bits
    if demoflag == 0
        [idxP,idxW] = modulo_p(idxT,wordlength); % modulo of T bits of wordlength
    end

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

end
if isnan(currbit),
for n=1:vrb.N,
    path1=tempJ(ptr(n,1))+...
5     state(n,nbit)*A(Aidx)*(Y(t)-table(ptr(n,1)));
    path2=tempJ(ptr(n,2))+...
        state(n,nbit)*A(Aidx)*(Y(t)-table(ptr(n,2)));
    [mxpath,ipath]=max([path1,path2]);
    vtrb.J(n)=mxpath;
10    if demoflag % actual state
        vtrb.Sp(n,:)=tempSp(ptr(n,ipath),:);
        vtrb.Sp(n,idxT)=ptr(n,ipath);
    else % bit sequence
        savebit =state(ptr(n,ipath),nbit);
15        vtrb.Sp(n,:)=tempSp(ptr(n,ipath),:);
        % ipath 1or2 <==> 1or0; 1 positive transition
        vtrb.Sp(n,idxP) = mybitset(vtrb.Sp(n,idxP),idxW, (savebit+1)/2);
    end
end
20 else
    if currbit==1,
        for n=1:2:vrb.N,
            path1=tempJ(ptr(n,1))+...
                    state(n,nbit)*A(Aidx)*(Y(t)-table(ptr(n,1)));
25            path2=tempJ(ptr(n,2))+...
                    state(n,nbit)*A(Aidx)*(Y(t)-table(ptr(n,2)));
            [mxpath,ipath]=max([path1,path2]);
            vtrb.J(n)=mxpath;
            if demoflag % actual state
30            vtrb.Sp(n,:)=tempSp(ptr(n,ipath),:);
                vtrb.Sp(n,modulo(t, vtrb.T))=ptr(n,ipath);
            else % bit sequence
                savebit =state(ptr(n,ipath),nbit);

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

vtrb.Sp(n,:)=tempSp(ptr(n,ipath),:);
vtrb.Sp(n,idxP) = mybitset(vtrb.Sp(n,idxP),idxW, (savebit+1)/2);
end

5

vtrb.J(n+1)=-inf;
end
else
10 for n=2:2:vtrb.N,
    path1=tempJ(ptr(n,1))+...
        state(n,nbit)*A(Aidx)*(Y(t)-table(ptr(n,1)));
    path2=tempJ(ptr(n,2))+...
        state(n,nbit)*A(Aidx)*(Y(t)-table(ptr(n,2)));
15 [mxpath,ipath]=max([path1,path2]);
    vtrb.J(n)=mxpath;

    if demoflag % actual state
        vtrb.Sp(n,:)=tempSp(ptr(n,ipath),:);
20 vtrb.Sp(n,modulo(t,vtrb.T))=ptr(n,ipath);
    else % bit sequence
        savebit =state(ptr(n,ipath),nbit);
        vtrb.Sp(n,:)=tempSp(ptr(n,ipath),:);
        vtrb.Sp(n,idxP) = mybitset(vtrb.Sp(n,idxP),idxW, (savebit+1)/2);
25 end

    vtrb.J(n-1)=-inf;
end
end
30 end

if t> vtrb.T,
    [I,J]=max(vtrb.J);

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

if demoflag % actual state
    bit=state(vtrb.Sp(J,modulo(t-vtrb.T+1,vtrb.T)),nbit);

else
5   idxT = modulo(t-vtrb.T+1,vtrb.T);
    [idxP,idxW] = modulo_p(idxT,wordlength); % modulo of T bits
    bit=mybitget(vtrb.Sp(J,idxP),idxW)*2-1;;

end

10  decision(t-vtrb.T)=bit;

end

15  end

%no more inputs so output the remaining bits
[I,J]=max(vtrb.J);
for t=nstage+1:nstage+vtrb.T-1,
20  if demoflag % actual state
        bit=state(vtrb.Sp(J,modulo(t-vtrb.T+1,vtrb.T)),nbit);
    else
        idxT = modulo(t-vtrb.T+1,vtrb.T);
        [idxP,idxW] = modulo_p(idxT,wordlength); % modulo of T bits
25  bit=mybitget(vtrb.Sp(J,idxP),idxW) *2 -1; ; %
    end
    decision(t-vtrb.T)=bit;
    end
    t=t+1;
30  bit=state(J,nbit);
    decision(t-vtrb.T)=bit;

% remap sequential bit corresponding to mxusr

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```
decision = reshape(decision,mxusr,length(decision)/mxusr);

if async_debug
    fclose(fid)
5 end
%

% -----
% Local Function
10 % function lambda = payoff(j,u)
% pay off function
%
% -----
function lambda = payoff(j,u,table)
15
% will put in equation just testing the flow
lambda = rand(1,1);

%
20 % -----
% Local Function
% function SysPara = SysParaInit()
% Initialize all system para parameter
%
25 % -----

function SysPara = SysParaInit()
% Need to find out what exactly is the Fs for the simulation
L_HALF = 3;
30 ROLLOFF=0.35;
SAMPLERATE =4;

%SysPara.rcos=sqrt(8)*sqrtcos(L_HALF,ROLLOFF,FB,SAMPLERATE);
```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

SysPara.rrcos=sqrtcos(L_HALF,ROLLOFF,5,SAMPLERATE);
SysPara.rrcos = SysPara.rrcos/sqrt(SysPara.rrcos*SysPara.rrcos);

%SysPara.rrcos=sqrt(SAMPLERATE) *
5 sqrtcos(L_HALF,ROLLOFF,FB,SAMPLERATE);
SysPara.Tfwd=4; % in sample
SysPara.spb=4; % find out this is ture

% -----
10 % -----
% Local function
%function states= create_state(nbit)
% -----

15 function states= create_state(nbit)
integer =0:2^nbit-1;
states=zeros(2^nbit,nbit);
for k=1:2^nbit
20 states(k,:)=fliplr(mybitget(integer(k),1:nbit));
end
% make it + - instead of 0 1
states(find(states))=-1;
states(find(-states))=1;

25 % -----
% Local function
%function out=modulo(in,N)
% -----

30 function out=modulo(in,N)
out=rem(in,N); % % find the remainder
out(find(-out))=N; % replace 0 remainder with N

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

out(find(out<0))=N+out(find(out<0));

% -----
% Local function
5 %function [page,idx]=modulo_p(in,N)
%same as modulo except return page idx as well
% -----

function [page,idx]=modulo_p(in,N)
10 idx=rem(in,N); % % find the remainder
idx(find(~idx))=N; % replace 0 remainder with N
idx(find(idx<0))=N+idx(find(idx<0));
page=ceil(in./N);
[page,idx];
15
% -----
% Local function
%function rij=rcalc(tau,gain,phase,nisi)
% -----
20 function rij=rcalc(tau,phase,nisi,demoflag)
global SysPara

nusr = length(tau);
if nusr~=length(phase),
25 error('tau and phase must be the same size');
end

rij =zeros(nisi,nusr,nusr);
% generate the trcos replica with fine resolution
30 L_HALF = 3;
ROLLOFF=0.35;
ScaleF = 100; %
SAMPLERATE =4; % times the original resolution

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

SAMPLERATE =ScaleF*SAMPLERATE; % times the original resolution
[rrcos,l]=sqrtcos(L_HALF,ROLLOFF,5,SAMPLERATE);
%rrcos=rrcos*sqrt(SAMPLERATE);
%rrcos=rrcos*sqrt(S)*sqrt(ScaleF);
5  rrcos=rrcos/sqrt(rrcos*rrcos);

Tprime=2*SysPara.spb*ScaleF;

for ipage = 1:nisi
10  for i = 1:nusr
      for j = 1:nusr
          timediff = diff(tau([i,j]));
          delta = round(timediff*SysPara.Tfwd)*ScaleF; % in samples
          if delta >= 0
15          % left integral
              rij(ipage,i,j) = ...
                  overlap_sum(rrcos,delta+ (ipage-1)* Tprime,demoflag);
          else
              % right integral
20          tdelta = -delta - (ipage) * Tprime;
              rij(ipage,i,j) = overlap_sum(rrcos,tdelta,demoflag);
          end
          rij(ipage,i,j)= phase(i)*conj(phase(j)) * rij(ipage,i,j);
          end
25  end
      end

% -----
% Local function
30 %function rr = overlap_sum(s,delta,demoflag)
% -----
function rr = overlap_sum(s,delta,demoflag);
s=reshape(s,1,length(s));

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```
ref=zeros(1,length(s)+abs(delta));
shift=ref;
if (delta>=0),
    ref(1,1:length(s))=s;
5  shift(1,delta+1:length(shift))=s;
    refidx=1;
    else
        ref(1,1-delta:length(ref))=s;
        shift(1,1:length(s))=s;
10  refidx=1-delta;
    end
    rr=sum(ref.*shift);

if demoflag
15  rfig = figure;
    stem(ref,'g'); hold on;
    stem(shift,'r');
    ylim =get(gca,'ylim');
    plot([refidx refidx],ylim,'c--');
20  grid
    zoom
    display('hit any key to proceed')
    pause
    close
25  end

% Note : list to be optimize
% t dependent modulo index should only perform once for every loop .N
system_constants.m
30  global debug_mode
```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

global S_TCHQ NUM_HALF_FRAME TRAINLEN NUM_FRAME_BITS
NUM_BURST_BITS STAGGER_OFFSET
global NUM_SPEECH_BITS NUM_PARITY NUM_CODED NUM_UNCODED
CODE_RATE NUM_SR NUM_PUNCTURED
5 global NUM_INTLV MAX_SD

global BITS_PER_BURST BURSTS_PER_FRAME BITS_PER_FRAME
FRAMES_PER_MULTIFRAME BITS_PER_MULTIFRAME

10 global SAMPLERATE ROLLOFF L_HALF TSC_ARRAY

system_constants_init.m

system_constants;
15 debug_mode = 0;

S_TCHQ = 4;           % S-TCH/Q subchannels
NUM_HALF_FRAME = 60; % Number of bits in half a frame
20 TRAINLEN = 22;     % Length of a training sequence in a burst.
NUM_FRAME_BITS = 2*NUM_HALF_FRAME; % Number of bits per frame
NUM_BURST_BITS = 148; % Number of bits in a burst (120 + 22 + 6 tail)
STAGGER_OFFSET = 39; % Number of bits per stagger offset
NUM_SPEECH_BITS = 72; % Number of speech bits
25 NUM_PARITY = 6;    % Number of parity bits
NUM_CODED = 51;     % Number of bits convolutionally coded
NUM_UNCODED = 27;   % Number of bits not coded
CODE_RATE = 2;      % Inverse code rate
NUM_SR = 7;         % Number of shift registers in convolutional coder
30 NUM_PUNCTURED = 9; % Number of bits punctured (removed) after coding
NUM_INTLV = 3;      % Number of frames to interleave over
MAX_SD = 2^(NUM_SR-1)-1; % Maximum soft decision value

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

BITS_PER_BURST = 156.25;
BURSTS_PER_FRAME = 8;
BITS_PER_FRAME = BURSTS_PER_FRAME*BITS_PER_BURST;
FRAMES_PER_MULTIFRAME = 26;
5  BITS_PER_MULTIFRAME = BITS_PER_FRAME*FRAMES_PER_MULTIFRAME;

SAMPLERATE = 4;           % Samples per symbol
ROLLOFF = 0.35;          % Square root raised cosine rolloff factor
L_HALF = 3;              % Square root raised cosine half filter length (in Symbols)
10  FB = 0.5;              % Square root
    raised cosine baud rate

% Normal burst training sequence 0-7
TSC_ARRAY=[
15  1 0 0 1 0 1 1 1 0 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 1 0 1
    1 0 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 0 0 1 0 1 1 0 1
    0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 0 0 1 0 0 0 0 1 1
    0 0 0 1 1 1 0 1 1 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 1 1
    0 1 1 0 1 0 1 1 1 0 0 1 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0
20  0 0 1 1 1 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 1 0 0 1 1 1 0
    1 0 0 1 1 1 1 0 1 1 0 0 0 1 0 1 0 0 1 1 1
    1 0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 1 1 1];
oqpskmod.m

25  function s = oqpskmod(I, T, pulse)
    % function s = oqpskmod(I, T, pulse)
    %
    % INPUTS:
    %       I(1, 1:L)      Information symbol vector. Row vector.
30  %
    %       T(1, 1)        Symbol Period (samples/sym).
    %
    %       pulse(1, 1:Lp)

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

%                               Pulse shaping filter
coefficients. The default is to
%                               use a rectangular window of
length N = T.
5 %
% OUTPUTS:
%                               s(1, L*T*Lp - 1):
%                               The OQPSK waveform vector
%                               that corresponds to the
10 %                               information vector, I.
%
% ABSTRACT:
%                               This function performs OQPSK modulation, with pulse
%                               shaping, if specified. The power of the output signal
15 %                               s, is set to unity.
%
% ALGORITHMS:
%                               Uses complex impulse response of pulse shaping filter to
%                               generate waveform.
20 %
% PROCEDURES
% CALLED:
%                               None.
%
25 % COMMENTS:
%                               The number of samples per symbol T has to be an even
%                               integer.
%
30 j = sqrt(-1);
Li = length(I); % Length of message symbol vector

% Check to see if the pulse length is zero, or set to zero

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

if ((length(pulse) == 0) | ((length(pulse) == 1) & (pulse == 0)))
    pulse = ones(T, 1) ./ T;
end

5  Ltemp = T * Li;
   temp = zeros(1, Ltemp);

   mi = 1(1:2:Li); % even data (since matlab arrays start at one)
   mq = 1(2:2:Li); % odd data

10  temp(1:2*T:Ltemp) = mi;

   % Delay the quadrature arm (imaginary) by 1/2 the symbol period
   temp(1+T:2*T:Ltemp) = j*mq;

15  % Form the baseband signal by convolving the pulse shape with the impulse
   % vector of the symbols
   %s = T*conv(pulse, temp);
   s = conv(pulse,temp)/sqrt(2);

20  sqrtcos.m

function [x, t] = sqrtcos(half_length, alpha, Fb, Fs)
% function [x, t] = sqrtcos(L_half, beta, Fb, Fs)
%
25 % INPUTS:
%   L_half The length in symbols of one half of the
%           raised cosine pulse.
%           beta Rolloff parameter. 0 <= beta <= 1.0.
%           Fb   Baud rate.
30 %           Fs   Sample rate.
%
% OUTPUTS:
%   x           The raised cosine pulse shaping filter

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

%                               coefficients.
%
%           t           Time vector used in pulse shape construction.
%
5 % ABSTRACT:
%   Generates a frequency domain square-root raised cosine
%       filter response of length 2*half length, with a
%       rolloff parameter beta, with a lowpass bandwidth of
%       Fb * (1 + beta)/2.
10 %       Note: when the square-root raised cosine function is
%           convolved with itself, it generates a function
%           with zero ISI.
%
% ALGORITHMS:
15 %   See Chevillat and Ungerboeck, "Optimum FIR Transmitter
%       and Receiver Filters for Data Transmission over
%       Band-Limited Channels," IEEE Trans. Comm.
%       Vol. COM-30, No. 8. AUG 1982. pg. 1911. Equation
%       8b.
20 %
% PROCEDURES
% CALLED:  None.
%
25 % mu = oversampling factor
% The factor of two corrects for the I and Q separation.
% We need zeros every 8 samples, not every 4th... -DAK
mu = Fs / Fb;
30 % N = length of filter in samples
N = fix(2*half_length*mu);
if (rem(N, 2) == 0)
    N=N+1;

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```

end

T = 1/Fb;

5  i = (0:(N-1)).';

t_prime = (i - (N-1) / 2) / mu;

am = 1 - alpha;
10 ap = 1 + alpha;

x1 = sin(pi * am * t_prime);
x2 = 4 * alpha * t_prime .* cos(pi * ap * t_prime);
x3 = pi * (1 - (4 * alpha * t_prime).^2) .* t_prime;
15 z_loc = find(x3 == 0);
nz_loc = find(x3 ~= 0);

if (length(z_loc) == 0)
20 x = (x1 + x2) ./ x3;
else
% Use L'Hopital's rule for evaluating division by zero.
x1h = pi * am * cos(pi * am * t_prime);
x2h = 4 * alpha * (cos(pi * ap * t_prime) ...
25 - pi * ap * t_prime .* sin(pi * ap * t_prime));
x3h = pi - 48 * pi * alpha.^2 * t_prime.^2;

hz_loc = find(x3h == 0);
if (length(hz_loc) == 0)
30 x(nz_loc, 1) = (x1(nz_loc, 1) + x2(nz_loc, 1)) ./ x3(nz_loc, 1);
x(z_loc, 1) = (x1h(z_loc, 1) + x2h(z_loc, 1)) ./ x3h(z_loc, 1);
else
% Use L'Hopital's rule for evaluating division by zero.

```

WO 02/25820

PCT/US01/27574

```
fprintf('Need to do L'Hopital's rule twice. Not yet implemented.\n');  
end  
end
```

```
5 %Nobody ever uses this output anyway...Set to zero  
t = 0;%t_prime * T;  
%x=x./abs(polyval(x,1));  
x=x./(sqrt(sum(x.^2))); %% make it a unit energy pulse
```

10 Having now described a few embodiments of the invention, and some
modifications and variations thereto, it should be apparent to those skilled in the art that
the foregoing is merely illustrative and not limiting, having been presented by the way of
example only. Numerous modifications and other embodiments are within the scope of
one of ordinary skill in the art and are contemplated as falling within the scope of the
15 invention as limited only by the appended claims and equivalents thereto.

WO 02/25820

PCT/US01/27574

WHAT IS CLAIMED IS

1. A method for increasing the number of users capable of communicating over a wireless network, comprising:
- 5 transmitting information in a digital format from multiple separate wireless transmitters on the same frequency; and,
- separating the transmitted signals which arrive corrupted a receiver as a corrupted received signal so as to remove the interference of one signal from that of another using a Viterbi decoder to perform an exhaustive search and a joint parameter estimation, whereby
- 10 multiple simultaneously transmitted signals may be recovered without requiring new waveforms or new frequency slots or time slots.
2. The method of Claim 1, wherein the separating step includes the use of a filter for separating the interfering signals, the structure of which is derived by estimating power,
- 15 phase, baud timing offset and frequency offset of the individual received signals corresponding to each of the transmitted signals that comprise the corrupted received signal.
- 3 The method of Claim 1, wherein the separation is done in realtime using an
- 20 optimum asynchronous multi-user detection algorithm.
4. The method of Claim 3, wherein the separating step includes the step of separating the received signals in terms of power so as to group the signals in terms of
- 25 decreasing power by iteratively processing and stripping off the signals in the highest power group, thus to limit the total amount of processing required by the exhaustive search.
- 5 The method of Claim 3, wherein the separating step includes the step of
- 30 intersymbol interference tail chopping, thus to limit the number of states in the Viterbi decoder and thus the processing time by at least an order of magnitude.

WO 02/25820

PCT/US01/27574

6 The method of Claim 2, and further including at the receiver the step of providing an initial joint parameter estimation and using the initial joint parameter estimation to define the structure of the filter used in separating the received signals.

5

7 The method of Claim 6, and further including the step of refining the initial joint parameter estimates based on measured power, phase, baud timing offset and frequency offset of a received signal.

10

8. The method of Claim 7, wherein the received signal is received in the absence of other user interference over an acquisition channel prior to assignment to a traffic channel with other users already transmitting, and wherein an initialization signal is sent over the acquisition channel for the network.

15

9. The method of Claim 1, wherein the total number of transmitters is K and wherein the grouping of signals by power reduces K into subgroups containing more than k users in each, where k is not so large as to preclude realtime processing.

20

10. The method of Claim 1, wherein n is the length of the intersymbol interference and wherein n is reduced with tail chopping, thus to reduce the number of states per stage in the processing of the received signals from many hundreds of gigaflops to megaflops which can be accommodated by the computational capacity of a wireless handset.

25

11. In a digital wireless communications network, a system for reducing the computational complexity of multi-user detection using a Viterbi detection algorithm so as to permit the system to separate multiple signals transmitted at the same frequency and thus permit signal packing, comprising:

30

a receiver for receiving multiple digital signals transmitted on the same frequency, said receiver having a multi-user detector for implementing an exhaustive search strategy for separating the simultaneously arriving signals;

WO 02/25820

PCT/US01/27574

a power responsive grouping unit for separating signals received at said receiver into groups, said multi-user detector first processing the group having the highest power, thus to reduce processing complexity by processing only one group at a time; and,

5 a reduced state Viterbi decoder which removes from consideration a predetermined number of intersymbol interference tails, thus to minimize the complexity, whereby signal separation for a number of simultaneously transmitted signals at the same frequency may be accomplished by the megaflop processors available for wireless handsets.

12. A method for reducing the computational complexity of separating two digital signals that exist simultaneously on the same communication channel, comprising the step
10 of:

using parameter estimation and a Viterbi algorithm to perform an exhaustive search that jointly detects and decodes all the bits corresponding to all the transmitted signals on the same channel, with a shortened signature pulse used to model intersymbol interference,
15 chopping off much of the intersymbol interference tails for reducing the time required by the exhaustive search, thereby reducing the amount of computation to a level supported by processors in wireless handsets.

13. A method for reducing the computational complexity of separating two digital signals that exist simultaneously on the same communication channel, comprising the step
20 of:

using parameter estimation and a Viterbi decoder to perform an exhaustive search algorithm to separate the bit streams corresponding to all the signals in the channel, the signals being separated into groups by received power, with the signals in the highest
25 power group being processed first, thereby to limit computational complexity by doing an exhaustive search only on one group of signals at a time.

14. The method of Claim 13, wherein the groupings are defined by a difference in power of 6dB.
30

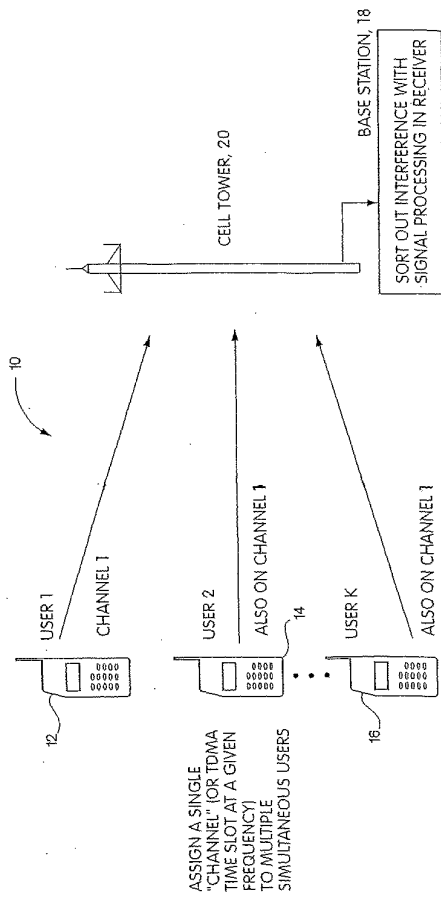


Fig. 1

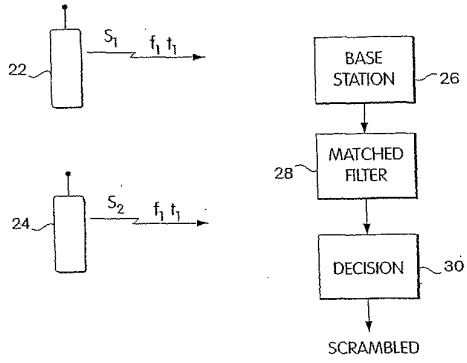


Fig. 2
(Prior Art)

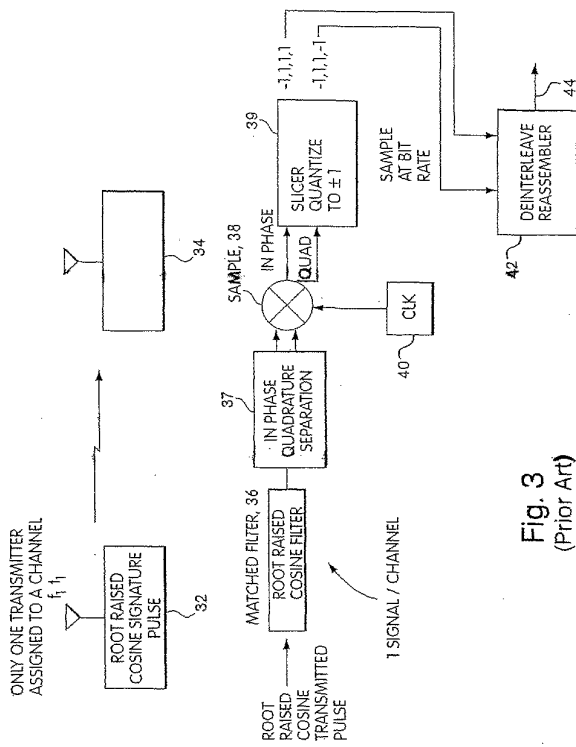


Fig. 3
(Prior Art)

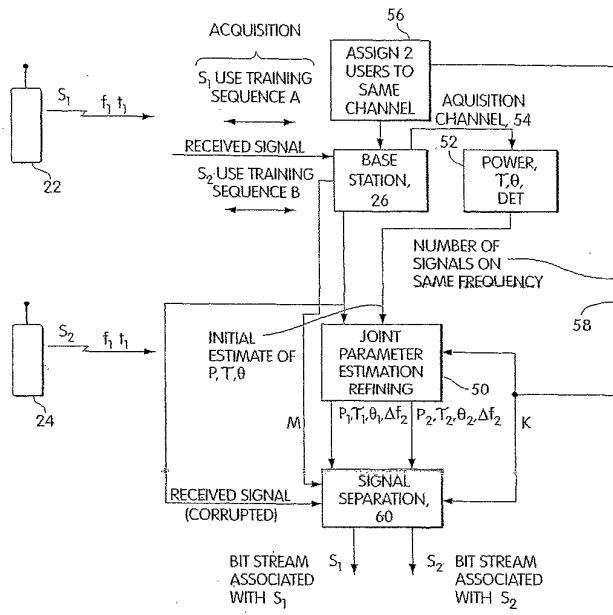
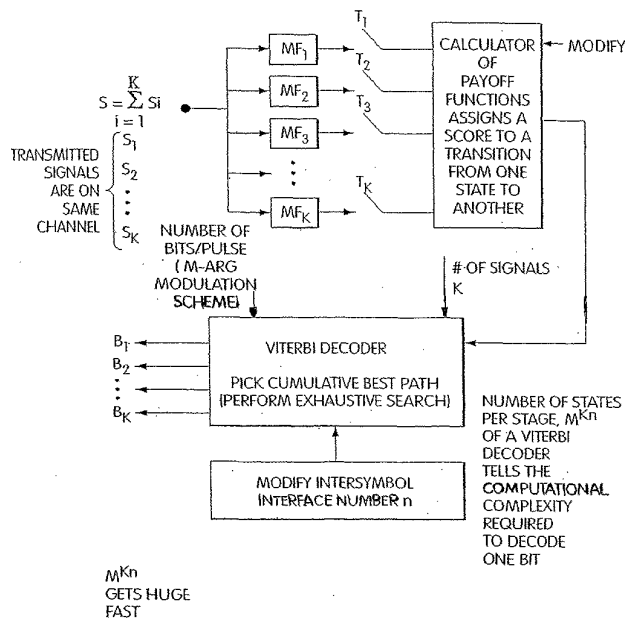


Fig. 4A



$n = IS\#$
 $K = \text{NUMBER OF USES}$
 n CHANGED BY CHOPPING TAILS IN FORMULATION OF VITERBI STATES AND IN CALCULATION OF PAYOFF FUNCTION
 K CHANGED BY STRIPPING

Fig. 4B

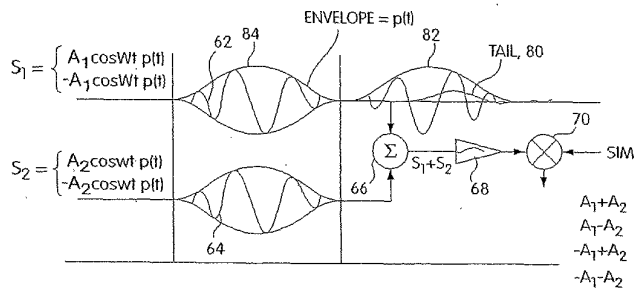


Fig. 5

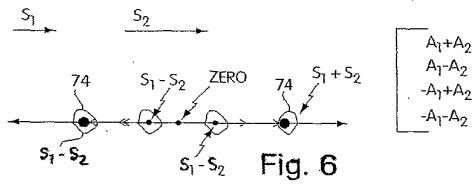


Fig. 6

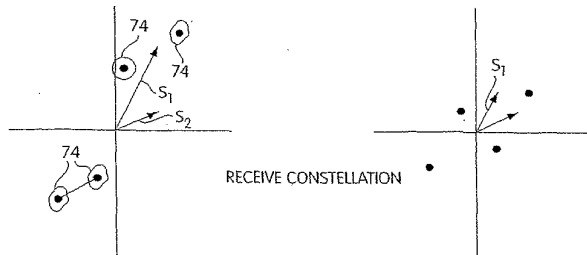


Fig. 7

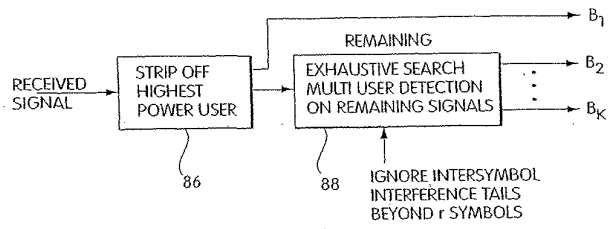


Fig. 8

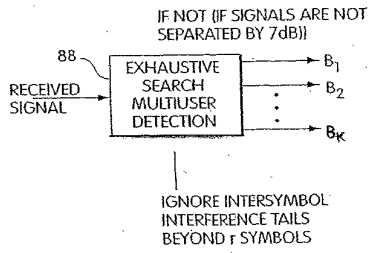


Fig. 9

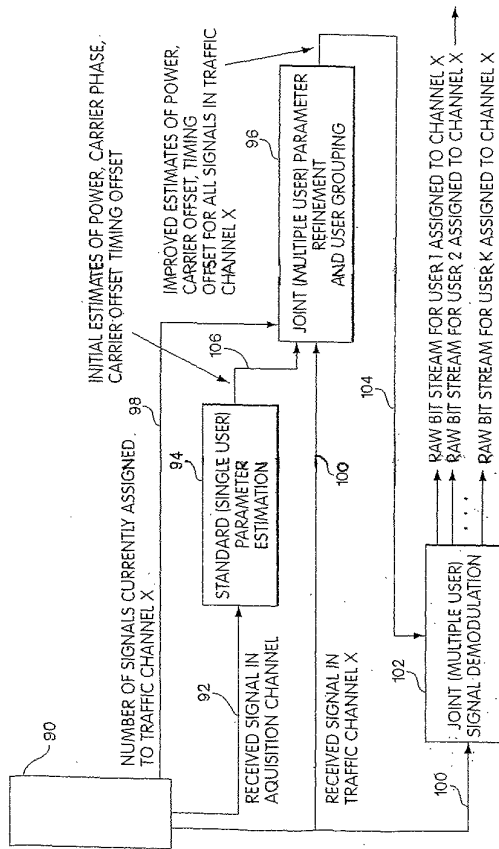


Fig. 10

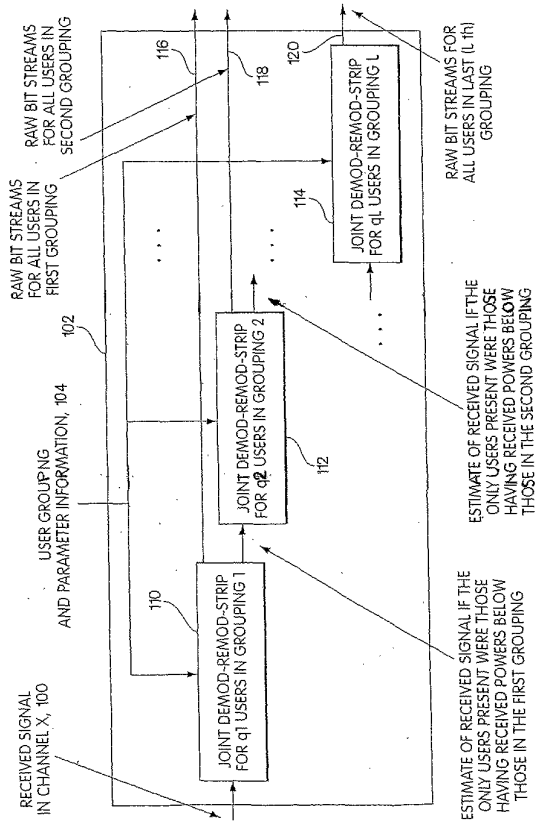


Fig. 11

10/11

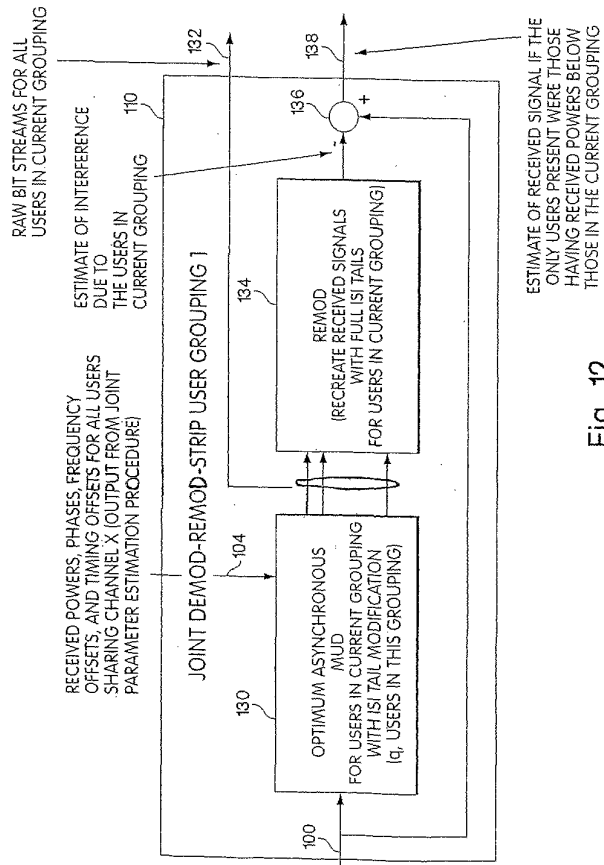


Fig. 12

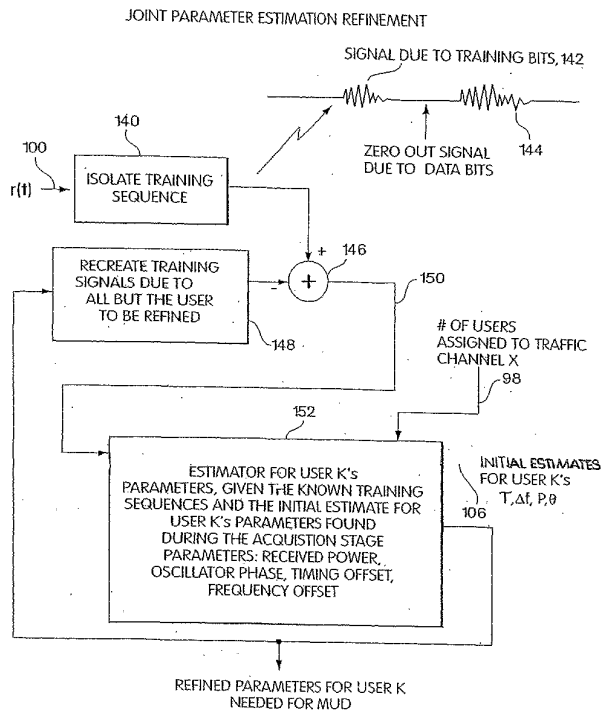


Fig. 13

【国際公開パンフレット(コレクトバージョン)】

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau



(43) International Publication Date
28 March 2002 (28.03.2002)

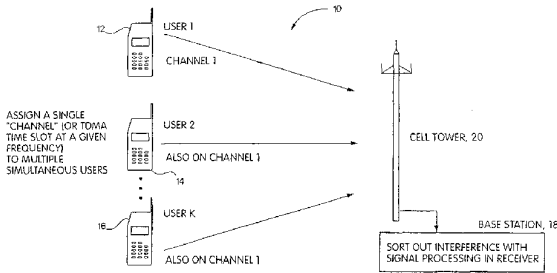
PCT

(10) International Publication Number
WO 02/025820 A3

- (51) International Patent Classification: H04L 23/02, H03D 1/00, H04M 11/00, H04B 7/00
- (74) Agents: ASMUS, Scott et al.; Maine & Asmus, PO Box 3445, Nashua, NH 03061-3445 (US).
- (21) International Application Number: PCT/US01/27574
- (81) Designated States (national): 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, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NZ, NO, NZ, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZW.
- (22) International Filing Date: 5 September 2001 (05.09.2001)
- (25) Filing Language: English
- (26) Publication Language: English
- (30) Priority Data: 60/233,870 20 September 2000 (20.09.2000) US; 09/923,709 7 August 2001 (07.08.2001) US
- (84) Designated States (regional): ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW); Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM); European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR); OAPI patent (BF, BI, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).
- (71) Applicant: BAE SYSTEMS INFORMATION AND ELECTRONIC SYSTEMS INTEGRATION, INC. [US/US]; 65 Spitbrook Road, Nashua, NH 03061 (US).
- (72) Inventors: LEARNED, Rachel; 14 Florence Road, Waltham, MA 02453 (US); SL, Joseph; 20 Bloody Brook Road, Amherst, NH 03031 (US).
- Published: with international search report

[Continued on next page]

(54) Title: METHOD FOR OVERUSING FREQUENCIES TO PERMIT SIMULTANEOUS TRANSMISSION FROM TWO OR MORE USERS



(57) Abstract: A system is provided for increasing the number of users capable of communicating over a wireless network to permit multiple users (22, 24) to transmit information simultaneously on the same channel (S1, S2, F1) or frequency in which a Viterbi decoder-based signal separation system is used to pull apart or uncorrupt the otherwise interfering signals on the channel. In one embodiment, two users (22, 24) are assigned to the same channel (F1), with a joint parameter estimation unit (50) are applied to a signal separator (600) which covers and pull apart the two signals. The subject system is capable of accumulating more than two simultaneously transmitted signals to provide signal packing over existing channels without require new waveforms through the utilization of stripping techniques and tail chopping techniques so as to minimize the computational load involved in separating the signals.



WO 02/025820 A3

WO 02/025820 A3



(88) **Date of publication of the international search report:** 4 July 2002 *For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.*

【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/US01/27574																		
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC(7) : H04L 25/02; H03D 1/00; H04M 11/00; H04B 7/00. US CL : 455/403; 375/ 262, 316, 341 According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC																				
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) U.S. : 455/403; 375/ 262, 316, 341 Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)																				
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT																				
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.																		
X	US 4,713,829 A (EYUBOGLU) 15 DECEMBER 1987, ALL	1,3,11-14																		
A	US 5,103,459 A (GILHOUSEN et al) 07 APRIL 1992, ALL	1-14																		
A, E	US 6,307,900 B1 (CHOI) 23 OCTOBER 2001, ALL	1-14																		
A, E	US 6,317,472 B1 (CHOI et al) 13 NOVEMBER 2001, ALL	1-14																		
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.																				
<table border="0"> <tr> <td>* Special categories of cited documents:</td> <td>**</td> <td>later documents 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</td> </tr> <tr> <td>*X* documents defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</td> <td>*X*</td> <td>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</td> </tr> <tr> <td>*E* earlier documents published on or after the international filing date</td> <td>**</td> <td>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</td> </tr> <tr> <td>*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)</td> <td>**</td> <td>document member of the same patent family</td> </tr> <tr> <td>*O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</td> <td>**</td> <td></td> </tr> <tr> <td>*P* documents published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</td> <td>**</td> <td></td> </tr> </table>			* Special categories of cited documents:	**	later documents 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	*X* documents defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	*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	*E* earlier documents published on or after the international filing date	**	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	*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)	**	document member of the same patent family	*O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	**		*P* documents published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	**	
* Special categories of cited documents:	**	later documents 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																		
X documents defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	*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																		
E earlier documents published on or after the international filing date	**	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																		
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)	**	document member of the same patent family																		
O document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	**																			
P documents published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	**																			
Date of the actual completion of the international search 16 NOVEMBER 2001	Date of mailing of the international search report 18 APR 2002																			
Name and mailing address of the ISA/US Commissioner of Patents and Trademarks Box PCT Washington, D.C. 20231 Facsimile No. (703) 805-8280	Authorized officer CONGVAN TRAN Telephone No. (703) 203-4926 <i>K. J. Zogor</i>																			

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,ZW),EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,MD,RU,TJ,TM),EP(AT,BE,CH,CY,DE,DK,ES,FI,FR,GB,GR,IE,IT,LU,MC,NL,PT,SE,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,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,NO,NZ,PH,PL,PT,R O,RU,SD,SE,SG,SI,SK,SL,TJ,TM,TR,TT,TZ,UA,UG,UZ,VN,YU,ZA,ZW

(72)発明者 ラード・レイチェル

アメリカ合衆国 マサチューセッツ州 0 2 4 5 3 ウォルサム, フローレンス・ロード, 1 4

(72)発明者 スー・ジョセフ

アメリカ合衆国 ニューハンプシャー州 0 3 0 3 1 アマースト, ブラッディ・ブルック・ロード, 2 0

Fターム(参考) 5J065 AA01 AB01 AC02 AD10 AE02 AF02 AF04 AH23

5K014 AA01 BA10 HA06

5K022 GG00

5K067 AA03 BB04 BB21 CC04 DD51 EE02 EE10 HH21 HH22