

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5662528号  
(P5662528)

(45) 発行日 平成27年1月28日(2015.1.28)

(24) 登録日 平成26年12月12日(2014.12.12)

(51) Int.Cl.		F I		
HO4L 27/34	(2006.01)	HO4L 27/00		E
HO4J 13/00	(2011.01)	HO4J 13/00		
HO4B 1/712	(2011.01)	HO4B 1/712		

請求項の数 2 (全 24 頁)

(21) 出願番号	特願2013-156604 (P2013-156604)	(73) 特許権者	598036300
(22) 出願日	平成25年7月29日 (2013.7.29)		テレフオンアクチーボラゲット エル エム エリクソン (パブル)
(62) 分割の表示	特願2011-514142 (P2011-514142) の分割		スウェーデン国 ストックホルム エスー 164 83
原出願日	平成21年6月15日 (2009.6.15)	(74) 代理人	100095957
(65) 公開番号	特開2013-240102 (P2013-240102A)		弁理士 亀谷 美明
(43) 公開日	平成25年11月28日 (2013.11.28)	(74) 代理人	100096389
審査請求日	平成25年8月14日 (2013.8.14)		弁理士 金本 哲男
(31) 優先権主張番号	61/073, 264	(74) 代理人	100101557
(32) 優先日	平成20年6月17日 (2008.6.17)		弁理士 萩原 康司
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100128587
(31) 優先権主張番号	12/239, 918		弁理士 松本 一騎
(32) 優先日	平成20年9月29日 (2008.9.29)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ソフトパイロットシンボルを用いる無線信号を処理するための受信機および方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

送信されるシンボルの系列を含む受信無線信号を処理するための G - R a k e (generalized Rake) 受信機における方法であって：

第1のパスにおける近似の合成重みのセットを算出するステップと；

前記系列内の残りのシンボルよりもより低次の変調法で変調される前記系列内のソフトパイロットシンボルのセットを識別するステップと；

前記近似の合成重みを利用して、前記ソフトパイロットシンボルに対応する逆拡散値をコヒーレントに合成し、シンボル推定値を生成するステップと；

送信について使用されるコンスタレーションを前提として、デコーダの関与なしに前記シンボル推定値についてのシンボルの硬判定を行うステップと；

前記シンボルの硬判定を復調パイロットとして利用し、障害共分散行列をノンパラメトリックに推定するステップと；

推定された前記障害共分散行列を利用して、第2のパスにおける精緻化された合成重みのセットを算出するステップと；

前記精緻化された合成重みを利用して、全てのトラフィックデータを合成するステップと；

を含む方法。

【請求項2】

送信されるシンボルの系列を含む受信無線信号を処理するための2パスの G - R a k e

10

20

(generalized Rake) 受信機であって：

第1のパスにおける近似の合成重みのセットを算出するための手段と；

前記系列内の残りのシンボルよりもより低次の変調法で変調される前記系列内のソフトパイロットシンボルのセットを識別するための手段と；

前記近似の合成重みを利用して、前記ソフトパイロットシンボルに対応する逆拡散値をコヒーレントに合成し、シンボル推定値を生成するための手段と；

送信について使用されるコンスタレーションを前提として、デコーダの関与なしに前記シンボル推定値についてのシンボルの硬判定を行うための手段と；

前記シンボルの硬判定を復調パイロットとして利用し、障害共分散行列をノンパラメトリックに推定するための手段と；

推定された前記障害共分散行列を利用して、第2のパスにおける精緻化された合成重みのセットを算出するための手段と；

前記精緻化された合成重みを利用して、全てのトラフィックデータを合成するための手段と；

を備える G - R a k e 受信機。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

(関連する出願の相互参照)

20

この出願は、2008年6月17日に提出された米国の仮出願第61/073,264号の利益を主張し、当該仮出願の開示は、全体として参照によりここに取り入れられる。

【0002】

本発明は、デジタル無線通信システムに関する。限定としてではなくより具体的には、本発明は、ソフトパイロットシンボルを利用するデジタル通信システム内で、送信されるシンボルの系列を受信しおよび処理するための、受信機および方法に向けられる。

【背景技術】

【0003】

デジタル通信システムでは、受信側は、送信されたデータを正確に復調するためにいくつかのパラメータを推定しなければならない。受信側は、送信側にフィードバックするための信号品質の基準も推定する必要があり得る。パラメータ/信号品質の推定は、一般的に3つのカテゴリに分かれる。

30

【0004】

(1) ブラインド (blind) 推定。一般的に、このアプローチは、事前に知られまたはゆっくりと学習される (例えば、2次統計)、いくつかの信号またはチャネルの特性/特徴に依存する。ブラインド推定の最大の問題は、パフォーマンスである。ブラインド推定は、一般的に、他のアプローチに比べてパフォーマンスが大幅に劣る。また、ブラインド推定のアルゴリズムは、より複雑であり得る。

【0005】

(2) パイロット支援。このアプローチは、送信信号内に既知の (すなわち、パイロット) シンボルを含む。パイロットシンボルが、データと同じ効果的なフェージングを経験する限り、パイロットシンボルは、データ系列 (例えば、GSMのミッドアンプル (midamble)) 内に組み込まれ、または WCDMA でのパイロット符号等の別のリソースを割当てられることが可能である。パイロット支援アプローチは、一般的に最高のパフォーマンスを提供する。しかしながら、パイロットシンボルは、そうでなければ有用なデータの送信に充てられ得るリソースを消費する。典型的に、良い推定のための十分なパイロットを有することと、データのスループットを最大化することとの間には、トレードオフがある。

40

【0006】

(3) データ支援。このアプローチは、復調されるデータシンボルを「追加」パイロ

50

トシンボルとして使用する。一般的に、このアプローチは、ブラインド推定アプローチまたはパイロット支援アプローチのいずれかと併せて使用される。データ支援アプローチに関連付けられる2つの問題がある。第1に、ブラインド推定若しくはパイロット支援推定（または両方）は、典型的に第1の受信側ステップとして要求される。したがって、データ支援アプローチは、受信側における余分な複雑さを要求する。第2に、データ支援アプローチは、データの復調におけるエラーの影響に起因して受信側のパフォーマンスを低下させ得る。データ支援アプローチでは、復調されたデータシンボルは、正しいとみなされ、追加のパイロットシンボルとして使用される。しかしながら、データシンボルが誤っている場合、パラメータ/信号品質の推定アルゴリズムは誤った結果をもたらす得る。誤ったシンボル判定の影響は、一推定間隔以上の間持続し得る。よって、データ支援アプローチは、エラーの広がりの影響を避けるための特別なメカニズムを必要とし得る。

10

#### 【0007】

データ支援アプローチは、多くの既存の通信システムで利用されている。例えば、広帯域符号分割多元接続(WCDMA)システムでは、アップリンク上の制御チャネルは復調/復号され、シンボル判定は有効なパイロットとして使用される。これは、WCDMAのダウンリンク上の制御チャネルについても提案されている。D-AMPS(Digital Advanced Mobile Phone System)では、チャネルは、まず同期ワード上で推定され、次に等化の間にデータ上でトラッキングされる。等化器では、早期の一時的な信頼できない判定はトラック(tracker)に入力され、遅延したより良い判定は復号器に入力される。また、D-AMPSおよびGSMでは、マルチパスの(ターボ)復調/復号は、復号/再符号化されたシンボルを第2のパスでの有効なパイロットとして使用する。

20

#### 【発明の概要】

#### 【0008】

本発明は、他のシンボルよりもより高い信頼性を有するシンボルを送信することにより、従来技術の不都合を克服する。これらのいわゆる「ソフトパイロット」は、まず復調され、その後チャネル推定およびより高次の変調シンボルの復調(振幅リファレンス)での使用のための既知のシンボルとして使用される。

#### 【0009】

したがって、本発明の一実施形態は、送信されるシンボルの系列を含む受信無線信号のパラメータを推定するための無線受信機での方法に向けられる。当該方法は、より高い信頼性で送信されるシンボルをまず復調し、ソフトパイロットシンボルを形成するステップと、ソフトパイロットシンボルを既知のシンボルとして利用し、受信無線信号のパラメータを推定するステップと、を含む。これらのソフトパイロットシンボルは、周囲のシンボルよりもよりロバストであり、したがってより信頼性のある判定に向けたパラメータ推定を可能にする。加えて、より高次の変調シンボルの間に「一定の包絡線」の変調シンボルを挿入することは、より高次の変調シンボルの復調に不可欠である振幅リファレンスを確立するのに特に有用である。

30

#### 【0010】

一実施形態では、ソフトパイロットシンボルは、残りのシンボルの系列と比べてより単純で低次の変調法(例えば、BPSK、QPSK)で変調される。ここで、残りのシンボル系列はおそらくより高次の変調法(例えば、16直交振幅変調(16QAM)または64QAM)である。シンボルについてデータスループットを認めない固定のパイロットシンボルとは対照的に、これらのソフトパイロットを使用することにより、当該シンボルは、さらにデータを搬送することができる。これらの特定のソフトシンボルの位置(時間/周波数/符号)および変調方式は、受信機にとって既知である。受信機にとって情報は事前に既知であり、または受信機はシグナリングを通じて情報を知得してもよい。

40

#### 【0011】

[0010]ソフトパイロットは、WCDMAの今後のリリースについて明示的なデータパイロットの代替手段を提供する。ソフトパイロットシンボルに伴い、明示的なパイロットシンボルは必要ではない。変調方式並びに時間、周波数および符号におけるソフトパ

50

パイロットの位置が既知であることで、受信機はパフォーマンスを最大化することができる。これにより、そうでなければ明示的なパイロットシンボルを用いて可能であるデータレートよりも、より良好なデータレートが可能となる。

【0012】

本発明の特定の実施形態では、本発明は、2パスのG-Rake (Generalized Rake) 受信機内で実装される。G-Rake受信機のパフォーマンスは、理想的な受信機とほぼ同様に機能する程に改善される。したがって、本発明は、線形等化のアプローチを前提として最高のパフォーマンスを提供する。2パスのG-Rake受信機は、第1のパスにおける近似の合成重みのセットを算出するための手段と；系列内の残りのシンボルよりもより低次の変調法で変調される系列内のソフトパイロットシンボルのセットを識別するための手段と；近似の合成重みを利用して、ソフトパイロットシンボルに対応する逆拡散値をコヒーレントに合成し、シンボル推定値を生成するための手段と；を含む。受信機は、シンボル推定値を再スケールリングするための手段と；送信について使用されるコンスタレーションを前提として、デコーダの関与なしに再スケールリングされたシンボル推定値についてのシンボルの硬判定を行うための手段と；シンボルの硬判定を復調パイロットとして利用し、障害共分散行列をノンパラメトリックに推定するための手段と；も含む。受信機は、推定された障害共分散行列を利用して、第2のパスにおける精緻化された合成重みのセットを算出するための手段と；精緻化された合成重みを利用して、全てのトラフィックデータを合成するための手段と；も含む。

10

【0013】

別の実施形態では、本発明は、以下の詳細な記述において説明されるような上記方法を実行するための送信機および受信機を備えるシステムに向けられる。

20

【図面の簡単な説明】

【0014】

以下のセクションでは、発明は、図面にて図示される例示的な実施形態を参照して説明される。

【図1】本発明の方法の例示的な実施形態のステップを説明するフローチャートである。

【図2】本発明の例示的な一実施形態における、16QAMについてのコンスタレーション内のポイントにマッピングされるデータビットを示す。

【図3】本発明の例示的な別の実施形態における、16QAMについてのコンスタレーション内のポイントにマッピングされるデータビットを示す。

30

【図4】(先行技術)HS-DSCHについての既存のチャンネル符号化チェーンを説明する。

【図5】本発明の例示的な実施形態におけるHS-DSCHについてのチャンネル符号化チェーンを説明する。

【図6】本発明の例示的な実施形態におけるソフトパイロット生成プロセスの概観を説明するフロー図である。

【図7】本発明の例示的な実施形態におけるHS-DSCHについてのソフトパイロット生成プロセスを説明するフロー図である。

【図8】本発明の例示的な実施形態におけるE-DSCHについてのソフトパイロット生成プロセスを説明するフロー図である。

40

【図9】E-DSCHについてのインターリーバ構造の例示的な実施形態の機能ブロック図である。

【図10】ソフトパイロットシンボルの位置の第1の例示的な実施形態を説明する。

【図11】ソフトパイロットシンボルの位置の第2の例示的な実施形態を説明する。

【図12】本発明の2パスのG-Rake受信機の例示的な実施形態の機能ブロック図である。

【図13】本発明の2パスのG-Rake受信機により実行される処理方法の例示的な実施形態を説明するフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

50

## 【0015】

より高いデータレートのための通信のために、16QAMおよび64QAM等のより高次の変調法が利用され、スペクトル効率が向上する。本発明の第1の実施形態によると、送信機は、データ系列中のあるシンボルをいわゆる「ソフトパイロット」シンボルとして指定する。送信機は、これらのシンボルについて特定の代替となる変調を使用することにより指定する。この特定の变調の次数および(時間、符号および/または周波数の観点からの)これらのシンボルの位置は、受信機にとって既知であり、または受信機にシグナリングされる。受信機は、ソフトパイロットシンボルを利用して、チャンネルタップおよび相関行列等の信号パラメータの初期推定値を得る。第1の復号の後、判定されたシンボルは、パラメータ推定の第2のパスで有効なパイロットとして利用され得る。判定されるソフトパイロットシンボルを系列内の残りのシンボルよりも低次の変調に限定することにより、判定は、ソフトパイロットシンボルを有用なパイロットにするのに足りるほど信頼できる。ソフトパイロットシンボルは、従来の固定のパイロットとは異なる。データスループットには、これらのソフトパイロットシンボルにより搬送されるものもある。したがって、従来の固定のパイロットをソフトパイロットで置き換えることは、データスループットを向上させる。

10

## 【0016】

図1は、本発明の方法の例示的な実施形態のステップを説明するフローチャートである。ステップ11では、無線信号は、(例えば、より低次の変調法を用いて)他の送信されるシンボルよりもより高い信頼性を有するいくつかのシンボルで送信される。ステップ12では、無線信号が受信され、より高い信頼性を有するシンボルがまず復調されて、ソフトパイロットシンボルが形成される。ステップ13では、ソフトパイロットは、チャンネル推定およびより高次の変調シンボルの復調のための既知のシンボルとして利用される。ステップ14では、データは、ソフトパイロットシンボルおよびより高次の変調シンボルの両方から抽出される。

20

## 【0017】

本発明の例示的な実施形態は、変調方式およびデータ系列の中のソフトパイロットシンボルの位置(時間/周波数/符号)を特定する。本発明の一実施形態によると、コンスタレーション内のソフトパイロットのポイントは、16QAMまたは64QAMのようなデータ送信のためのより高次の変調コンスタレーションのサブセットとみなされる。送信機は、二位相偏移変調(BPSK)または四位相偏移変調(QPSK)等の特定されたより低次の変調法を、パイロットシンボルのために利用し得る。残りのシンボルの系列のために、送信機はより高次の変調法(例えば、16QAMまたは64QAM)を利用し得る。これらの特定されたソフトシンボルの位置および変調方式は、受信機にとって既知である。受信機は、事前にまたはシグナリングを通して情報を知得してもよい。

30

## 【0018】

したがって、本発明は、より高次の変調シンボルの間に挿入されるより低次の変調シンボルを送信する。そして、受信機は、有効なパイロットとしてより低次の変調シンボルを活用するために、関連付けられた動作を実行する。シンボルは、ビット数 $m$ の範囲を繰り上げることができる。 $m=0$ ビットは純粋なパイロットに対応し、 $m=1$ ビットはBPSKに対応し、 $m=2$ ビットはQPSKに対応する等、最大数 $M$ (64QAMのための $M=6$ )までである。簡単にするために全てのシンボルが同じエネルギーを有すると仮定すると、その結果ビットエネルギーおよびビットの信頼性は $m$ と共に減少する。したがって、シンボルは、様々なレベルの信頼性をもつパイロットとして使用されることが可能であり、受信機は、マルチパスの中でパラメータ推定を実行することができる。

40

## 【0019】

図2は、本発明の例示的な一実施形態における、16QAMについてのコンスタレーション内のポイントにマッピングされるデータビットを示す。(星印のついたポイントとして図中に示されている)16QAMコンスタレーションの四角のポイントが、ソフトパイロットについてのコンスタレーションとみなされる。この実施形態の2つの特徴を容易に

50

認識することができる。第1に、ソフトパイロットのコンスタレーションは、スケーリングされたQPSKコンスタレーションと等しい。したがって、ソフトパイロットのコンスタレーションは、一定の包絡線(envelope)およびより高い平均電力という利益を提供する。第2に、ソフトパイロットのコンスタレーションポイントは、ビットラベルのサブセットを固定することにより、より高次のコンスタレーション内で容易に対応されることが可能である。図2に示される例では、ソフトパイロットのコンスタレーションポイントは、最後の2つのビットラベルを「11」に固定されたものである。

#### 【0020】

上記のとおり、ソフトパイロットシンボルの使用により、送信される16QAMまたは64QAMのシンボルは、より高い平均電力を有することになる。例えば、1つのチャネライゼーションコードについての10分の1のシンボルがソフトパイロットシンボルである場合、平均電力は、16QAMについては0.15dB増加し、64QAMについては0.54dB増加する。または、15個のチャネライゼーションコードがあり、15個のチャネライゼーションコードうち1つについての10分の1のシンボルがソフトパイロットシンボルである場合、平均電力は、16QAMについては0.02dBのみ増加し、64QAMについては0.04dBのみ増加する。実際には、送信電力は、ソフトパイロットを利用する場合にこれらの量だけ減少しなければならないかもしれない。しかしながら、全体のシステムパフォーマンスはソフトパイロットの使用により向上されるということが、見受けられた。

#### 【0021】

図3は、本発明の例示的な別の実施形態における、16QAMについてのコンスタレーション内のポイントにマッピングされるデータビットを示す。この実施形態では、ソフトパイロットのコンスタレーションの大きさは、データを搬送するためのより高いキャパシティを与えるために拡大されている。しかしながら、ソフトパイロットのコンスタレーションは、一定した直交位相(quadrature)の振幅という特徴を提供する。当該特徴は、振幅リファレンスを得るために利用され得る。ソフトパイロットのコンスタレーションポイントは、最後のビットラベルを「1」に固定することにより、より高次のコンスタレーション内でも対応される。代替となるソフトパイロットのコンスタレーションが、3番目のビットラベルを「1」に固定することにより特定され、一定した同相(in-phase)の振幅を提供し得ることは、当業者にとって明らかである。

#### 【0022】

(HSPAでのソフトパイロットの生成)

ソフトパイロットの導入は、送信信号が搬送することができるチャンネル符号化されたビットの数を減少させる。チャンネル符号化されたビットの減少は、以下に説明される2つの異なるアプローチにより実装されることが可能である。

#### 【0023】

図4は、高速ダウンリンク共有チャンネル(HS-DSCH)についての既存のチャンネル符号化チェーンを説明する。チャンネル符号化されたビットの減少を実装するための第1のアプローチでは、チャンネル符号化チェーン全体の振るまいが、HS-DSCHについての振るまいと同様に変更される。しかしながら、この影響は、単に「物理レイヤHARQ機能性」により出力される符号化されたビットの数が異なるということではない。この影響は、むしろ、「物理レイヤHARQ機能性」、「物理チャンネルセグメンテーション」、「HS-DSCHインターリーブング」、および「コンスタレーションの再構成」の中における、相互接続され複雑な物理レイヤの様々な手続きの、大幅な再設計および再定義である。重要なチャンネル符号化チェーンのそのような大幅な再設計は、ほとんどの既存の実装を使われなくし、ネットワーク内で新たな機器およびレガシー機器と共存することは難しいであろう。

#### 【0024】

図5は、本発明の例示的な実施形態におけるHS-DSCHについてのチャンネル符号化チェーンを説明する。チャンネル符号化されたビットの減少を実装するための好ましい第2

10

20

30

40

50

のアプローチでは、ソフトパイロットシンボルは、望ましくは、チャンネル符号化チェーンの「物理チャンネルマッピング」段階の前に、チャンネル符号化されたビットの低レベルの間引きにより生成される。したがって、好ましい実施形態は、「物理レイヤHARQ機能性」、「物理チャンネルセグメンテーション」、「HS-DSCHインターリービング」および「コンスタレーションの再構成」の段階に対して、ソフトパイロットシンボルの存在を透過的にする。

【0025】

図6は、本発明の例示的な実施形態におけるソフトパイロット生成プロセスの概観を説明するフロー図である。HSDPAでは、物理レイヤHARQ機能性およびHS-DSCHチャンネルインターリービングにおけるビット収集(bit collection)手続きは、もしあれば系統的なターボ符号化されたビットをできる限り16QAMまたは64QAMの第1のビットラベルにマッピングするように設計される。この設計の目的は、重要である系統的なターボ符号化されたビットがより高い信頼性を有するチャンネル上で送信されることを保証することである。図6に示されるとおり、ペアとなるビット毎の多重化および独立した矩形(rectangular)インターリーブを利用することにより、チャンネルインターリーブでこれは達成される。データ変調がQPSKに基づく場合、第1の矩形インターリーブのブランチが有効である。データ変調が16QAMに基づく場合、第1のおよび第2の矩形インターリーブのブランチが有効である。データが64QAMにより搬送される場合、3つのブランチ全てが有効である。3GPPの“Technical Specification Group Radio Access Network; Spreading and Modulation (FDD)” TS 25.213 v8で仕様化されているコンスタレーションのラベリングを加味すると、第1のブランチ内のビットは、最も高い信頼性を有するチャンネル上で送信される。第3のブランチ内のビットは、最も低い信頼性で送信される。したがって、初期の送信では、系統的なビットは、通常、できる限り第1のブランチを通して送信される。初期の送信については、HARQのパラメータは、「コンスタレーション再構成」が実質的に回避されるように設定される。チャンネルインターリーブの直後にソフトパイロットシンボルを挿入することができることは、当業者にとって明らかなはずである。再送信のために、HARQのパラメータが使用され、チャンネル符号化されたビットを様々な信頼性で効果的に再送信するために「コンスタレーション再構成」が指示されることが可能である。ソフトパイロットシンボルは、「コンスタレーション再構成」の手続きの後に、信号に挿入され得る。

【0026】

図7は、本発明の例示的な実施形態におけるHS-DSCHについてのソフトパイロット生成プロセスを説明するフロー図である。符号化されたビットの入力は $r_{p,k}$ により示され、出力は $r'_{p,k}$ により示される。通常、入力されたビットは、修正なしですなわち $r'_{p,k} = r_{p,k}$ で、出力に送られる。(図2に示されるような)スケールされたQPSKのソフトパイロットシンボルが挿入され、16QAMのデータシンボルが置き換えられる場合、その結果 $r'_{p,k} = r_{p,k}$ 、 $r'_{p,k+1} = r_{p,k+1}$ 、 $r'_{p,k+2} = 1$ 、および $r'_{p,k+3} = 1$ となる。スケールされたQPSKのソフトパイロットシンボルが挿入され、64QAMのデータシンボルが置き換えられる場合、その結果 $r'_{p,k} = r_{p,k}$ 、 $r'_{p,k+1} = r_{p,k+1}$ 、 $r'_{p,k+2} = 1$ 、 $r'_{p,k+3} = 1$ 、 $r'_{p,k+4} = 1$ 、および $r'_{p,k+5} = 1$ となる。

【0027】

(図3に示されるような)一定した直交位相の振幅を有するソフトパイロットシンボルが挿入され、16QAMのデータシンボルが置き換えられる場合、その結果 $r'_{p,k} = r_{p,k}$ 、 $r'_{p,k+1} = r_{p,k+1}$ 、 $r'_{p,k+2} = r_{p,k+2}$ 、および $r'_{p,k+3} = 1$ である。一定した直交位相の振幅を有するソフトパイロットシンボルが挿入され、64QAMのデータシンボルが置き換えられる場合、その結果 $r'_{p,k} = r_{p,k}$ 、 $r'_{p,k+1} = r_{p,k+1}$ 、 $r'_{p,k+2} = r_{p,k+2}$ 、 $r'_{p,k+3} = 1$ 、 $r'_{p,k+4} = r_{p,k+4}$ 、および $r'_{p,k+5} = 1$ となる。一定した同相の振幅を有するソフトパイロットシンボルが挿入され、16QAMのデータシンボルが置き換えられる場合、その結果 $r'_{p,k} = r_{p,k}$ 、 $r'_{p,k+1} = r_{p,k+1}$ 、 $r'_{p,k+2} = 1$ 、および $r'_{p,k+3} = r_{p,k+3}$ である。一定した直交位相の振幅を有するソフトパイロットシンボルが挿入され、64Q

A Mのデータシンボルが置き換えられる場合、その結果 $r'_{p,k} = r_{p,k}$ 、 $r'_{p,k+1} = r_{p,k+1}$ 、 $r'_{p,k+2} = 1$ 、 $r'_{p,k+3} = r_{p,k+3}$ 、 $r'_{p,k+4} = 1$ 、および $r'_{p,k+5} = r_{p,k+5}$ となる。

【0028】

(拡張専用チャネル(E-DCH)についてのソフトパイロットの生成)

図8は、本発明の例示的な実施形態におけるE-DCHについてのソフトパイロット生成プロセスを説明するフロー図である。HS-DSCHと同様の信頼性の識別を達成するために、物理レイヤHARQ機能性およびチャネルインターリーピングにおけるビット収集手続きは、もしあれば系統的なターボ符号化されたビットをできる限り4PAMの第1のビットラベルにマッピングするように設計される。好ましい実施形態によると、ソフトパイロットシンボルは、E-DCHチャネルインターリーピングの後に生成される。

10

【0029】

図9は、E-DCHについてのインターリーバ構造の例示的な実施形態の機能ブロック図である。データが4PAMにより搬送される場合に、チャネルインターリーピングは2つの矩形インターリーバのブランチにより促進される。「ソフトパイロットの生成」への符号化されたビットの入力は $v_{p,k}$ により示され、出力は $v'_{p,k}$ により示される。通常、入力されたビットは、修正なしですなわち $v'_{p,k} = v_{p,k}$ で、出力に送られる。スケールされたBPSKのソフトパイロットシンボルが挿入され、4PAMのデータシンボルが置き換えられる場合、その結果 $v'_{p,k} = v_{p,k}$ 、 $v'_{p,k+1} = 1$ となる。

【0030】

好ましい実施形態によると、ソフトパイロットシンボルは、固定の(時間および符号/周波数の観点からの)位置にあるチャネル符号化されたビットを間引くことにより生成される。受信機側では、間引きされたビットに対応するソフト値は0に設定される。これにより、ソフトパイロットシンボルの使用は、中核であるレートマッチング解除(de-rate-matching)およびチャネルデコードの実装に変化をもたらさない。

20

【0031】

この実施形態によると、ソフトパイロットシンボルは、最も信頼性の低いビットラベルにマッピングされるチャネル符号化されたビットを間引くことにより生成される、ということにも留意する。これらの低信頼性のビットに対応するソフト値は通常非常に小さいため、それらを0に設定することは、チャネル符号化のパフォーマンス全体にごくわずかな影響しか及ぼさない。

30

【0032】

(ソフトパイロットシンボルの位置)

ソフトパイロットシンボルは、同一の符号上、単一の別々の符号上、MIMO(Multiple-Input-Multiple-Output)システムにおける別々のアンテナ上、等に組み込まれ得る。ソフトパイロットシンボルが別々の符号および/またはアンテナ上で同時に発生し、または同時に発生しないように、配置が調整され得る。

【0033】

様々な実践的な手法でソフトパイロットシンボルを信号に挿入することができる。

【0034】

1. HSPA-HSPAユーザに割当てられる1つの符号は、ソフトパイロットシンボルを利用し、一方で、同じユーザに割当てられる他の符号は、より高次の変調を利用する。

40

【0035】

2. HSPA-HSPAユーザに割当てられる各符号の範囲内のあるデータシンボルは、ソフトパイロットシンボルであり、一方で、当該符号での残りのシンボルは、従来のデータシンボルである。例えば、符号A上の0からN-1のシンボル、符号B上のNから2N-1のシンボル、等は、ソフトパイロットシンボルであり得る。

【0036】

3. HSPA-Nから2Nのシンボルは、HSPAユーザに割当てられる全符号上でソフトパイロットシンボルであり、一方で、同じユーザに割当てられる符号の範囲内の残り

50



のシンボルは、従来のデータシンボルである。

【 0 0 3 7 】

L T E (Long Term Evolution) - 組み込まれる復調パイロットの一部 (または全部) について、復調パイロットをソフトパイロットシンボルで置き換える。

【 0 0 3 8 】

以下の実施形態は、( a ) 時間変動するチャネルをサポートすること、( b ) 符号化のパフォーマンスへの影響を最小化すること、および ( c ) ピーク対平均比 ( P A R ) に対する影響を減らすこと、をさらに考慮して設計する。

【 0 0 3 9 】

図 1 0 は、ソフトパイロットシンボルの位置の第 1 の例示的な実施形態を説明する。ソフトパイロットシンボルは、時間変動するチャネルについてより信頼性のあるリファレンスを提供するために時間内で分散される。シンボルの正確な位置は、周期的なパターンにより特定され得る。推定ノイズ低減の平均化を可能とするために、ソフトパイロットシンボルは、1 つ以上の符号で同じ分散位置に存在し得る。ソフトパイロットシンボルをただ 1 つの (または非常に少ない) 符号に集中させるのとは対照的に、符号全体にわたる分散パターンは、チャネル復号のパフォーマンス全体に対する影響を最小化する。

10

【 0 0 4 0 】

図 1 1 は、ソフトパイロットシンボルの位置の第 2 の例示的な実施形態を説明する。図 1 0 にて既に説明された実施形態は、ソフトパイロットシンボルが有効な P A R の増加に寄与しない場合にのみ適している。P A R の増加が関心事である場合、図 1 1 の実施形態を採用することができる。別々の符号間におけるソフトパイロットシンボルの位置は、P A R の増加を減らすためにオフセットされる。

20

【 0 0 4 1 】

ソフトパイロットシンボルの使用は様々な利益を提供する。第 1 に、ソフトパイロットシンボルは周囲のシンボルよりもよりロバストであり、したがって判定に向けた信頼性のあるパラメータ推定を提供する。第 2 に、シンボルにデータスループットを認めない固定のパイロットシンボルとは対照的に、ソフトパイロットシンボルはさらにデータを搬送し得る。第 3 に、ソフトパイロットシンボルを、より高次の変調シンボルの間に挿入される「一定の包絡線」の変調シンボルにすることにより、ソフトパイロットシンボルは、より高次の変調シンボルの復調に不可欠である振幅リファレンスを確立するのに特に有用となる。

30

【 0 0 4 2 】

ソフトパイロットシンボルの使用は、いずれの有線または無線の通信システムに適用可能である。ソフトパイロットは、従来のパイロット支援スキームよりもより高いデータスループットを提供し、ほとんどのブラインド推定スキームのようにパフォーマンスを犠牲にしない。ソフトパイロットアプローチは、受信機がデータ支援アプローチを使うことを要求する。しかしながら、従来のデータ支援アプローチとは対照的に、本発明は、ソフトパイロットシンボルの変調および (時間 / 符号 / 周波数における) 位置を特定する。それにより、受信機は、データ支援アプローチで使用できるある高品質のシンボルがあることを知得する。そのようなシンボルに基づく受信機の推定アルゴリズムは、間違いが発生しにくく、また一貫して良いパラメータおよび / または信号品質の推定を提供する。

40

【 0 0 4 3 】

ソフトパイロットを利用することができる H S P A 受信機は、データ支援 G - R a k e (Generalized Rake) 受信機からなる例示的な実施形態で以下に十分に説明される。背景として、G - R a k e 受信機は、分散チャネル (dispersive channel) での干渉を経験する W C D M A 信号を受信し、処理する。この干渉は、自己干渉 (シンボル間の干渉)、マルチアクセス干渉 (0 ではない符号の相互相関に起因する干渉)、および他のセル (ダウンリンク) またはユーザ (アップリンク) による干渉からなる。良い H S D P A スループットを達成するために、この干渉は抑制されなければならない。さらに、タイプ 2 (シングルアンテナの端末) およびタイプ 3 (デュアルアンテナの端末) の受信機について

50

3 G P Pにより設定されている強化されたスループット要件は、干渉の抑制なしには満たし得ない。

【 0 0 4 4 】

干渉を抑制するための線形法は、一般的に、チップレベルの等化またはシンボルレベルの等化というカテゴリに分かれる。シンボルレベルの等化は、従来の R a k e アーキテクチャに従う。当該アーキテクチャでは、受信されたチップレベルのデータが複数の遅延で逆拡散され、その後複数のイメージが合成される。チップレベルの等化はこれらの動作の順序を逆にする。すなわち、受信されたチップデータは、まず線形フィルタを使用して合成され、次に単一の遅延で逆拡散される。これらの技術は、一般的にパフォーマンスの観点から等しい。

10

【 0 0 4 5 】

図 1 2 は、本発明を利用するために変更され得る G - R a k e 受信機 2 0 の機能ブロック図である。受信機は、例えばモバイル端末または他の無線通信装置で実装され得る。スペクトル拡散信号は、無線チャネルを通して送信され、受信機の 1 つ以上のアンテナで受信される。無線プロセッサ（図示せず）は、受信信号から一連のデジタルベースバンド信号のサンプル 2 1 を生成し、それらを G - R a k e 受信機に入力する。今度は、G - R a k e 受信機 2 0 は、ソフト値またはビット推定値 2 2 を生成するために、受信信号のサンプルを復調する。これらの推定値は、前方誤り訂正（F E C）復号および音声、テキストまたはグラフィック画像への変換等のさらなる処理のために、1 つ以上のさらなる処理回路（図示せず）へ提供される。受信信号により搬送される特定の情報の種類および受信機 2 0 により適用される特定の処理ステップは、受信機の対象とする用途および種類の機能である、ということを実業者は認識するであろう。

20

【 0 0 4 6 】

本発明のソフトパイロットシンボルとの使用に適した G - R a k e 受信機の完全な説明は、共有の米国特許出願公開第 2 0 0 5 / 0 2 0 1 4 4 7 号にて提供される。当該公開は、全体として参照によりここに取り入れられる。

【 0 0 4 7 】

まずシンボルレベルの等化から始めると、G - R a k e の合成重みは、コヒーレント合成および干渉の抑制を実行する。合成重みは、以下のように与えられる。

【 0 0 4 8 】

【 数 1 】

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}_u^{-1} \mathbf{h} \quad (1)$$

30

【 0 0 4 9 】

ここで、 $R_u$  は、障害（impairment）共分散行列であり、 $h$  は正味のチャネル係数（net channel coefficients）のベクトルである。「障害」という用語は干渉およびノイズの両方を含み、一方で「正味のチャネル係数」という用語は送信フィルタおよび受信フィルタ並びにフェージングチャネルの影響を含むチャネル係数を示す、ということが留意されるべきである。

40

【 0 0 5 0 】

G - R a k e 受信機を実装するための 2 つの一般的な手段がある。これらの手段は、ノンパラメトリックおよびパラメトリックとして一般的に知られている。ここでの当該術語は、障害共分散行列を得るためにとられるアプローチに焦点をあてる。ノンパラメトリック法は、ブラインドであり、観測されたデータから直接的に  $R_u$  を推定する。パラメトリック法は、基礎となるモデルを推定し、モデルのパラメータから  $R_u$  を算出する。両方の手段の例は以下で提供される。

【 0 0 5 1 】

障害共分散行列のノンパラメトリックの推定値を得ることができる 2 つの手段がある。

50

第1のアプローチは、パイロットチャネルを使用して、スロットベースの量を推定する。

【0052】

【数2】

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{h}} &= \frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p-1} \mathbf{x}_p(k) s^* \\ \hat{\mathbf{R}}_{u,slot} &= \frac{1}{N_p-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} (\mathbf{x}_p(k) s^* - \hat{\mathbf{h}})(\mathbf{x}_p(k) s^* - \hat{\mathbf{h}})^H\end{aligned}\quad (2)$$

10

【0053】

これらの量を使用すると、以下の式から障害共分散行列を得ることができる。

【0054】

【数3】

$$\hat{\mathbf{R}}_u(n) = \lambda \hat{\mathbf{R}}_u(n-1) + (1-\lambda) \hat{\mathbf{R}}_{u,slot} \quad (3)$$

20

【0055】

障害共分散行列のノンパラメトリックの推定値を生成するための別のアプローチは、2008年6月9日に提出された共有で同時係属の米国特許出願第12/135,268号で説明されているように未使用のトラフィック符号を使用することを含む。これらの符号についての逆拡散値は、障害のサンプルのみを含む。これらの障害のサンプルを使用して、以下のように $\mathbf{R}_u$ を直接的に推定することができる。

【0056】

【数4】

$$\hat{\mathbf{R}}_u = \frac{1}{N_c N_T} \sum_{q=0}^{N_c-1} \sum_{k=0}^{N_T-1} \mathbf{x}_{traffic}^q(k) (\mathbf{x}_{traffic}^q(k))^H \quad (4)$$

30

【0057】

ここで、 $\mathbf{x}_{traffic}^q(k)$ は、k番目のシンボル間隔の間におけるq番目の符号についてのトラフィックシンボルの逆拡散ベクトルであり、 $N_T$ は符号毎のシンボル数であり、 $N_c$ は符号数である。

【0058】

障害共分散行列を生成するためのパラメトリックアプローチは、共有の米国特許出願公開第2005/201447号で説明されているように、干渉についてのモデルに依存する。このモデルは、UEとモデル化された基地局との間の無線チャネルに依存する。単一のサービング基地局およびJ個の干渉する基地局を仮定すると、障害共分散行列のモデルは以下により与えられる。

40

【0059】

【数5】

$$\mathbf{R}_u = E_c(0) \mathbf{R}_I^{own}(\mathbf{g}_0) + \sum_{j=1}^J E_c(j) \mathbf{R}_I^{other}(\mathbf{g}_j) + N_0 \mathbf{R}_n \quad (5)$$

50

【 0 0 6 0 】

【数 6】

$$\begin{aligned}
 R_I^{own}(\mathbf{g}_j; d_1, d_2) &= \sum_{\ell=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{L-1} g_j(\ell) g_j^*(n) \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} R_p(d_1 - mT_c - \tau_k(\ell)) R_p^*(d_2 - mT_c - \tau_k(n)) \\
 R_I^{other}(\mathbf{g}_j; d_1, d_2) &= \sum_{\ell=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{L-1} g_j(\ell) g_j^*(n) \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_p(d_1 - mT_c - \tau_k(\ell)) R_p^*(d_2 - mT_c - \tau_k(n)) \\
 R_n(d_1, d_2) &= R_p(d_1 - d_2)
 \end{aligned} \tag{6}$$

10

【 0 0 6 1 】

ここで、 $E_c(j)$ は、基地局についての総チップエネルギーである。 $g_j$ は、UEとj番目の基地局との間のチャネルについての無線チャネル(中間)係数のベクトルである。 $R_p(\cdot)$ は、で評価される受信および送信のパルス整形フィルタの畳み込みを表す。 $\mathbf{g}_j$ は、UEとj番目の基地局との間のチャネルに対応するL個のチャネル遅延のベクトルである。 $T_c$ は、チップ時間である。 $d_k$ は、UEにより用いられるk番目のフィンガの遅延である。

【 0 0 6 2 】

[ 0 0 1 1 ]チップの等化は、G. Klutz et al., "Sparse Chip Equalizer for DS-CDMA Downlink Receivers", IEEE Communication Letters, vol.9, no.1, pp.10-12, 2005にて検討されている。Klutzによると、チップレベルでの受信信号は

20

以下により与えられる。

【 0 0 6 3 】

【数 7】

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{c} + \mathbf{v} \tag{7}$$

【 0 0 6 4 】

ここで、 $\mathbf{r}$ は、受信されたチップの $N+L-1$ のブロックである。 $\mathbf{H}$ は、テプリッツ(Toeplitz)畳み込み行列である。当該行列の列は、遅延スプレッドLを有する時間シフト版のチャネルインパルス応答 $h$ (チップまたはサブチップ版の正味チャネル係数)である。 $\mathbf{v}$ は、近隣の基地局および熱雑音に起因するホワイトガウスノイズを表す。 $\mathbf{c}$ は、送信されたチップの系列である。等式(7)における干渉を抑制するチップ等化器のフィルタ $\mathbf{f}$ は、以下の解である。

30

【 0 0 6 5 】

【数 8】

$$\mathbf{f} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{b} \tag{8}$$

40

【 0 0 6 6 】

【数 9】

$$\mathbf{A} = E\{\mathbf{X}^H \mathbf{X}\}$$

$$\mathbf{b} = E\{\mathbf{X}^H \mathbf{C}_p^H \mathbf{p}\}$$

$$\mathbf{X} = \mathbf{C}_p^H \mathbf{R}$$

$\mathbf{C}_p = N \times S$ サイズのパイロットスクランブリング拡散行列

( $N \times S$  sized pilot scrambling and spreading matrix)

$\mathbf{p}$  = パイロットのチップの系列

10

【0067】

データブロック毎に $S$ 個のパイロットシンボルがあること、および行列 $\mathbf{R}$ の列は時間シフト版のチップレベルの受信信号 $\mathbf{r}$ であることが仮定されている、とういことに留意する。

【0068】

G-Rakeと同様に、チップ等化器のフィルタを生成する様々な手法がある。パラメトリックアプローチ、ノンパラメトリックアプローチ、および直接適応アプローチが使用され得る。パラメトリックの形式とノンパラメトリックの形式とは、どのように $\mathbf{A}$ 行列が算出されるかの点で異なる。ノンパラメトリックの形式は、受信されたチップデータを直接的に使用して、行列 $\mathbf{A}$ を以下のように算出する。

20

【0069】

【数10】

$$\mathbf{A} \approx \frac{1}{N+L-1} \mathbf{R}^H \mathbf{R} \quad (9)$$

【0070】

その一方、パラメトリックの形式は、代わりに、チャンネルインパルス応答、サービング基地局とホワイトガウスノイズの電力を用いて機能する。パラメトリックの形式についての $\mathbf{A}$ 行列のエントリは、以下のように定められることが可能である。

30

【0071】

【数11】

$$A(i, j) = I_{or} \sum_n h^*(n) h(n + \tau_i - \tau_j) + I_{oc} \delta(i - j) \quad (10)$$

【0072】

ここで、 $\tau_k$ は $k$ 番目のチップ等化器のタップの遅延であり、 $I_{or}$ はサービング基地局の電力であり、 $I_{oc}$ はホワイトガウスノイズの電力である。直接適応アプローチは、等化の問題を適応フィルタリングの問題として取り扱う。直接適応アプローチは、共通パイロット信号を既知のリファレンスとして使用して、一般的な適応フィルタのアルゴリズム(LMS、RLS、等)のいずれかを使用してフィルタタップをトレーニングする。

40

【0073】

既存のパラメトリックおよびノンパラメトリックの等化アプローチは、異なる強みおよび弱みを有する。G-Rakeのパラメトリックアプローチ/ノンパラメトリックアプローチの強みおよび弱みは、以下で検討される。これらの強み/弱みはチップ等化について同様に当てはまるものと仮定する。

50

## 【 0 0 7 4 】

パラメトリックアプローチの強みは、パフォーマンス（BER、BLEER、またはスループット）がUEの速度に比較的影響を受けないことである。パラメトリックアプローチの主な弱みは、経路探索部（pass searcher）/遅延推定部（delay estimator）が発展させるチャンネル情報に依存することである。この情報が正しくない場合、その結果障害の実際の特徴は誤ってモデル化され、パフォーマンスの低下につながるであろう。

## 【 0 0 7 5 】

ノンパラメトリックアプローチの強みは、ブラインド技術であることである。干渉についての特別なモデルはなく、そのため全ての干渉が推定アプローチにより捕らえられる。しかしながら、このブラインドアプローチは、間接的に弱みでもある。ブラインドアプローチは、典型的に、良好に機能するためにかなりの量の「トレーニング」データを必要とする。パイロットチャンネルは、スロット毎に10シンボルだけ有する。そのため、共分散の推定へのパイロットベースのアプローチは、良好に機能するためにかなりの平準化（フィルタリング）を必要とする。平準化は、低速へのアプローチの有効性を限定する。未使用符号のアプローチは、未使用の符号が識別可能である場合に非常に有効である。しかしながら、ダウンリンク内で未使用の符号を識別することは、かなり問題がある。

## 【 0 0 7 6 】

既存の等化技術に内在するさらなる弱みがあることに留意する。既存の標準に基づく実際の受信機の実装について低減できないエラーフロア（すなわち、パフォーマンスの上限）があるように思われる。そのような現象は、ジーニ（genie）受信機については発生しない。実際に提供されるピークデータレートを向上させるために、実際の受信機は、ジーニ受信機のパフォーマンスをより厳密に模倣しなければならない。WCDMAリリース9はより多くのパイロットシンボルを追加し、ノンパラメトリックおよび/または直接適応の受信機はより良好に機能する、ということが考えられる。本発明は、このアプローチの代替手段を提供する。当該代替手段は、ごくわずかにピークスループットを減少させるが、それでもジーニ受信機のパフォーマンスに近い基準に達する。

## 【 0 0 7 7 】

本発明の2パスのG-Rake受信機では、第1のパスは、「近似の」または「おおよその」合成重みのセットを算出する。この合成重みが使用されて、1つ以上のトラフィック符号からのシンボルがコヒーレントに合成される。合成値は、対象のコンスタレーションの電力に再スケールされ、シンボルの硬判定（hard symbol decision）が行われる（すなわち、デコーダの関与はない）。シンボルの硬判定はその後復調のパイロットとして使用されて、障害共分散行列がこれらの復調のパイロットを使用してノンパラメトリックで再算出される。再算出された障害共分散行列から、第2のパスの合成重みのセットが算出される。これらの合成重みを使用されて、全てのトラフィックデータがコヒーレントに合成される。ソフトパイロットシンボルを利用する場合、受信機の動作は、第1のパスの合成重みがソフトパイロットシンボルのみに適用されるということを除いて同じである。

## 【 0 0 7 8 】

図13は、本発明の2パスのG-Rake受信機により実行される処理方法の例示的な実施形態を説明するフローチャートである。ステップ31では、第1のパスの合成重みが生成される。ステップ32aでは、1つ以上の符号についての逆拡散値が、第1のパスの合成重みを用いてコヒーレントに合成される。代わりに、プロセスはステップ32bに移り得る。ステップ32bでは、ソフトパイロットシンボルに対応する逆拡散値がコヒーレントに合成され、シンボル推定値が生成される。ステップ33では、シンボル推定値は、対象のコンスタレーションの電力に再スケールされる。ステップ34では、送信について使用されるコンスタレーションを前提として、シンボルの硬判定が、再スケールされたシンボル推定値について行われる。ステップ35では、シンボルの硬判定が利用されて、障害共分散行列がノンパラメトリックに推定される。ステップ36では、第2のパスの合成重みが、推定された障害共分散行列を利用して算出される。ステップ37では、

10

20

30

40

50

全てのトラフィックデータが、第2のパスの合成重みを利用して合成される。

【0079】

このプロセスは、シナリオに応じた様々な手法で実現されることが可能である。シングルストリームのSISO/SIMO/MIMOのシナリオについて、2つの変形がある。同様に、デュアルストリームのMIMOのシナリオについて、少なくとも2つの変形がある。各変形は、以下の代替の実施形態で説明される。

【0080】

[0012]第1に、シングルストリームのSISO/SIMOのシンボルレベルの実施形態が説明される。復調の第1のパスについて、合成重みが以下のように算出される。

【0081】

【数12】

$$\mathbf{w}_{\text{first}} = \hat{\mathbf{R}}_{u,\text{first}}^{-1} \hat{\mathbf{h}} \quad (11)$$

【0082】

【数13】

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{1}{N_p} \sum_{m=0}^{N_p-1} \mathbf{x}_p(n, m) s^* \quad (12)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{u,\text{first}} \approx \frac{1}{N_c K} \sum_{c=0}^{N_c-1} \sum_{k=0}^{N_t-1} \mathbf{x}_i^c(n, k) (\mathbf{x}_i^c(n, k))^H$$

【0083】

上記等式では、 $\mathbf{x}_p(n, m)$ は、 $n$ 番目のスロット中の $m$ 番目のパイロットシンボル間隔に対応する逆拡散された共通パイロットの値のベクトルを表す。 $\mathbf{x}_i^c(n, k)$ は、 $c$ 番目の符号についての $n$ 番目のスロット中の $k$ 番目のトラフィックシンボル間隔に対応する拡散されたトラフィックの値のベクトルを表す。 $N_p$ は、スロット毎の共通パイロットシンボル数である。 $N_c$ は、推定に使用されるトラフィック符号数である。 $N_t$ は、スロット毎のデータシンボル数である。

【0084】

単一のトラフィック符号が使用されてシンボル推定値が生成されると仮定する(以下のものは複数のトラフィック符号に容易に拡張されることが可能であることに留意する)。第1のパスの合成重み $\mathbf{w}_{\text{first}}$ がトラフィック符号 $f$ に適用されて、シンボル推定値が以下のように生成される。

【0085】

【数14】

$$\hat{z}(k) = \mathbf{w}_{\text{first}}^H \mathbf{x}_i^f(n, k) \quad (13)$$

【0086】

[0013]シンボル推定値のエネルギーを対象のコンスタレーションの電力(例えば、単位)へと正常化し、その後各シンボル推定値に最も近いコンスタレーションポイントを選択することにより、これらのシンボル推定値はシンボルの硬判定へと変換される。この手続きは、以下のように数学的に表されることが可能である。

【0087】

10

20

30

40

【数 15】

$$\Delta = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |\hat{z}(k)|^2$$

$$\tilde{z}(k) = \frac{\hat{z}(k)}{\sqrt{\Delta}} \quad (14)$$

$$j_{\min} = \arg \min_j |\tilde{z}(k) - \kappa(j)|^2 \quad \forall \kappa(j) \in S$$

$$\hat{s}(k) = \kappa(j_{\min})$$

10

【0088】

ここで、 $(j)$ は、コンスタレーションポイントのセットSから取られたj番目のコンスタレーションポイントの値である。その後硬判定が使用されて、以下のように障害共分散行列のより正確な推定値が組み立てられる。

【0089】

【数 16】

$$\hat{\mathbf{h}}_t = \frac{1}{N_t} \sum_{k=0}^{N_t-1} \mathbf{x}_t^f(n, k) \hat{s}^*(k)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_d = \frac{1}{N_t} \sum_{k=0}^{N_t-1} \mathbf{x}_t^f(n, k) (\mathbf{x}_t^f(n, k))^H \quad (15)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{u, \text{second}} = \hat{\mathbf{R}}_d - \hat{\mathbf{h}}_t \hat{\mathbf{h}}_t^H$$

20

【0090】

障害共分散行列のより正確な推定値がその後使用されて、第2のパスの合成重みが以下のように算出される。

30

【0091】

【数 17】

$$\mathbf{w}_{\text{second}} = \hat{\mathbf{R}}_{u, \text{second}}^{-1} \hat{\mathbf{h}} \quad (16)$$

【0092】

第2のパスの合成重みが使用されて、全ての逆拡散されたトラフィックデータがコヒーレントに合成される。

40

【0093】

別の実施形態は、シングルストリームのSISO/SIMOのチップレベル/シンボルレベルの実施形態である。この実施形態は、第1のパスの合成重みを算出するために使用される以下の行列 $\hat{\mathbf{R}}_{u, \text{first}}$  ( $\hat{\mathbf{R}}$ はRの上に^があることを意味する)がチップレベルのデータから算出されるということを除いて、シンボルレベルの実施形態と同じである。

【0094】



【数18】

$$\mathbf{w}_{\text{first}} = \hat{\mathbf{R}}_{u,\text{first}}^{-1} \hat{\mathbf{h}} \quad (17)$$

【0095】

これを実現するためのノンパラメトリックの方法が、先行技術のセクションで上記に説明されている。とりわけ、行列Rの列が時間シフト版のチップレベルの受信信号rである等式(9)の方法が、採用される。 $R_{u,\text{first}} = A$ という設定が行われ、その後第1のパスの合成重みが算出される。実施形態の残りは、シンボルレベルで行われ、シングルストリームのSISO/SIMOのシンボルレベルの実施形態と同じである。

10

【0096】

別の実施形態は、デュアルストリームのMIMOのシンボルレベルの実施形態である。本発明は他の $2 \times 2$ のMIMOスキームをカバーするのに十分に一般的であるが、この説明は、WCDMAリリース7で標準化されているD-TxA MIMO送信スキームが利用されると仮定する。復調の第1のパスについて、合成重みは以下のように算出される。

【0097】

【数19】

20

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{\text{first},1} &= \hat{\mathbf{R}}_x^{-1} \hat{\mathbf{h}}_{\text{eff}}(\mathbf{b}_1) \\ \mathbf{w}_{\text{first},2} &= \hat{\mathbf{R}}_x^{-1} \hat{\mathbf{h}}_{\text{eff}}(\mathbf{b}_2) \end{aligned} \quad (18)$$

【0098】

【数20】

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}_1 &= \frac{1}{N_p} \sum_{m=0}^{N_p-1} \mathbf{x}_p(n, m) s_1^*(m) \\ \hat{\mathbf{h}}_2 &= \frac{1}{N_p} \sum_{m=0}^{N_p-1} \mathbf{x}_p(n, m) s_2^*(m) \\ \mathbf{h}_{\text{eff}}(\mathbf{b}_1) &= b_{11} \hat{\mathbf{h}}_1 + b_{21} \hat{\mathbf{h}}_2 \\ \mathbf{h}_{\text{eff}}(\mathbf{b}_2) &= b_{12} \hat{\mathbf{h}}_1 + b_{22} \hat{\mathbf{h}}_2 \\ \hat{\mathbf{R}}_x &\approx \frac{1}{N_c K} \sum_{c=0}^{N_c-1} \sum_{k=0}^{N_t-1} \mathbf{x}_t^c(n, k) (\mathbf{x}_t^c(n, k))^H \end{aligned} \quad (19)$$

30

40

【0099】

上記等式では、 $x_p(n, m)$ は、n番目のスロット中のm番目のシンボル間隔に対応する逆拡散された共通パイロットの値のベクトルを表す。 $x_t^c(n, k)$ は、c番目の符号についてのn番目のスロット中のk番目のトラフィックシンボル間隔に対応する逆拡散されたトラフィックの値のベクトルを表す。 $N_p$ は、スロット毎の共通パイロットシンボル数である。 $N_c$ は、推定に使用されるトラフィック符号数である。 $N_t$ は、スロット毎のデータシンボル数である。 $s_1(m)$ は、アンテナ1から送信されるm番目のパイロットシンボルである。 $s_2(m)$ は、アンテナ2から送信されるm番目のパイロットシンボルである。 $b_1$ および $b_2$ は、ストリーム1および2を送信するために使用されるプリコーディング(precoding)行列Bの列であ

50

る（すなわち、 $B = [b1, b2]$ ）。

【 0 1 0 0 】

我々は、単一のトラフィック符号が使用されてシンボル推定値が生成されると仮定する（以下のものは、複数のトラフィック符号に容易に拡張されることが可能であることに留意する）。第1のパスの合成重み $w_{first,1}$ および $w_{first,2}$ がトラフィック符号 $f$ に適用されて、シンボル推定値が以下のように生成される。

【 0 1 0 1 】

【 数 2 1 】

$$\begin{aligned}\hat{z}_1(k) &= \mathbf{w}_{first,1}^H \mathbf{x}_t^f(n, k) \\ \hat{z}_2(k) &= \mathbf{w}_{first,2}^H \mathbf{x}_t^f(n, k)\end{aligned}\quad (20)$$

【 0 1 0 2 】

シンボル推定値のエネルギーを対象のコンスタレーションの電力へと正常化し、その後各シンボル推定値に最も近いコンスタレーションポイントを選択することにより、これらのシンボル推定値は、シンボルの硬判定に変換される。この手続は、以下のように数学的に表されることが可能である。

【 0 1 0 3 】

【 数 2 2 】

$$\begin{aligned}\Delta_1 &= \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |\hat{z}_1(k)|^2 \\ \tilde{z}_1(k) &= \frac{\hat{z}_1(k)}{\sqrt{\Delta_1}} \\ j_{\min} &= \arg \min_j |\tilde{z}_1(k) - \kappa(j)|^2 \quad \forall \kappa(j) \in S \\ \hat{s}_1(k) &= \kappa(j_{\min}) \\ \Delta_2 &= \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |\hat{z}_2(k)|^2 \\ \tilde{z}_2(k) &= \frac{\hat{z}_2(k)}{\sqrt{\Delta_2}} \\ j_{\min} &= \arg \min_j |\tilde{z}_2(k) - \kappa(j)|^2 \quad \forall \kappa(j) \in S \\ \hat{s}_2(k) &= \kappa(j_{\min})\end{aligned}\quad (21)$$

【 0 1 0 4 】

ここで、 $(j)$ はコンスタレーションポイントのセット $S$ から取られた $j$ 番目のコンスタレーションポイントの値である。

【 0 1 0 5 】

硬判定がその後使用されて、以下のように障害共分散行列のより正確な推定値が組み立てられる。

【 0 1 0 6 】

10

20

30

40

【数 2 3】

$$\begin{aligned}
 \hat{\mathbf{h}}_{t,1} &= \frac{1}{N_t} \sum_{k=0}^{N_t-1} \mathbf{x}_t^f(n, k) \hat{s}_1^*(k) \\
 \hat{\mathbf{h}}_{t,2} &= \frac{1}{N_t} \sum_{k=0}^{N_t-1} \mathbf{x}_t^f(n, k) \hat{s}_2^*(k) \\
 \hat{\mathbf{R}}_d &= \frac{1}{N_t} \sum_{k=0}^{N_t-1} \mathbf{x}_t^f(n, k) (\mathbf{x}_t^f(n, k))^H \quad (22) \\
 \hat{\mathbf{R}}_{x,1} &= \hat{\mathbf{R}}_d - \hat{\mathbf{h}}_{t,1} \hat{\mathbf{h}}_{t,1}^H \\
 \hat{\mathbf{R}}_{x,2} &= \hat{\mathbf{R}}_d - \hat{\mathbf{h}}_{t,2} \hat{\mathbf{h}}_{t,2}^H
 \end{aligned}$$

【0 1 0 7】

障害共分散行列のより正確な推定値がその後使用されて、第2のパスの合成重みが以下のように算出される。

【0 1 0 8】

【数 2 4】

$$\begin{aligned}
 \mathbf{w}_{\text{second},1} &= \hat{\mathbf{R}}_{x,1}^{-1} \hat{\mathbf{h}}_{\text{eff}}(\mathbf{b}_1) \\
 \mathbf{w}_{\text{second},2} &= \hat{\mathbf{R}}_{x,2}^{-1} \hat{\mathbf{h}}_{\text{eff}}(\mathbf{b}_2)
 \end{aligned} \quad (23)$$

【0 1 0 9】

第2のパスの合成重みが使用されて、両方のストリームについて全ての逆拡散されたトラフィックデータがコヒーレントに合成される。

【0 1 1 0】

第1の受信機パスについて、 $\hat{\mathbf{R}}_x$ は、パラメトリックのG-Rakeの式を使用して得られ得る、ということに留意する。QAM変調が用いられる場合、このアプローチの重要な利点がある。

【0 1 1 1】

別の実施形態は、デュアルストリームのMIMOのチップレベル/シンボルレベルの実施形態である。この実施形態は、第1のパスの合成重みを算出するために使用される以下の行列 $\hat{\mathbf{R}}_x$ がチップレベルのデータから算出されるということを除いて、シンボルレベルの実施形態と同じである。

【0 1 1 2】

【数 2 5】

$$\begin{aligned}
 \mathbf{w}_{\text{first},1} &= \hat{\mathbf{R}}_x^{-1} \hat{\mathbf{h}}_{\text{eff}}(\mathbf{b}_1) \\
 \mathbf{w}_{\text{first},2} &= \hat{\mathbf{R}}_x^{-1} \hat{\mathbf{h}}_{\text{eff}}(\mathbf{b}_2)
 \end{aligned} \quad (24)$$

【0 1 1 3】

これを実現するためのノンパラメトリックの方法は、上記に説明されている。とりわけ、行列 $\hat{\mathbf{R}}_x$ の列が時間シフト版のチップレベルの受信信号 $\mathbf{r}$ である等式(9)の方法が、採用される。 $\hat{\mathbf{R}}_x = \mathbf{A}$ という設定が行われ、その後第1のパスの合成重みが算出される。実施形態の残りは、シンボルレベルで行われ、デュアルストリームのMIMOのシンボルレベ

10

20

30

40

50

ルの実施形態と同じである。

【 0 1 1 4 】

当業者に認識されるように、本出願で説明された革新的な概念は、広範囲の応用にわたって改変され、変更されることが可能である。したがって、特許を受ける対象の範囲は、上記で検討された特定の例示的な教示のいずれにも限定されるべきではないが、代わりに以下の特許請求の範囲により定義される。

【 図 1 】

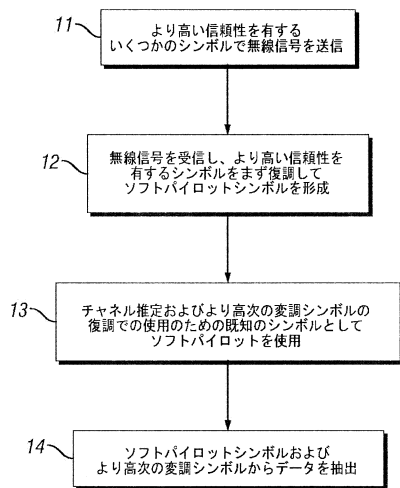


FIG. 1

【 図 2 】

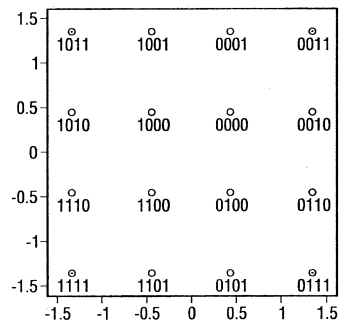


FIG. 2

【 図 3 】

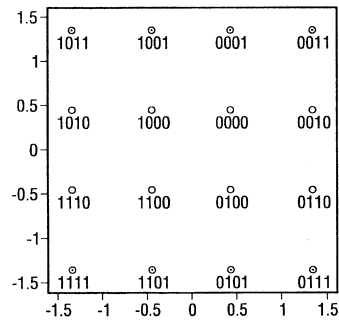


FIG. 3

【 図 4 】

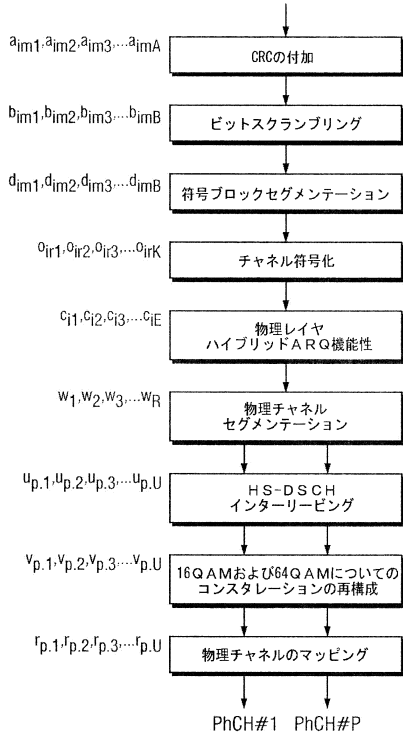


FIG. 4 (Prior Art)

【 図 5 】

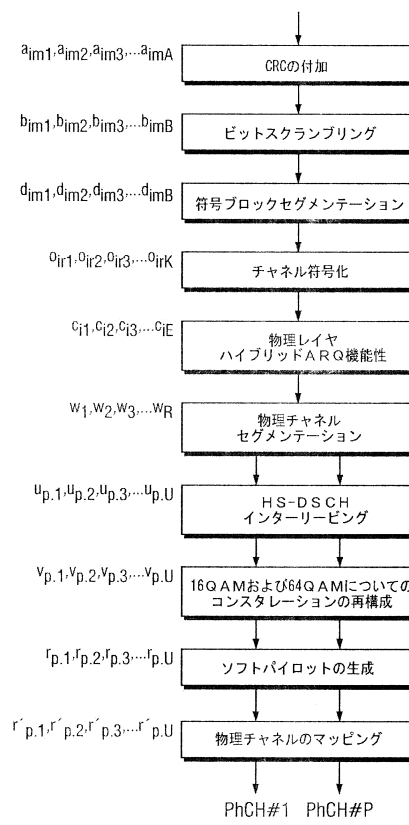


FIG. 5

【 図 6 】

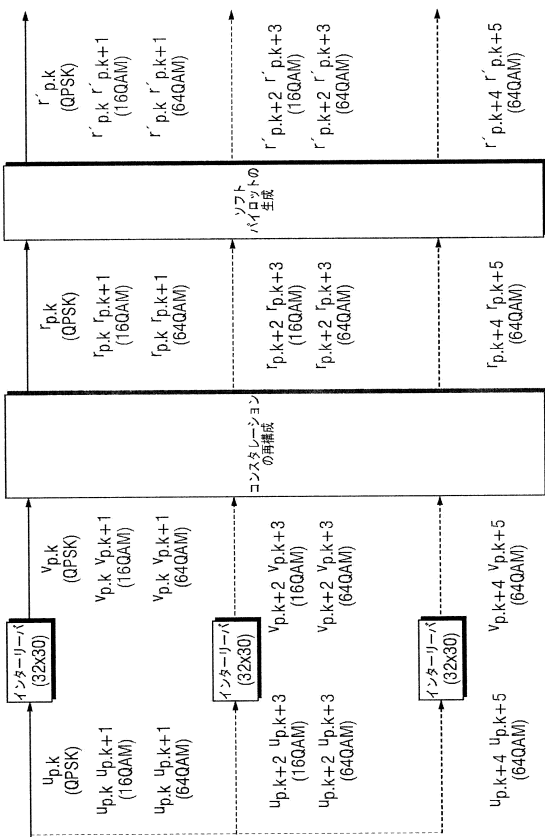


FIG. 6

【 図 7 】

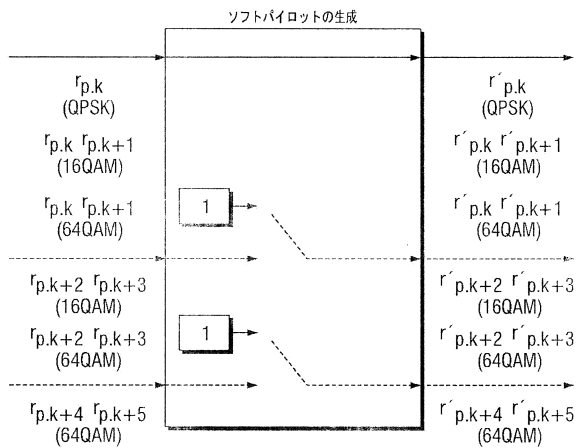


FIG. 7

【 図 8 】

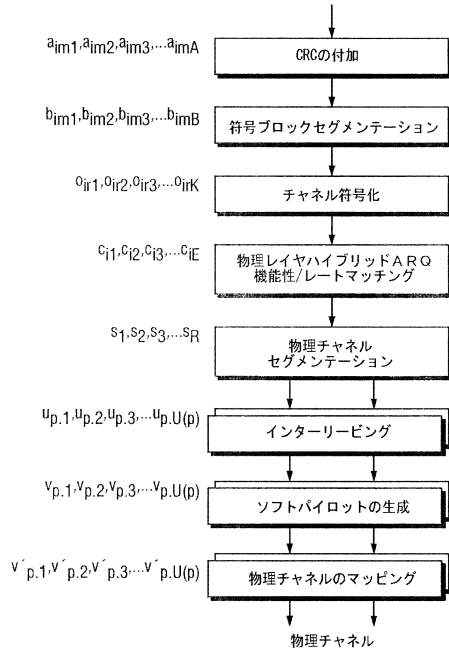


FIG. 8

【 図 9 】

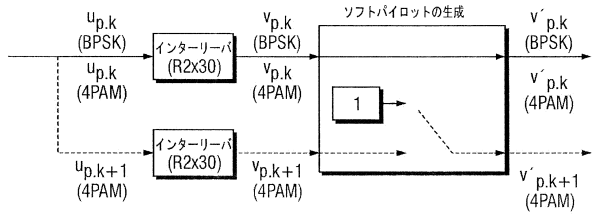


FIG. 9

【 図 10 】

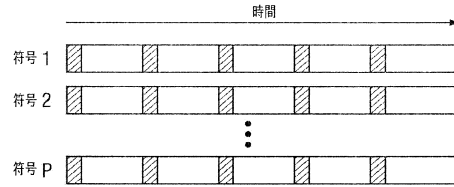


FIG. 10

【 図 11 】

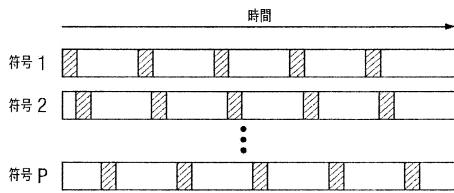


FIG. 11

【 図 12 】

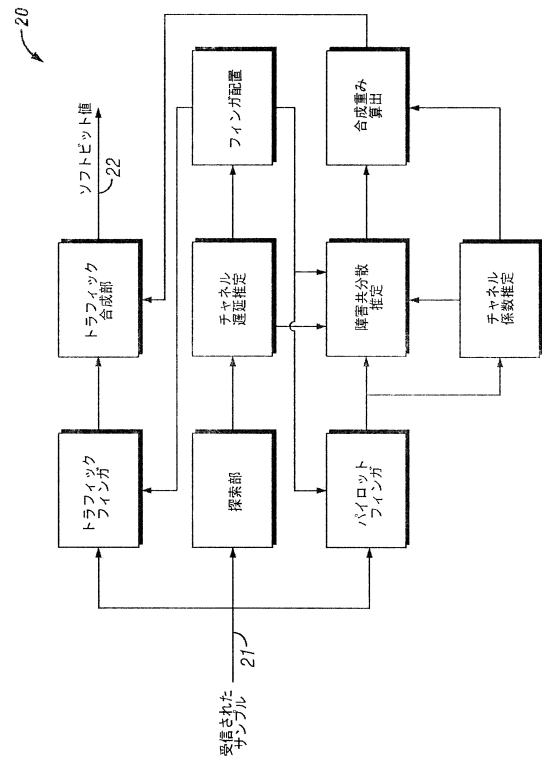


FIG. 12

【図 13】

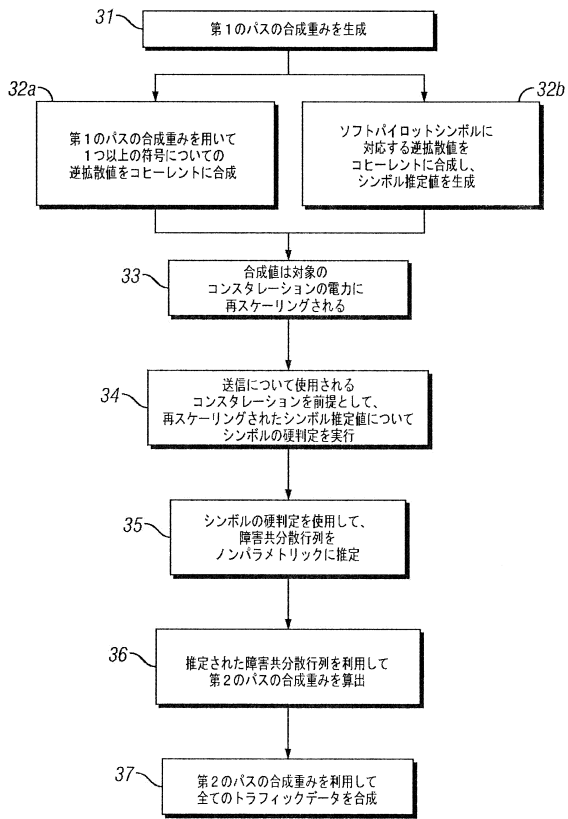


FIG. 13

---

フロントページの続き

(72)発明者 ケアンズ、ダグラス、エー  
アメリカ合衆国 ノースカロライナ州 27705 ダーラムスプリングストップ レーン 39  
05

(72)発明者 ヨンソン、エリアス  
スウェーデン王国 エス - 211 29 マルメー セードラ プロメナデン 3

審査官 彦田 克文

(56)参考文献 特開2004 - 207995 (JP, A)  
特表2007 - 531434 (JP, A)  
特開2007 - 208689 (JP, A)  
特表2007 - 535835 (JP, A)  
特表2010 - 507966 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04L 27/34  
H04B 1/712  
H04J 13/00