

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4467693号
(P4467693)

(45) 発行日 平成22年5月26日(2010.5.26)

(24) 登録日 平成22年3月5日(2010.3.5)

(51) Int.Cl.		F I			
HO4J	13/00	(2006.01)	HO4J	13/00	A
HO4B	1/16	(2006.01)	HO4B	1/16	M
HO4W	76/00	(2009.01)	HO4Q	7/00	580

請求項の数 24 (全 39 頁)

(21) 出願番号	特願平11-363975	(73) 特許権者	390023157
(22) 出願日	平成11年12月22日(1999.12.22)		ノーテル・ネットワークス・リミテッド
(65) 公開番号	特開2000-209184(P2000-209184A)		カナダ国 ケベック州、エイチ4エス 2
(43) 公開日	平成12年7月28日(2000.7.28)		エー9、セント ローレント、ブルーバード
審査請求日	平成18年10月27日(2006.10.27)		アルフレッド・ノーベル 2351
(31) 優先権主張番号	09/220,014	(74) 代理人	100081721
(32) 優先日	平成10年12月23日(1998.12.23)		弁理士 岡田 次生
(33) 優先権主張国	米国(US)	(74) 代理人	100111969
(31) 優先権主張番号	09/311,708		弁理士 平野 ゆかり
(32) 優先日	平成11年5月13日(1999.5.13)	(72) 発明者	ビン・リー
(33) 優先権主張国	米国(US)		カナダ国、ケー1ゼット 7エル1, オンタリオ, オタワ, カーリング アベニュー, 1316, エイピーティール, 604

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 多段受信機および多段受信方法ならびにトラフィック信号検出器およびトラフィック信号検出方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

受信器部から供給された少なくとも1つの受信信号からトラフィック信号を復元し、上記少なくとも1つの受信信号の各々が、上記トラフィック信号に基づいて符号化されて所定の伝送チャネルを介して伝送される送信信号の多重経路の1つに対応する多段受信機であって、

上記受信信号の各々に対して設けられ、上記受信器部に接続可能な第1の処理段であって、対応する上記受信信号から上記トラフィック信号の第1の推定値を生成する、第1の処理段と、

上記受信信号の各々に対して設けられ、対応する上記第1の処理段に接続され、上記受信器部に接続可能な第2の処理段であって、上記トラフィック信号の対応する上記第1の推定値と、対応する上記受信信号とから、上記トラフィック信号が、対応する所定の値を有する尤度を表す値の組を生成する、第2の処理段と、

少なくとも2つの上記第2の処理段に接続された最終処理段であって、上記第2の処理段の各々からの値の組を結合して上記トラフィック信号の改善された推定値を生成する、最終処理段と、を有する多段受信機。

【請求項2】

上記第2の処理段の各々が、対応する上記受信信号をバッファリングし、遅延し、上記トラフィック信号の対応する上記第1の推定値を対応する上記受信信号に整列させる、請求項1記載の多段受信機。

【請求項 3】

上記第 2 の処理段の各々が、

対応する上記第 1 の処理段に接続された信号再生成器であって、上記トラフィック信号の対応する上記第 1 の推定値から送信信号の推定値を生成する、信号再生成器と、

上記信号再生成器と接続され上記受信器部と接続可能なチャンネル推定器であって、上記送信信号の推定値と対応する上記受信信号とからチャンネルの位相を推定する、チャンネル推定器と、

上記チャンネル推定器に接続され上記受信器部に接続可能なコヒーレント受信機であって、上記チャンネルの推定位相を用いて対応する上記受信信号をコヒーレントに検出して上記値の組を供給するコヒーレント受信機と、を有する、請求項 1 記載の多段受信機。

10

【請求項 4】

上記チャンネル推定器の各々が、対応する上記受信信号をバッファリングし、遅延させ、上記送信信号の対応する上記推定値を対応する上記受信信号に整列させる、請求項 3 記載の多段受信機。

【請求項 5】

上記コヒーレント受信機の各々が、対応する上記受信信号をバッファリングし、遅延させ、対応する上記推定されたチャンネル位相を対応する上記受信信号に整列させる、請求項 3 記載の多段受信機。

【請求項 6】

上記第 1 の処理段の各々が非コヒーレント受信機を含む、請求項 1 記載の多段受信機。

20

【請求項 7】

上記第 1 の処理段の各々がコヒーレント受信機を含む、請求項 1 記載の多段受信機。

【請求項 8】

上記値がエネルギー値である、請求項 1 記載の多段受信機。

【請求項 9】

上記第 1 の処理段が対応する上記受信信号を復調する復調器を含む、請求項 1 記載の多段受信機。

【請求項 10】

上記信号再生成器が直列に接続された符号化器、逆インターリーバおよびマップを有する、請求項 3 記載の多段受信機。

30

【請求項 11】

上記信号再生成器が、上記マップに接続された変調器を有し、上記コヒーレント受信機が対応する上記受信信号を復調する復調器を有する、請求項 10 記載の多段受信機。

【請求項 12】

上記最終処理段が、直列に接続された加算器、ソフト決定データ生成器、逆インターリーバおよび復号器を有する、請求項 1 記載の多段受信機。

【請求項 13】

上記加算器が、対応する上記第 2 の処理段から受信する値の組の各々に対して制御可能な遅延量を加えるように動作する、請求項 12 記載の多段受信機。

【請求項 14】

40

受信器部から供給された複数の受信信号からトラフィック信号を復元し、上記複数の受信信号が、それぞれ、上記トラフィック信号に基づいて符号化されて所定の伝送チャンネルを介して伝送される送信信号の多重経路の 1 つに対応する多段受信機において、

上記受信信号の各々に対して設けられ、上記受信器部に接続可能な第 1 の処理段であって、対応する上記受信信号から上記トラフィック信号の第 1 の推定値を生成する、第 1 の処理段と、

上記受信信号の各々に対して設けられ、対応する上記第 1 の処理段に接続され、上記受信器部に接続可能な第 2 の処理段であって、上記トラフィック信号の対応する上記第 1 の推定値と、対応する上記受信信号とから、上記トラフィック信号が、対応する所定の値を有する尤度を表す値の組を生成する、第 2 の処理段と、

50

少なくとも2つの上記第2の処理段に接続された最終処理段であって、上記第2の処理段の各々からの値の組を結合して上記トラフィック信号の改善された推定値を生成する最終処理段と、を有する多段受信機。

【請求項15】

上記第2の処理手段の各々が、上記トラフィック信号の対応する上記第2の推定値を上記第2の処理段に上記第2の処理段を介して制御可能な回数だけ繰り返しフィードバックする手段を有する、請求項14記載の多段受信機。

【請求項16】

受信器部から供給された少なくとも1つの受信信号からトラフィック信号を復元し、上記少なくとも1つの受信信号の各々が、上記トラフィック信号に基づいて符号化されて所定の伝送チャネルを介して伝送される送信信号の多重経路の1つに対応する多段受信機であって、

10

上記受信信号の各々に対して設けられ、上記受信器部に接続可能な第1の処理段であって、対応する上記受信信号から、上記トラフィック信号が、対応する所定の値を有する尤度を表す値の組を生成する、第1の処理段と、

上記第1の処理段の各々に接続される共通処理段であって、上記第1の処理段の各々からの値の組を結合して上記トラフィック信号の第1の推定値を生成する、共通処理段と、

上記受信信号の各々に対して設けられ、上記共通処理段に接続され上記受信器部に接続可能な第2の処理段であって、上記トラフィック信号の第1の推定値と対応する上記受信信号とから、上記トラフィック信号が対応する所定の値を有する尤度を表す値の組を生成する、第2の処理段と、

20

少なくとも2つの上記第2の処理段に接続された最終処理段であって、上記第2の処理段の各々からの値の組を結合して上記トラフィック信号の改善された推定値を生成する、最終処理段と、を有する多段受信機。

【請求項17】

上記共通処理段は、直列に接続された、加算器、決定モジュールおよび信号再生成器を有する、請求項16記載の多段受信機。

【請求項18】

上記決定モジュールが、直列に接続されたソフト決定データ生成器、逆インターリーブおよび復号器を有する、請求項17記載の多段受信機。

30

【請求項19】

受信器部から供給された第1の復調信号からトラフィック信号を検出する検出器であって、

上記第1の復調信号を受け取って、この第1の復調信号から、上記トラフィック信号の第1の推定値を生成するための第1段と、

上記第1段に接続された第2段であって、上記第1の復調信号と上記トラフィック信号の第1の推定値とを受け取って、これら第1の復調信号とトラフィック信号の第1の推定値とから、上記トラフィック信号の第2の推定値を生成する、第2段とを有し、当該第2段が、

上記第1段に接続され、上記第1段からのトラフィック信号の第1の推定値を第2の復調信号に再生成する信号再生成器と、

40

上記信号再生成器に接続され、上記第2の復調信号および上記第1の復調信号からチャネル情報信号を生成するチャネル推定器と、

上記チャネル推定器に接続され、上記第1の復調信号をコヒーレントに受け取り、上記第1の復調信号および上記チャネル情報信号を用いて上記トラフィック信号の第2の推定値を生成するコヒーレント受信機とを有し、さらに、当該第2段は、

入力部と、出力部と、フィードバック手段とを有し、当該フィードバック手段は、上記トラフィック信号の第3の推定値を生成するために、上記出力部からのトラフィック信号の第2の推定値が上記入力部へフィードバックするのを許容する、トラフィック信号検出器。

50

【請求項 20】

上記第 2 段は、上記第 1 の復調信号をバッファリングし、遅延して、上記トラフィック信号の第 1 の推定値を上記第 1 の復調信号に適切に同期させる、請求項 19 記載のトラフィック信号検出器。

【請求項 21】

上記第 1 段は非コヒーレント受信機である、請求項 19 記載のトラフィック信号検出器。

【請求項 22】

上記チャネル推定器が、上記第 1 の復調信号をバッファリングし、第 1 の所定時間だけ遅延させて、上記第 2 の復調信号を上記第 1 の復調信号に適切に同期させ、さらに、上記コヒーレント受信機が、上記第 1 の復調信号をバッファリングし、第 2 の所定時間だけ遅延させて、上記チャネル情報信号を上記第 1 の復調信号に同期させる、請求項 19 記載のトラフィック信号検出器。

10

【請求項 23】

上記第 1 段はコヒーレント受信機である、請求項 19 記載のトラフィック信号検出器。

【請求項 24】

上記フィードバック手段は、上記トラフィック信号の第 4 の推定値を生成するために、上記出力部からのトラフィック信号の第 3 の推定値も上記入力部へフィードバックするのを許容する、請求項 19 記載のトラフィック信号検出器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

20

【発明の属する技術分野】

この発明は、無線通信システムにおける信号受信に関し、特に限定されるものではないが、具体的には、スペクトラム拡散（スプレッド・スペクトラム）通信システムに関する。

【0002】

【従来の技術】

通常無線（ワイアレス）通信システムにおいては、多数の移動局が用いられる。典型的には、複数の移動局が無線通信システムを任意の時点で利用する。このような通信システムはしばしば多元接続通信システムと呼ばれる。

【0003】

無線（電波）周波数（RF）信号は、多元接続通信システムにおいて移動局と基地局との間の伝送を行うために用いられる。多元接続通信システム（例えばセルラ電話通信システム）が膨大な数にのぼり、しかも依然その数が増加しているため、RF 帯域は極めて欠乏しているリソースである。この結果、多元アクセス通信システムのサービス提供者にとって当該提供者に割り当てられた RF 帯域を効率よく利用し、かつ伝送のための多元接続通信の能力を極大化することが、より一層重要になってきている。

30

【0004】

複数の移動局が多元接続通信システムに同時に接続できるようにする多くの種々の手法、例えば時分割多元接続（TDMA）、周波数多元接続（FDMA）および符号多元接続（CDMA）が利用されてきた。CDMA はスペクトラム拡散変調手法を用いるものであり、この手法は TDMA および FDMA に対し所定の利点を有している。今日採用されている多くの新たな通信システムが CDMA を利用する。多元接続通信において CDMA を利用することは、1993 年 2 月 13 日にコルコム社（Qualcomm Incorporated）に発行された米国特許明細書 4,901,307 号明細書「衛星または地上リピータを用いたスプレッド・スペクトラム多元アクセス通信システム」に開示されている。詳細についてはこの特許を参照されたい。

40

【0005】

CDMA を利用する典型的な多元接続通信システム（「CDMA 通信システム」）は複数の移動局のみでなく、その移動局が通信する複数の基地局も含む。さらに、典型的な CDMA 通信システムは少なくとも 1 つの順方向 CDMA チャネルと少なくとも 1 つの逆方向 CDMA チャネルを有する。各順方向 CDMA チャネルおよび各逆方向 CDMA チャネル

50

には固有の重複しない周波数バンドが割り当てられる。典型的には、順方向チャンネルで用いられる周波数バンドと逆方向チャンネルで用いられる周波数バンドとの間にガード周波数バンドがある。

【 0 0 0 6 】

基地局から移動局への通信は順方向 C D M A チャンネルで実行される。各順方向 C D M A チャンネルは複数の符号チャンネルから構成される。これら複数の符号チャンネルはスペクトラム拡散変調手法を用いて当該順方向 C D M A チャンネルを分かち合う。各移動局には固有の符号チャンネルが割り当てられている。

【 0 0 0 7 】

同様に、移動局から基地局への通信は逆方向 C D M A チャンネルを用いて実行される。各逆方向 C D M A チャンネルは複数の符号チャンネルからなり、これらは典型的には、接続チャンネルおよび逆方向トラフィックチャンネルと呼ばれる。符号チャンネルは当該逆方向 C D M A チャンネルに割り当てられた周波数バンドをスペクトラム拡散技術を用いて分かち合う。各移動局は固有の逆方向トラフィックチャンネルに関連付けられる。接続チャンネルは典型的には基地局に対する呼出処理または発呼を通知するのに用いられる。

10

【 0 0 0 8 】

A N S I 標準 J - S T D - 0 0 8 または T I A / E I A 標準 I S - 9 5 A (詳細は当該標準本文を参照されたい) により定義される C D M A 通信システムにおいては、順方向 C D M A チャンネルおよび逆方向 C D M A チャンネルに用いられる各周波数バンドは 1 . 2 3 M H z 幅である。さらに、各順方向 C D M A チャンネルおよび各逆方向 C D M A チャンネルは 6 4

20

個の符号チャンネルに分割される。

【 0 0 0 9 】

C D M A 通信システムにおいて、基地局は地球を周回する衛星または地上に位置するステーション (「 地上基地局 」) または双方である。 C D M A 通信システムに共通して用いられる U H F またはより高周波のバンドでは、 1 つの移動局からの 1 の信号が複数の異なる経路を介して共通に 1 の基地局に到着する。 (すなわち、複数の信号が基地局に共通して受信されるが、各信号は当該 1 の移動局から送られたものである) 。同様に、 1 の基地局から 1 の移動局へ向けられた信号が当該移動局に複数の異なる経路を介して共通に到着する。

【 0 0 1 0 】

信号が意図した宛先に到着するのに要する時間 (通常では経路遅延と呼ぶ) は各経路に応じて広く異なる。さらに、異なる経路を進む信号間には著しい位相差が発生し、特に U H F バンドまたはそれより高い周波数バンドでは顕著である。換言すれば、 1 の基地局から 1 の移動局へ (または 1 の移動局から 1 の基地局へ) 各信号が種々の方向からまた種々の経路で到来する。各信号は異なる経路遅延および異なる位相を伴う。信号が各基地局および各移動局で受信されるとき、著しいフェージングを伴うと信号が打ち消しあってしまう。そのような多重経路フェージングは U H F バンドまたはそれより高い周波数のバンドではよく起こることである。

30

【 0 0 1 1 】

衛星及び移動局の間の信号に関する多重経路フェージングは、通常、地上基地局と移動局との間の信号に関する多重経路フェージングのような厳しい問題ではない。衛星は通常ではジオシンクロナス地球軌道に位置するので、移動局と任意の衛星との間の距離は比較的変動しない。さらに、移動局が移動しても移動局と衛星との間の距離はさほど変化しない。これに対し、移動局と地上基地局との間の距離は著しく変化する。 1 の移動局が基地局から数十メートルの距離にあることもあるし、同一セル内の他の移動局が当該基地局から数キロメートル離れていることもある。さらに、移動局が移動すると、移動局と地上基地局との間の距離は著しく変動する。この結果、移動局の位置変化により、当該移動局と地上基地局との間の種々の経路を介して伝播する信号すべての経路遅延および位相が変化することとなる。

40

【 0 0 1 2 】

50

上述の観点から、衛星および移動局の間の信号は典型的にライシアン (Rician) フェージングにより特徴付けられるフェージングを受ける。これに対して、地上基地局と移動局との間の信号はレイリー (Rayleigh) フェージングに特徴付けられるより困難なフェージングを受ける。レイリーフェージングは一部には移動局と基地局との間の多数の物体 (例えば建物) から反射される信号に起因する。

【0013】

CDMA通信システムは順方向CDMAチャネルおよび逆方向CDMAチャネルの各々において広帯域の信号を用いるので、多重経路フェージングは典型的には各広帯域信号のほんのわずかの部分に影響を与えるだけである。換言すれば、CDMAはその本来の性質上

10

【0014】

CDMA通信システムは、周波数ダイバーシチに加えて、時間ダイバーシチおよび空間 (または経路) ダイバーシチをも利用して多重経路フェージングの悪影響を軽減する。時間ダイバーシチは、繰り返しの利用、タイムインタリーブおよび誤り検出訂正符号手法を通じて広く採用できる。空間ダイバーシチは、各移動局から複数のアンテナを用いる基地局に対する同時通信リンクを利用することにより、逆方向CDMAチャネルにおいて広く採用されている。各アンテナは、同時通信リンクの1つとして機能する。空間ダイバーシチは、CDMA通信システムに利用されているスペクトラム拡散信号の固有の特徴を利用して、広く順方向CDMAチャネルにおいても逆方向CDMAチャネルにおいても採用されている。

20

【0015】

多くのCDMA通信システム、例えばIS-95S標準 (「IS-95CDMA通信システム」) により規定されるCDMA通信システムは、高速の擬似ランダムノイズ (PN) 変調手法を利用してPNチップのレートで各符号チャネルにおいて伝送されるトラフィックを変調する。逆方向CDMAチャネル内の各符号チャネルは、個別のPN符号が割り当てられこのPN符号により変調され、PN系列 (トラフィックを内在する) を生成する。経路遅延の相違が、PNチップのレートの逆数、すなわち通常PNチップ期間を上回って

【0016】

しかしながら、PN符号同士およびその結果得られる系列同士は直交ではない。短い時間間隔 (例えば情報ビット間隔) で、異なるPN符号間の相互相関および異なるPN系列間で相互相関は二項分布によりランダムとなる。この結果、各符号チャネルで伝送されるトラフィックは他の符号チャネルで伝送されるトラフィックと典型的には干渉する。また、相互干渉を抑制してより大きなシステム能力を可能にするために、多くのCDMA通信システムは、各符号チャネルで伝送されるトラフィックを、所定数の相互に直交する二値系列から直交する二値系列、例えばウォルシュ符号を用いて変調する。各直交二値系列は、対応するインデックスシンボルを有する。例えば、IS-95CDMA通信システムにおいては、64個のウォルシュ符号が用いられる。この結果、データトラフィックの6ビットずつがインデックスシンボルの1つに対応し、64個のウォルシュ符号の1つにマッピングされる。ウォルシュ符号を用いることにより、相互干渉を低減でき、またシステムの

30

40

【0017】

基地局は通常では各順方向CDMAチャネルに1以上のパイロット信号を送る。移動局の受信機は、このパイロット信号を用いて、順方向CDMAチャネルを伝送されるトラフィックをコヒーレントに復調する。パイロット信号は振幅変化 (すなわちフェージング) や位相変化に関するチャネル情報を提供する。しかしながら、電力上の観点から、移動局は通常パイロット信号を基地局に送信しない。これはIS-95A CDMA通信システムの場合である。この結果、基地局の受信機は通常では非コヒーレント復調手法を用いて各順方向CDMAチャネル内の逆方向トラフィックチャネルを介して伝送されるトラフィックを復調または検出しなければならない。

50

【 0 0 1 8 】

非コヒーレント復調手法を用いて復調を行うのはコヒーレント復調手法を用いた場合よりよりむずかしいので、多くのCDMA通信システムのトラフィック処理性能の限界は、基地局の受信機が非コヒーレント復調手法を用いて（各逆方向CDMAチャネル内の）逆方向トラフィックチャネルにおいて伝送されるトラフィックを、誤りなしに、検出する能力により決定される。この結果、多くのCDMA通信システムの容量の限界は、基地局において用いられる受信機の性能により決定される。

【 0 0 1 9 】

各基地局は少なくとも1つのアンテナについて少なくとも1つの受信機を有する。通常、各受信機は各時点でたった1つの移動局にしかサービスを提供しないので、各移動局は通常複数の受信機を有し、受信機の各々が同時にサービスを受ける移動局に対応する。基地局の各受信機は通常では1つの受信器部と、検出器部と、復号器部とを有する。

10

【 0 0 2 0 】

基地局の受信機の性能を極大化させるために用いられる通常のアプローチは、各受信機の検出器部および復号器部を別々に最適化することである。

【 0 0 2 1 】

多くのCDMA通信システムでは、移動局は、まず、トラフィックのデータビットを、符号化アルゴリズムで固定の符号化レートでデータシンボルに符号化する。符号化アルゴリズムは、復号器部における復号器によりデータシンボルのデータビットへの後続の最尤復号を容易にするものである。さらに、移動局は、通常と同様に、インターリーブを用いてデータシンボルをインターリーブし、インターリーブされたデータシンボルを生成する。データシンボルをインターリーブすることにより、多重経路フェージングの悪影響を減少させることができ、また復号器部のパフォーマンスを向上させることができる。

20

【 0 0 2 2 】

移動局は、つぎに、（トラフィックを内在する）インターリーブされたデータシンボルを、1組の相互に直交する符号例えばウォルシュ符号からなる直交符号にマッピング（符号化）する。直交符号を用いることにより、基地局の受信機の検出器部および復号器部が、符号チャネルにより伝送されるデータシンボルの各々を容易に検出できるようになる。

【 0 0 2 3 】

基地局の各アンテナに対して、通常では1個のシングル・マキシマ受信機または1個のデュアル・マキシマ受信機が用いられる。各シングル・マキシマ受信機および各デュアル・マキシマ受信機は通常ではレーク（くま手）受信機構成を採用する。この構成は2つ以上のフィンガを持ち、各フィンガを用いて、経路の対応する1つにおいて伝送される信号を受信して検出する。

30

【 0 0 2 4 】

図2および図3において、レーク受信機構成のシングル・マキシマ受信機300は、アンテナ310、受信器部320、検出器部330および復号器部340を有している。（この構成に代えて、複数のアンテナ310を用いて空間または経路ダイバーシチ受信を行ってもよい）。受信器部320はアンテナ310および復号器部330に接続されている。

【 0 0 2 5 】

受信器部320は1個の受信器サブセクションからなる。（複数のアンテナ310を用いる場合には、複数の受信器サブセクションを採用してよく、各受信器サブセクションが各アンテナに対応する）。各受信サブセクションは1個の探査受信器および3個のデータ受信器からなる。3個より多くのまたは3個より少ない個数のデータ受信器を用いてもよい。（ただし、各受信器部は1個の探査受信器および少なくとも1個のデータ受信器を有する）。移動局から送信されたRF信号に対して、探査受信器は、アンテナ310において種々の逆方向経路を介して到着した受信RFスペクトラム拡散RF信号にわたって当該移動局に関連する最も強度の大きなスペクトラム拡散RF信号を探査する。探査受信器は、つぎに、データ受信器に最も大きなレベルで逆方向経路を搬送されるRF信号をトラックして受信するように指示する。各データ受信器は通常個別のRF信号を受信してトラック

40

50

する。具体的には、各データ受信器は対応するスペクトラム拡散RF信号を復調し、対応するスペクトラム拡散RF信号を、RF周波数から低周波数において処理される受信信号に変換する。さらに、各データ受信器はPNチップレートで（例えば、1.2288 m サンプル/秒）処理済受信信号をそれぞれサンプルしてデータサンプル325A、325B、および325Cをそれぞれ生成して受信機300の検出器部330に供給する。

【0026】

シングル・マキシマ受信機300の検出器部330は、3つの検出器サブセクションすなわち第1サブセクション400A、第2サブセクション400B、および第3サブセクション400Cからなっている。各サブセクション400A~400Cは受信器部320のデータ受信器の1つに関連する。各データ受信器と、これに対応するサブセクション400A~400Cは通常シングル・マキシマ受信機300（レーク受信機用語を用いて）のフィンガと呼ばれる。より多くのデータ受信器を用いる場合には（あるいはより多くの受信器サブセクションが用いられる場合には）、対応するようにより多くの検出器サブセクションが用いられることとなる。

10

【0027】

検出サブセクション400Aは復号器410、ウォルシュ変換回路420および平方・加算回路430を含んでいる。ウォルシュ変換回路420は復号器410および平方・加算回路430に接続されている。検出器サブセクション400Aは、通常では、処理済受信信号のサンプルグループ325Aを復号器を用いてサブ信号の1つのサンプルグループに復号する。1つのサンプルグループ412は同相の信号であり、他のサンプルグループ414は直角位相信号である。2つサブ信号のサンプルグループ412、414は、ウォルシュ変換回路420を用いて複素変換器出力信号425のブロックに変換される。通常では、ウォルシュ変換回路420は2個の高速アダマール変換器（FHT: Fast Hadamard Transformer）からなり、この変換器は同相信号の各サンプルグループ412および直交信号の各サンプルグループ414を2つの個別のブロックの変換器出力信号に変換する。この2つの個別のブロックの変換器出力信号は通常では1ブロックの複素変換器出力信号425として表される（複素数表現を用いれば）。複素変換器出力信号425のブロックは変換器ブロックとも呼ばれる。

20

【0028】

通常、CDMA通信システムではウォルシュ符号が用いられるので、複素変換器出力信号425のブロックはウォルシュブロックとも呼ばれる。複素変換器出力信号ブロック425の各行は複素変換器出力信号425の1つである（これは、同相信号に関連する変換器出力信号の行と直交信号に関連する変換器出力信号の行とを有する）。

30

【0029】

複素変換器出力信号425の各ブロックは、平方・加算回路430に供給され、ここで、複素変換器出力信号425の各ブロックがエネルギー値445A（または決定値）のグループに変換される。処理済受信信号のサンプル325Aの特定のグループの関連するエネルギー値445Aのグループ内の各エネルギー値445Aは、処理済受信信号のサンプル325Aのグループが、対応するインデックス値の特定の直交符号に対応することについての確信度を表す。この結果、複素変換器出力信号425のブロックの各行は（すなわち各変換器出力信号は）、サンプル信号325Aの特定のグループが相互直交符号の組に含まれる特定の直交符号に対応する確信度に合致する。相互直交符号の組に含まれる各直交符号は対応するインデックスシンボルを有するから、各エネルギー値は対応するインデックスシンボルを有する。

40

【0030】

同様に他のフィンガも、それぞれサンプル323B、325Cの各グループに関連するエネルギー値445Bおよび445Cの各グループを生成する。

【0031】

各フィンガからのエネルギー値445A~445Cは復号器部340に供給される。受信機300の復号器部340は、当初送られたデータビットを復元するように試みる。復号器

50

部 3 4 0 は加算器 5 0 0、シングル・マキシマ距離（メトリック）生成器 5 4 0、逆インターリーバ 5 5 0、および復号器 5 6 0 を有している。加算器 5 0 0 は、各フィンガの平方・加算回路 4 3 0 およびシングル・マキシマ距離生成器 5 4 0 に接続されている。逆インターリーバ 5 5 0 はシングル・マキシマ距離生成器 5 4 0 および復号器 5 6 0 に接続されている。

【 0 0 3 2 】

復号器部 3 4 0 の加算器 5 0 0 を用いて、第 1 検出サブブロックからのエネルギー値 4 4 5 A の各グループは、他のフィンガの他の検出器サブセクションからの他のグループのエネルギー値 4 4 5 B、4 4 5 C と、関連する直交符号（またはインデックスシンボル）に基づいて、直接に加算され、これにより、結合されたエネルギー値 5 0 5 のグループが生成される。各インデックスシンボルごとに、結合されたエネルギー値 5 0 5 がシングル・マキシマ距離生成器 5 4 0 に供給される。

10

【 0 0 3 3 】

とくに図 3 において、シングル・マキシマ距離生成器 5 4 0 は、選択器 5 1 5、インデックスマッパー 5 2 0、距離計算機 5 4 0 および乗算器 5 3 0 を有している。選択器 5 1 5 は加算器 5 0 0、インデックスマッパー 5 2 0 および距離計算機 5 2 5 に接続されている。乗算器 5 3 0 はインデックスマッパー 5 2 0 および距離計算機 5 2 5 に接続されている。選択器 5 1 5 は結合エネルギー値 5 0 5 の各グループ内の最も大きな結合エネルギー値 5 1 8 を選択する。この最も大きな結合エネルギー 5 0 5 は、処理済信号のサンプル 3 2 5 A ~ C のグループが直交符号の 1 つに対応することに対する最も大きな確信度を表す（しばしば、移動局により送られた最も確率の高い直交符号と呼ばれる）。各直交符号は対応するインデックスシンボルを有するので、最も大きな結合エネルギー値 5 1 8 は、受信信号のサンプル 3 2 5 A ~ C のグループがインデックスシンボルの 1 つに対応することに対する最も大きな確信度を表す。選択器 5 1 5 は、また、最も大きな結合エネルギー値 5 1 8 に関連するシンボル 5 1 7（またはインデックスシンボル）を選択する（これは、すなわち、最も確率の高い直交符号である）。選択されたインデックスシンボル 5 1 7 は、インデックスマッパー 5 2 0 に送られ、ここで、インデックスシンボル 5 1 7 を複数の「1」および「-1」のソフト決定ビット 5 2 2 にマッピングされる。最も大きな結合エネルギー値 5 1 8 は距離計算機 5 2 5 に送られ、ここで、スケールングファクタ 5 2 7 が生成される。そして乗算器 5 3 0 はスケールングファクタ 5 3 0 でソフト決定ビット 5 2 2 を逡倍し、ソフト決定データ 5 4 5 を生成する。ソフト決定データ 5 4 5 の第 1 ビットは、インデックスシンボルの第 1 デジット（文字）の値の確信度（最も確率の高い直交符号に対応する）を表す。すなわち、ソフト決定データ 5 4 5 の第 1 ビットは、実際に送られたインターリーブされたデータシンボルの第 1 デジットの値の確信度を表す。ソフト決定データ 5 4 5 の第 2 ビットはインデックスシンボルの第 2 デジットの値の確信度（最も確率の高い直交符号に対応する）、または実際に送られたインターリーブされたデータシンボルの第 2 デジットの値の確信度を表す。以降も同様である。

20

30

【 0 0 3 4 】

ソフト決定データ 5 4 5 は逆インターリーバ 5 5 0 に送られる。逆インターリーバ 5 5 0 はソフト決定データ 5 4 5 を逆インターリーブして逆インターリーブされたソフト決定データ 5 5 5 を生成する。そして、逆インターリーブされたソフト決定データ 5 5 5 は復号器 5 6 0（通常はピタビ復号器）に供給され、ここで逆インターリーブされたソフト決定データ 5 5 5 が予測デジタルトラフィックデータビット 5 6 5 に復号される。

40

【 0 0 3 5 】

基地局はときどきレーク受信構成でない単純なシングル・マキシマ受信機を採用することがある。このような受信機は 1 つのフィンガしか有していない。

【 0 0 3 6 】

N 個の複素変換器出力信号 $r_{k,1}, \dots, r_{k,N}$ の k 番目のブロックに対する最も大きな結合エネルギー値 E_k を生成するためにシングル・マキシマ受信機によって採用される方法は、極めた簡単に以下のように数学的に表される。

50

【 0 0 3 7 】

【 数 1 】

$$E_k = \max \{ |r_{k,1}|^2, |r_{k,2}|^2, \dots, |r_{k,N}|^2 \}$$

ここで、Nは使用される直交符号の全数である。

【 0 0 3 8 】

シングル・マキシマレシーバについては米国特許 5,109,390号明細書「CDMAセルラー電話システムにおけるダイバーシチ受信機」(米国コルコム社、1992年4月28日発行)に開示されており、詳細はこれを参照されたい。

10

【 0 0 3 9 】

システム容量を増大させるために、いくつかのCDMA通信システムは、デュアル・マキシマ受信機と通常呼ばれる受信機を利用する。デュアル・マキシマ受信機はシングル・マキシマ受信機に較べてより優れたビット訂正能力を有する。デュアル・マキシマ受信機はレーク受信機構成に採用してもよいし採用しなくてもよい。

【 0 0 4 0 】

図4において、レーク受信機構成のデュアル・マキシマ受信機600は、アンテナ310'、受信器部320'、検出器部330'および復号器部605を有している。アンテナ310'、受信器部320'、検出器部330'はシングル・マキシマ受信機300において見出されるアンテナ310、受信器部320および検出器部330と同一であり、まったく同じ態様で動作する。検出器部330'は、3つの検出器サブセクション400A'、400B'および400C'を有しており、これらは、シングル・マキシマ受信機300において見出される検出器サブセクション400A、400Bおよび400Cと同一であり、まったく同じ態様で動作する。

20

【 0 0 4 1 】

ただし、デュアル・マキシマ受信機は異なる復号器部605を有する。この復号器部605は、加算器500'、デュアル・マキシマ距離生成器610、逆インターリーバ550'および復号器560'を有している。加算器500'、逆インターリーバ550'および復号器560'はシングル・マキシマ受信機300において見出される加算器500、逆インターリーバ550および復号器560と同一であり、まったく同じ態様で動作する。ただし、シングル・マキシマ受信機300において見出されるシングル・マキシマ距離生成器540はデュアル・マキシマ距離生成器610に置き換えられる。加算器500'は復号器部330'の復号サブセクション400A'~C'に接続され、またデュアル・マキシマ距離生成器610に接続される。逆インターリーバ550'はデュアル・マキシマ距離生成器610および復号器560'に接続される。

30

【 0 0 4 2 】

受信器部320'は1つの探査受信器および3つのデータ受信器を有している。探査受信器は移動局に関連する最も大きなスペクトラム拡散RF信号を追跡して受信するように当該データ受信器に指示する。各データ受信器は異なるRF信号を受信する。具体的には、各受信器はRF信号を復調し、そのRF信号を処理済受信信号に変換する。受信器部320'の各データ受信器は対応する処理済受信信号のサンプル325A'、325B'および325C'のグループをそれぞれ生成し対応する検出器サブセクション400A'、400B'および400C'に供給する。

40

【 0 0 4 3 】

とくに第1フィンガについて述べる。第1検出器サブセクション400A'は復調器410'、ウォルシュ変換回路420'および平方・加算回路430'を有している。ウォルシュ変換回路420'は復調器410'および平方・加算回路430'に接続されている。復調器410'は受信器部320'に接続されている。復調器410'、ウォルシュ変

50

換回路 4 2 0' および平方加算回路 4 3 0' は図 2 に示されるシングル・マキシマ受信機に見出される復調器 4 1 0、ウォルシュ変換回路 4 2 0 および平方加算回路 4 3 0 と同一であり、まったく同じ態様で動作する。

【 0 0 4 4 】

具体的には、データサンプル 3 2 5 A' のグループは復調器 4 1 0' に供給される。シングル・マキシマ受信機 3 0 0 に関連して先に説明したのと同様に、復調器 4 1 0' およびウォルシュ変換回路 4 2 0' が、処理済受信信号のサンプル 3 2 5 A' のグループを、複素変換器出力信号 4 2 5' のブロックへ変換する。複素変換器出力信号 4 2 5' の 1 ブロックは処理済受信信号のサンプル 3 2 5 A' の各グループに対応する。複素変換器出力信号 4 2 5' の各ブロックは平方・加算回路 4 3 0' に送られて、平方・加算回路 4 3 0' は、複素変換器出力信号 4 2 5' の各ブロックを、シングル・マキシマ受信機 3 0 0 に対してすでに説明したのと同様な態様で、エネルギー値 4 4 5 A' のグループに変換する。サンプル 3 2 5 A' のグループに関連するエネルギー値 4 4 5 A' のグループ内の各エネルギー値 4 4 5 A' は受信信号のサンプル 3 2 5 A' のグループが特定の直交符号に対応する確信の度合いを表す。各直交符号は対応するインデックスシンボルを伴うので、サンプル 3 2 5 A' のグループに関連するエネルギー値 4 4 5 A' のグループ内の各エネルギー値 4 4 5 A' は受信信号のサンプル 3 2 5 A' のグループが特定のインデックスシンボルに対応する確信の度合いを表す。同様に、他のフィンガはサンプル 3 2 5 B' および 3 2 5 C' のグループにそれぞれ関連するエネルギー値 4 4 5 B' および 4 4 5 C' のグループを生成する。各フィンガからのエネルギー値 4 4 5 A' ~ 4 4 5 C' のグループは復号器部 6 0 5 に送られる。

【 0 0 4 5 】

復号器部 6 0 5 の加算器 5 0 0' を用いて、エネルギー値 4 4 5 A' のグループは、関連する直交符号（またはインデックスシンボル）に従って、直接に他の復号器サブセクション 4 0 0 B'、4 0 0 C' からのエネルギー値 4 4 5 B'、4 4 5 C' の他のグループと加算され、結合エネルギー値 5 0 5' のグループを生成する。各インデックスシンボルについて、結合エネルギー値 5 0 5' がデュアル・マキシマ距離生成器 6 1 0 に供給される。デュアル・マキシマ距離生成器 6 1 0 はデュアル・マキシマ復号アルゴリズム（これはマキシマム・アポステリオリ（MAP）復号アルゴリズムを近似するものである）を用いる。結合エネルギー値 5 0 5' の完全なグループが、すなわち各インデックスシンボルに 1 つの結合エネルギー値が、求まった後、デュアル・マキシマ距離生成器 6 1 0 が、まず、第 1 のデジットとして " 0 " を有する関連するインデックスシンボルを有する連結エネルギー値 5 0 5' のグループの第 1 のサブセットにおいて、最も大きな連結エネルギー値 5 0 5' を探索する。デュアル・マキシマ距離生成器が、つぎに、第 1 のデジットとして " 1 " を有する関連するインデックスシンボルを有する連結エネルギー値 5 0 5' のグループの第 2 のサブセットにおいて、最も大きな連結エネルギー値 5 0 5' を探索する。第 1 のサブセットにおける最も大きな連結エネルギー値 5 0 5' と第 2 のサブセットにおける最も大きな連結エネルギー値 5 0 5' との差が、デュアル・マキシマ距離生成器 6 1 0 から、最尤直交符号に対応するインデックスシンボルの第 1 のデジットに対するソフト決定データ 5 4 5' の第 1 ビットとして出力される。換言すれば、ソフト決定データ 5 4 5' の第 1 ビットは、実際に送られたインターリーブされたデータシンボルの第 1 デジットの値の確信度を表す。

【 0 0 4 6 】

つぎに、デュアル・マキシマ距離生成器は、第 2 のデジットとして " 0 " を有する関連するインデックスシンボルを有する連結エネルギー値 5 0 5' のグループの第 3 のサブセットにおいて、最も大きな連結エネルギー値 5 0 5' を探索し、また、第 2 のデジットとして " 1 " を有する関連するインデックスシンボルを有する連結エネルギー値 5 0 5' のグループの第 4 のサブセットにおいて、最も大きな連結エネルギー値 5 0 5' を探索する。この最も大きな連結エネルギー値の差は、最尤直交符号に対応するインデックスシンボルの第 2 のデジットに対するソフト決定データ 5 4 5' の第 2 ビットとして出力される。換言すれば、ソフト決定データ 5 4 5' の第 2 ビットは、実際に送られたインターリーブされたデータ

10

20

30

40

50

シンボルの第 2 デジットの値の確信度を表す。

【 0 0 4 7 】

以上のプロセスは、デュアル・マキシマ距離生成器 6 1 0 が、最も送られた確率の高いインターリーブされたインデックスシンボルにおける最後のデジットに対するソフト決定データ 5 4 5 ' を生成するまで継続される。

【 0 0 4 8 】

最も送られた確率が高いインデックスシンボルのすべてのデジットに対するソフト決定データ 5 4 5 ' は、つぎに、逆インターリーブ 5 5 0 ' に送られる。逆インターリーブ 5 5 0 ' は、ソフト決定データ 5 4 5 ' を逆インターリーブし、逆インターリーブされたソフト決定データ 5 5 5 ' を生成する。そして、逆インターリーブされたソフト決定データ 5 5 5 ' は復号器 (通常はビタビ復号器) 5 6 9 ' に送られ、復号器 5 6 9 ' が逆インターリーブされたソフト決定データ 5 5 5 ' を推定デジタルトラフィックデータビット 5 6 5 ' に変換する。

10

【 0 0 4 9 】

基地局は、しばしば、レーク受信機構成でない単純なデュアル・マキシマ受信機を用いる。このような受信機はたった 1 つのフィンガしか有していない。

【 0 0 5 0 】

単純なデュアル・マキシマ受信機において N 個の複素変換器出力信号 $r_{k,1}, \dots, r_{k,N}$ の k 番目のブロックに対するソフト決定データを生成するために用いる方法は数学的に極めて容易に次のように表される。

20

【 0 0 5 1 】

【 数 2 】

$$\Delta_{k,i} = \max\{|r_{k,m}|^2, m \in S_i\} - \max\{|r_{k,m}|^2, m \in \bar{S}_i\}, \quad 1 \leq i \leq M,$$

ここで、 $S_i = \{n \in \{1, \dots, N\}, i \text{ 番目の対応するビットは " 0 " }\}$ 、 $\bar{S}_i = \{n \in \{1, \dots, N\}, i \text{ 番目の対応するビットは " 1 " }\}$ 、 $M = \log_2 N$ 、 $r_{k,i}$ は変換器出力信号の k 番目のブロックに関連するソフト決定データの i 番目のソフト決定ビットである。

30

【 0 0 5 2 】

デュアル・マキシマ受信機は米国コルコム社の米国特許第 5, 4 4 2, 6 2 7 号明細書「デュアル・マキシマ距離生成器プロセスを用いた非コヒーレント受信機」(1 9 9 5 年 8 月 1 5 日発行) に記載されており、詳細についてはこれを参照されたい。

【 0 0 5 3 】

デュアル・マキシマ受信機はシングル・マキシマ受信機に対してエラービット性能が向上しているが、それでも、そのデュアル・マキシマ受信機より優れたビットエラー性能を向上された受信機に対する要望が依然存在する。CDMA 通信システムのシステム容量を増大させ、枯渇している RF 帯域をより有効に使用するために、そのような改良された受信機が必要である。

40

【 0 0 5 4 】

【 発明が解決しようとする課題 】

この発明は、以上の事情を考慮してなされたものであり、エラービット性能を向上させシステム容量を増大させることを目的としている。

【 0 0 5 5 】

【 課題を解決するための手段 】

この発明によれば、上述の目的を達成するために、特許請求の範囲に記載のとおり構成を採用している。

【 0 0 5 6 】

50

この発明の主たる側面によれば、この発明は、少なくとも1の受信信号が埋め込まれたトラフィック信号を復元するための多段受信機として把握することができる。この発明は、トラフィック信号を復元する方法も含む。多段受信機は、複数の継続した検出段を有し、各検出段は受信信号を処理してトラフィック信号の、徐々に改善されていく推定値を供給する。

【0057】

上記の少なくとも1の受信信号は通常では受信器部から供給され、また、トラフィック信号が符号化され伝送チャネルを進む送信信号のそれぞれの多重経路に関連している。したがって、この発明の第2の主たる側面によれば、この発明は、各受信信号ごとに、受信器部に接続可能な第1処理段と、対応する第1処理段に接続され、受信器部に接続可能な第2処理段とを有する。この多段受信機は、また、少なくとも1つの第2処理段に接続された1の最終処理段を有する。

10

【0058】

各第1処理段は対応する受信信号から上記トラフィック信号の第1の推定値を生成し、各第2処理段は上記トラフィック信号の対応する第1の推定値と対応する受信信号とから値の組を生成する。上述の値（好ましくはエネルギー値と呼ぶ）の各々は、トラフィック信号が対応する予め定められた値を有する尤度を表し、エネルギー値であってもよい。最終処理段は第2処理段の各々からの値の組を結合してトラフィック信号の改善した推定値を生成する。

【0059】

第2処理段の各々は、対応する上記受信信号をバッファリングし、遅延し、上記トラフィック信号の対応する上記第1の推定値に対応する上記受信信号に整列させるためのユニットを有してもよい。

20

【0060】

この発明の他の主たる側面によれば、この発明の多段受信機は、第1の処理段と第2の処理段との間に1または複数の中間処理段を含んでもよい。フィードバックメカニズムを設けて1の中間処理段の出力を中間処理段の入力にループさせてもよい。

【0061】

この発明のさらに他の主たる側面によれば、この発明は、各受信信号に対して、上記受信器部に接続可能な第1の処理段を有し、各第1の処理段が、対応する上記受信信号から、上記トラフィック信号が、対応する所定の値を有する尤度を表す値の組を生成する。つぎに、上記第1の処理段の各々に接続される共通処理段がある。この共通処理段は、上記第1の処理段の各々からの値の組を結合して上記トラフィック信号の第1の推定値を生成する。

30

【0062】

また、上記受信信号の各々に対して、上記共通処理段に接続され上記受信器部に接続可能な第2の処理段がある。各第2の処理段は、上記トラフィック信号の第1の推定値と、対応する上記受信信号とから、他の組の値を生成する。これらの値も、上記トラフィック信号が対応する所定の値を有する尤度を表す。

【0063】

多段受信機は、最後に、少なくとも1つの上記第2の処理段に接続された最終処理段を有する。この最終処理段は、上記第2の処理段の各々からの値の組を結合して上記トラフィック信号の改善された推定値を生成する。

40

【0064】

受信機において多段を採用することにより、トラフィック信号の推定値が継続的に改善される。フィンガの個数を変えたり、処理段の段数を変えることにより種々のレベルの改善がなされる。また、トラフィック信号の推定値が各フィンガで独立に生成され最終処理段で結合されるのか、それとも共通の処理段で生成されるのかに依存して推定値の品質が変化する。

【0065】

50

【発明の実施の態様】

以下、この発明の好ましい実施例について図面を参照して説明する。

【0066】

図1を参照する。通常のCDMA通信システムにおいて、各移動局は送信機100を用いてトラフィックを通常では最も近い基地局に送る。送信機100は符号化器部120および変調・送信器部130を有している。符号化器部120は変調・送信器部130に接続されている。送信機100はパイロット(参照)信号は送らない。

【0067】

送信機100の符号化器部120は符号化器150、インターリーバ170およびマップ190を有している。符号化器150はインターリーバ170に接続され、インターリーバ170はマップ190に接続されている。変調・送信器部130は変調器210、送信器230、およびアンテナ250を有している。変調器210は送信器230に接続され、送信器230はアンテナ250に接続されている。

【0068】

送信機100はトラフィックデジタルデータビット140を含むデジタルトラフィック(すなわちデジタルトラフィック信号)を送信する。トラフィックが当初、音声のようなアナログ形態であれば(すなわちアナログトラフィック)、アナログ・デジタル(A/D)変換器または同様な装置がまず採用されてアナログトラフィックをデジタルトラフィック(トラフィックデジタルデータビット140を含む)に変換する。トラフィックデジタルデータビット140は送信機100の符号化器部120に通常9600kbit/秒で供給される。(もちろん他の速度を用いてもよい)。具体的には、トラフィックデジタルデータビット140は最初に符号化器150に供給され、この符号化器150が所定の符号化アルゴリズムを用いてトラフィックデジタルデータビット140をデータシンボル160に符号化する。この符号化アルゴリズムは、当該移動局にサービス提供する基地局により受信されたトラフィックの最尤復号を容易に行えるようにするものである。符号化器150は通常では畳み込み(コンボリューション)符号化アルゴリズムを用いる。(ブロック符号アルゴリズムのような他のアルゴリズムを用いてもよい)。符号化器150は、1個のトラフィックデジタルデータビットを3つのデータシンボルとする固定の符号化レートで、データシンボルを出力する。(1個のデータビットを2個のデータシンボルとするような他の符号化を用いてもよい)。符号化器150は通常28.8kシンボル/秒でデータシンボルを出力する。(復号器150に供給されるトラフィックデジタルデータビットの速度および符号化レートに依存して他のシンボル速度を用いてもよい)。データシンボル160はインターリーバ170に供給され、インターリーバ170はデータシンボル160をシンボルレベルでブロックインターリーブする。インターリーバ170は、所定の大きさのマトリックスを、データシンボル160で列(コラム)順に埋めて行く。マトリックスの好ましい大きさは、32行、18列である(すなわち576セル)。マトリックスの大きさは、伝送ブロックの長さ、および符号化器150から送られてくるデータシンボル160の速度に依存する。伝送ブロックの好ましい長さは20ミリ秒である(ANSI J-S TD-008標準と同様)。この結果、好ましい符号化器はデータシンボルを28.8kシンボル/秒で出力し、マトリックスは576個のデータシンボル160(すなわち、28.8kシンボル/秒×20ミリ秒)を保持する必要がある。したがって、18×32のマトリックスが用いられる。

【0069】

インターリーバ170は、データシンボル160がこのインターリーバ170に入力されるのと同じ速度(例えば28.8kシンボル/秒)で、マトリックスから行(ロー)順にインターリーブされたデータシンボルを出力する。インターリーブされたデータシンボル180はマップ190に供給される。マップ190は、6個のインターリーブされたデータシンボル180からなるグループ各々を、64個のウォルシュ符号200のグループから取り出された対応するウォルシュ符号200にマッピング(または符号化)する。各ウォルシュ符号の長さは64ビット長である。(代替的に、ウォルシュ符号以外の直交符号を

10

20

30

40

50

用いてもよい。さらに、マップ190は、選択された直交符号の長さに応じて、6個より多くのまたは少ない個数のインターリーブされたデータシンボル180を対応する1個の直交符号にマッピングしてもよい)。マップ190はウォルシュ符号を通常では30.7kシンボル/秒の固定速度で出力する。(代替的に、インターリーブ170がインターリーブされたデータシンボル180を出力する速度および使用された直交符号の長さに応じて他のシンボル速度を用いることができる)。ウォルシュ符号200を含むデジタル信号は送信信号とも呼ばれ、 $s(k)$ で表記される。ただし k はサンプル時間を示す。

【0070】

データシンボル160のフレーム(またはインターリーブされたデータシンボル180のフレーム)は、インターリーブ170で用いられている所定サイズ(この例では576セル)のマトリックスを完全に埋め尽くす。符号化器150は、1個のデータビットに3個のデータシンボルを対応付ける固定のレートで、データシンボル160を出力するので、192個のトラフィックデジタルデータビット140が必要である。(すなわち、デジタルトラフィックデータビット140の1フレームは192ビットを有する)。6個のインターリーブされたデータシンボル180のグループの各々は直交符号にマッピングされるので、インターリーブされたデータシンボル180の各フレームは96個の直交符号により表現される。

【0071】

ウォルシュ符号200は送信機100の変調・送信器部130に供給される。具体的には、ウォルシュ符号200は最初に変調器210に供給される。変調器210は、まず、対応する擬似ノイズ(PN)系列を生成するために、各ウォルシュ符号を長い二値擬似ノイズ(PN)符号で拡散する。各移動局200は、固有の長い二値擬似ノイズPN符号を割り当てられており、これを用いてウォルシュ符号を拡散する。(この替わり、長二値PN符号以外の他の長い拡散符号を用いてもよい)。長二値PN符号は移動局を特定するのみでなくトラフィックをスクランブルしてセキュリティも向上させる。変調器210は高速の固定PNチップレート(通常1.228mチップ/秒)でPN系列を出力する。結果として得られるPN系列により当該移動局にサービスを提供する基地局が種々の逆方向経路を介して送られてくるRF信号を、容易に弁別して検出することができる。

【0072】

変調器210は、つぎに、同相チャンネル(またはI位相チャンネル)および直角位相チャンネル(またはQ位相チャンネル)の拡散系列220を生成するために、PN系列を1対の異なる短い符号(同じ長さの)でカバーする。同相チャンネルおよび対応する直角位相チャンネルの拡散系列220は複素属性を有するデジタル信号として表される。

【0073】

I位相チャンネルおよびQ位相チャンネルの拡散系列220は送信器230に供給される。I位相チャンネルおよびQ位相チャンネルの拡散系列220は正弦波の直交対を2相変調する。正弦波は加算されバンドパスフィルタで帯域制限される。帯域制限され加算された正弦波はRFキャリアを変調し(これは増幅されてもよい)スペクトラム拡散RF信号240を生成する。このスペクトラム拡散RF信号240はアンテナ250から放射される。

【0074】

スペクトラム拡散RF信号は基地局の受信機により受信される。各基地局は通常では複数の受信機を有する。各受信機はサービスを受ける各移動局に対応する。スペクトラム拡散RF信号は、全体として、当該移動局にサービスを行う基地局に、複数の異なる逆方向経路を進んできた複数のスペクトラム拡散RF信号として到着する。通常のCDMA通信システムにおいては、受信機は通常では先に述べたシングル・マキシマ受信機またはデュアル・マキシマ受信機である。

【0075】

つぎに図5を参照する。図5はこの発明の第1の好ましい実施例に従う多段受信機700を示している。多段受信機700は受信器・復調器部705および検出器・復号器部75

10

20

30

40

50

0を有している。

【0076】

受信器・復調器部705はアンテナ310''、受信器710、復調器410''およびブロックバッファ740を有している。受信器710はアンテナ310''および復調器410''に接続されている。復調器410''はブロックバッファ740に接続されている。アンテナ310''および復調器410''は図2に示されるシングル・マキシマ受信機に見出されるアンテナ310および復調器410と同一である。

【0077】

検出器・復号器部750は、相互に接続された第1段780および第2段800を有している。検出器・復号器部750は受信器・復調器部705に接続されている。具体的には、ブロックバッファ740が第1段780および第2段800に接続されている。第1段780は通常のコヒーレント受信器790を有している。第2段は信号再生成器810、チャンネル推定器830およびコヒーレント受信器850を有している。チャンネル推定器830は信号再生成器810、コヒーレント受信器850およびブロックバッファ740に接続されている。通常のコヒーレント受信器790は信号再生成器810に接続されている。ブロックバッファ740はまたコヒーレント受信器850にも接続されている。

【0078】

受信器710は探索受信器およびデータ受信器を有している。移動局の送信機により送られたRF信号の各々に対して、探索受信器が、種々の逆方向経路を介して到達する受信スペクトラム拡散RF信号を対象として、移動局(PN符号で特定される)の送信機100に関連する最も大きなスペクトラム拡散RF信号を探索する。探索受信器は、つぎに、最も大きなレベルで逆方向経路を送られてくるRF信号を追跡し受信するように、データ受信機を指示する。具体的には、データ受信器が対応するスペクトラム拡散RF信号を復調し、対応するスペクトラム拡散RF信号をRF周波数から低周波数へと変換し処理済受信信号を得る。さらに、データ受信器は処理済受信信号をPNチップレート(例えば1.2288mサンプル/秒)でサンプルし、対応するデータサンプル720を生成し、復調器410''に供給する。

【0079】

復調器410''は、処理済受信信号を当該移動局に関連する長PN符号、および短拡散符号と相関化して処理済受信信号を逆拡散する。具体的には、復調器410''は同相信号のサンプルおよび直角位相信号の対応するサンプルを生成する。同相信号のサンプルおよび直角位相信号の対応するサンプルは、複素属性を有する1つのデジタル信号として表してもよい。すなわち、同相信号のサンプルおよび直角位相信号の対応するサンプルは複素数を用いて復調されたサンプル730として表してもよい。このデジタル信号を第1の復調信号と呼ばれることもある。

【0080】

第1の復調信号730は数学的にはつぎのように表される。

【0081】

【数3】

$$r(k) = s(k)g(k) + n(k)$$

ここでkはサンプルの番号、 $r(k)$ は第1の復調信号の複素復調サンプル730を表し、 $s(k)$ は送信された信号(送信機100から生成された)の複素サンプルを表し、 $g(k)$ はチャンネル情報信号の複素サンプルを表し、 $n(k)$ は受信したノイズのサンプルを表す。送信された信号 $s(k)$ は、送信機100により実際に送信されたウォルシュ符号を搬送する。チャンネル情報信号 $g(k)$ は、送信機100から送られたRF信号が通中を伝播するときの振幅および位相の少なくとも一方の変化を反映する情報を提供するのに用いられる。ノイズ信号 $n(k)$ はRF信号が送信機100から空中を介して多段受信機700まで伝播する際に混入したノイズを表す。

【0082】

復調サンプル730はブロックバッファ740に供給される。ブロックバッファ740は

復調サンプル730の組をバッファリングする。受信信号730の各組はインターリーブされたデータシンボル180の1個のフレームを再構築するのに用いられる。インターリーブされたデータシンボル180の1個のフレームを送るのに96個の直交符号が用いられたので、各組は、6144個の復調サンプル730を有し、このサンプルがブロックバッファ740によりバッファリングされる。

【0083】

ブロックバッファ740に1組の6144個の復調サンプル730が入ると、ブロックバッファ740は復調サンプル730の1ブロックを、通常、受信サンプル730を一度に、第1段780に送る。第1段は単に通常のコヒーレント受信器790を有し、この受信器が復調サンプル730のブロックを192個のデータビット80（すなわち、トラフィックデータビット80のフレーム）に変換する。このデータビットは、送信機100より送られた当初のデジタルトラフィック（すなわち当初のトラフィックデジタルデータビット140）の第1の推定値を表す。

10

【0084】

通常のコヒーレント受信器790は、修正を加えたシングル・マキシマ受信機または修正を加えたデュアル・マキシマ受信機であってもよい。より詳細に図6を参照する。修正されたシングル・マキシマ受信機または修正されたデュアル・マキシマ受信機は、単に、先に説明したシングル・マキシマ受信機300またはデュアル・マキシマ受信機600の構成を有する。ただし、受信器部320、320'や検出器部330、330'の復調器410、410'を除く。当該通常のコヒーレント受信器790はウォルシュ変換回路420''、平方・加算回路430''、ソフト決定データ生成器794、逆インターリーバ550''および復号器560''を有している。ウォルシュ変換回路420''および平方・加算回路430''は図2に示されるシングル・マキシマ受信機の検出器部330のウォルシュ変換回路420および平方・加算回路430と同一であり、まったく同じ態様で動作する。同じく、逆インターリーバ550''および復号器560''も図2に示されるシングル・マキシマ受信機の復号器部340の逆インターリーバ550および復号器560と同一であり、まったく同じ態様で動作する。

20

【0085】

復調サンプル730はまずウォルシュ変換回路420''に供給される。復調サンプル730の各グループに対して、ウォルシュ変換回路420''が64個の複素変換器出力信号425''を生成する。各ウォルシュ符号に対して1つ出力される。各複素変換器出力信号425''は、一部が復調サンプル730の同相要素に関する変換器出力信号を表し、他の部分が復調サンプル730の直角位相要素に関する変換器出力信号を表す、複合的なものである。

30

【0086】

複素変換器出力信号425''の各ブロックは平方・加算回路430''に送られる。この平方・加算回路430''は複素変換器出力信号の各ブロックをエネルギー値（または決定値）792の1個のグループに変換する。エネルギー値792のグループ内の各エネルギー値792は、復調サンプル730の特定のグループに対応付けられ、復調サンプル730が、対応するインデックス値を伴う特定の直交符号に対応する確信度合いを表す。この結果、複素変換器出力信号425''のブロックの各行（すなわち各変換器出力信号）により、復調信号730の特定のグループが相互直交符号の組から選ばれた特定の直交符号と対応することに対する確信度合いが表される。相互に直交する符号の組から選ばれた各直交符号は対応するインデックスシンボルを有するので、各エネルギー値792は対応するインデックスシンボルを有する。

40

【0087】

エネルギー値792の各グループはソフト決定データ生成器794に送られる。ソフト決定データ生成器794は、通常、図2または図4に示されるシングル・マキシマ距離生成器540またはデュアル・マキシマ距離生成器610のいずれかを用いて、エネルギー値792の各部ループを、ソフト決定データ796に変換する。

50

【 0 0 8 8 】

ソフト決定データ796はソフト決定データ生成器794から逆インターリーバ550' 'に送られる。ソフト決定データ796は所定サイズ(32行×18列)のマトリックスに行順に入力される。逆インターリーバが復調サンプル730の96個のグループについてソフト決定データを受け取ると、当該所定サイズのマトリックス(すなわち32行×18列)は一杯になる。そして逆インターリーバ550' 'はソフト決定データをデータシンボル798として列順に出力する。データシンボル798は復号器560' 'に供給され、復号器560' 'がデータシンボル798をトラフィックデータビット80に復号する。さきに説明したように、トラフィックデータビット80は、送信機100により送られたトラフィックデジタルデータビット140の第1推定値である。

10

【 0 0 8 9 】

図5に戻る。非コヒーレント受信機790により出力されたトラフィックデータビット80は、第1段780から第2段800に供給される。具体的には、トラフィックデータビット80が非コヒーレント受信機790から信号再生成器810に供給される。ここで図7を参照する。信号再生成器810は符号化器150'、インターリーバ170'およびマップ190'を有している。これらは図1に示された送信機100に見出される符号化器150、インターリーバ170およびマップ190と同一であり、まったく同じ態様で動作する。逆インターリーバ170'は符号化器150'およびマップ190'に接続される。

データビット80は符号化器150'に供給され、符号化器150'は、送信機100により用いられるのと同様な符号化アルゴリズムを用いてデータビット80をデータシンボル815Aに符号化する。符号化器150'は送信機100により用いられたのと同じ固定の符号化レート(例えば、1個のデータビットに対して3個のデータシンボル)でデータシンボル815Aを出力する。符号化器150'は通常では送信機100の符号化器150が出力する野の同じ速度、例えば、28.8kシンボル/秒でデータシンボル815Aを出力する。データシンボル815Aはインターリーバ170'に供給され、このインターリーバ170'が、送信機100のインターリーバ170がデータシンボル160をインターリーブしたのと同様で、すなわち、シンボルレベルで、データシンボル815Aをインターリーブする。インターリーバ179'は所定サイズのマトリックスを列順にデータシンボルで埋めていく。マトリックスの所定のサイズは通常では32

20

30

【 0 0 9 0 】

インターリーバ170'は、マトリックスから行順で、データシンボル815Aがインターリーバ170'に入力されるのと同じ速度でインターリーブされたデータシンボル835Aを出力する。インターリーブされたデータシンボル835Aはマップ190'に供給される。マップ190'は6個のインターリーブされたデータシンボルからなる各グループを、64個のウォルシュ符号のグループからの対応する1個のウォルシュ符号にマッピング(または符号化)する。マップ190'は通常では307.2kシンボル/秒の固定速度でウォルシュ符号820Aを出力する。

【 0 0 9 1 】

ウォルシュ符号820Aを含むデジタル信号は第2の復調信号と呼ぶことができる。ウォルシュ符号820Aは送信機100により生成された送信信号 $s(k)$ の第1推定値である。

40

【 0 0 9 2 】

再び図5を参照する。ウォルシュ符号820A(すなわち $s(k)$ の推定値)はマップ190'からチャンネル推定器830に供給される。さらに、復調サンプル730がまたブロックバッファ740からチャンネル推定器830に送られる。非コヒーレント受信機790および信号再生成器810が復調サンプル730のブロックを処理してウォルシュ符号820Aに変換するのに時間が要するので、チャンネル推定器830は復調サンプル730のブロックを第1の所定時間だけ遅延させて、ウォルシュ符号820Aが復調サンプル73

50

0 と同期することを保証する。チャンネル推定器 830 はウォルシュ符号 820 A および復調サンプル 730 を用いてサンプル 840 A を生成する。このサンプル 840 A はチャンネル情報信号 $g(k)$ の第 1 推定値を表す。

【0093】

サンプル 840 A (これは $g(k)$ を表す) は、チャンネル推定器 830 からコヒーレント受信機 850 に送られる。さらに、復調サンプル 730 のブロックもブロックバッファ 740 からコヒーレント受信機 850 に送られる。非コヒーレント受信機 790、信号再生成器 810 およびチャンネル推定器 830 がサンプル 840 A を生成するのに時間が必要なので、コヒーレント受信機は受信信号 730 のブロックを第 2 の所定時間遅延させ、サンプル 840 A ($g(k)$ を表す) が復調サンプル 730 と同期することを保証する。コヒーレント受信機 850 は、通常では、慣用のコヒーレント受信機である。コヒーレント受信機 850 は同期された復調サンプル 730 (すなわち $r(k)$) およびサンプル 840 A (すなわち $g(k)$) を用いてトラフィックデータビット 870 A を生成する。このトラフィックデータビット 870 A は、送信機 100 から送られた、元のデジタルトラフィック (すなわち元のトラフィックデジタルデータビット 140) の第 2 推定値を表す。元のトラフィックデジタルデータビット 140 の第 2 推定値は、元のトラフィックデジタルデータビット 140 の第 1 推定値より良好である。この結果、多段受信機 700 は通常では図 2 または図 4 に示した従来のシングル・マキシマ受信機 300 または従来のデュアル・マキシマ受信機 600 より優れたビットエラー特性を有する。

【0094】

第 2 段 800 と同じ他の段部 (ステージ) を多段受信機 700 に付加することもできる。この発明の第 2 の好ましい実施例によれば、図 8 に示すように、検出器・復号器段 760 が第 3 段 900 を有する多段受信機 801 が提供される。多段受信機 801 は多段受信機 700 と同一であり、第 3 段 900 がさらに加えられている。第 3 段 900 は第 2 段および受信器・復調器 705 に接続されている。

【0095】

第 3 段 900 は第 2 段 800 と同様にであり、同様に動作する。第 3 段 900 は信号再生成器 810'、チャンネル推定器 830' およびコヒーレント受信機 850' を有しており、これらは、第 2 段 800 の信号再生成器 810、チャンネル推定器 830 およびコヒーレント受信機 850 と基本的に同一である。チャンネル推定器 830' は信号再生成器 810' およびコヒーレント受信機 850' に接続されている。第 3 段 900 は第 2 段 800 およびブロックバッファ 740 に接続されている。具体的には、第 2 段 800 のコヒーレント受信機 850 は第 3 段の信号再生成器 810' に接続されている。ブロックバッファ 740 はチャンネル推定器 830' およびコヒーレント受信機 850' に接続されている。

【0096】

動作を説明する。受信器・復調器部 705、第 1 段 780 および第 2 段 800 は図 5 の多段受信機 700 について先に説明したのとまったく同じ態様で動作する。すなわち、受信 RF 信号は処理済受信 RF 信号に変換される。この処理済受信 RF 信号はサンプリングされ復調されて第 1 の復調信号の復調サンプル 730 を生成する。受信信号 730 のブロックは第 1 段 780 および第 2 段 800 に送られ先に述べたようにトラフィックデータビット 870 A を生成する。

【0097】

トラフィックデータビット 870 A は第 2 段 800 のコヒーレント受信機 850 から第 3 段 900 の信号再生成器 810' に送られる。信号再生成器 810' は多段受信機 700 の信号再生成器 810 とまったく同じ態様で動作する。すなわち、信号再生成器 810' はトラフィックデータビット 870 A をウォルシュ符号 820 B に変換する。このウォルシュ符号 820 B は送信信号 $s(k)$ の第 2 推定値を表す。ウォルシュ符号 820 B を含むデジタル信号は第 3 の復調信号と呼ぶことができる。

【0098】

ウォルシュ符号 (すなわち $s(k)$ の推定値) は信号再生成器 810' からチャンネル推定

10

20

30

40

50

器 8 3 0 ' に送られる。チャンネル推定器 8 3 0 ' は多段受信機 7 0 0 のチャンネル推定器 8 3 0 と同様に動作する。すなわち、復調サンプル 7 3 0 のブロックもまたブロックバッファ 7 4 0 からチャンネル推定器 8 3 0 ' に送られる。第 1 段 7 8 0、第 2 段 8 0 0 および信号再生器 8 1 0 ' が復調サンプル 7 3 0 のブロックをウォルシュ符号 8 2 0 B に変換するのに時間を要するので、チャンネル推定器 8 3 0 ' は復調サンプル 7 3 0 のブロックを第 3 の所定時間だけ遅延させ、これにより復調サンプル 7 3 0 をウォルシュ符号 8 2 0 B に同期させる。従来用いられている手法により、チャンネル推定器 8 3 0 ' はウォルシュ符号 8 2 0 B および復調サンプル 7 3 0 を用いてサンプル 8 4 0 B を生成する。サンプル 8 4 0 B はチャンネル情報信号 $g(k)$ の第 2 推定値を表す。

【 0 0 9 9 】

$g(k)$ の第 2 推定値を表すサンプル 8 4 0 B は、チャンネル推定器 8 3 0 ' からコヒーレント受信機 8 5 0 ' に供給される。さらに、復調サンプル 7 3 0 のブロックがブロックバッファ 7 4 0 からコヒーレント受信機 8 5 0 ' に供給される。第 1 段 7 8 0、第 2 段 8 0 0、信号再生器 8 1 0 ' およびチャンネル推定器 8 3 0 ' がサンプル 8 4 0 B (すなわち $g(k)$) を生成するのに時間を要するので、コヒーレント受信機 8 5 0 ' は受信信号 7 3 0 を第 4 の所定時間だけブロック遅延させて、これによりサンプル 8 4 0 B (すなわち $g(k)$) が復調サンプル 7 3 0 と同期するようにする。コヒーレント受信機 8 5 0 ' は通常では従来のコヒーレント受信機である。コヒーレント受信機は同期させられた復調サンプル 7 3 0 (すなわち $r(k)$) およびサンプル 8 4 0 B (すなわち $g(k)$) を用いてトラフィックデータビット 8 7 0 B を生成する。このトラフィックデータビット 8 7 0 B は、送信機 1 0 0 から送られた元のデジタルトラフィック (すなわち元のトラフィックデジタルデータビット 1 4 0) の第 3 推定値を表す。元のトラフィックデジタルデータビット 1 4 0 の第 3 推定値は、元のトラフィックデジタルデータビット 1 4 0 の第 1 の推定値および第 2 の推定値より良好である。したがって、改善された多段受信機 8 0 1 は、図 2、図 4、図 5 に示す、従来のシングル・マキシマ受信機 5 0 0、従来のデュアル・マキシマ受信機 6 0 0 または上述多段受信機 7 0 0 よりも良好なビットエラー性能を有する。

【 0 1 0 0 】

フィードバックループを用いることにより、改善型多段受信機 8 0 1 の第 3 段 9 0 0 を除きながら、同様のまたはより改善されたビットエラー性能をもたらすようにすることができる。この発明の第 3 の好ましい実施態様によれば、図 9 に示すように、多段決定フィードバック受信機 9 0 1 が実現される。この多段決定フィードバック受信機 9 0 1 は図 5 に示した多段受信機 7 0 0 に用いられたのと同じの受信機・復調器部 7 0 5 を有している。ただし、多段決定フィードバック受信機 9 0 1 は異なる検出器・復号器部 7 7 0 を有する。検出器・復号器部 7 7 0 は図 5 に示される多段受信機 7 0 0 に見出されるのと同じの第 1 段 7 8 0 を有するが、異なる第 2 段 9 1 0 を有する。第 2 段 9 1 0 は多段受信機 7 0 0 に見出される第 2 段 8 0 0 と同様であるが、スイッチ 9 2 0 およびフィードバックループが付加されている。さらに、第 1 段 7 8 0 の非コヒーレント受信機 7 9 0 はもはや図 5 に示すようには信号再生器 8 1 0 には直接に接続されていない。非コヒーレント受信機 7 9 0 は図 9 に示すようにスイッチ 9 2 0 に接続されている。スイッチ 9 2 0 は信号再生器 9 3 0 に接続されている。コヒーレント受信機 9 5 0 もスイッチ 9 2 0 に接続されフィードバックループを実現する。チャンネル推定器 9 4 0 は信号再生器 9 3 0 およびコヒーレント受信機 9 5 0 の間に接続されている。

【 0 1 0 1 】

受信器・復調器部 7 0 5 および第 1 段 7 8 0 は多段受信機 7 0 0 に関して先に説明したのとまったく同じ態様で動作する。すなわち、復調サンプル 7 3 0 の各ブロックに対して、非コヒーレント受信機 7 9 0 が 1 9 2 個のトラフィックデータビット 8 0 からなるフレームを生成 (復元) する。スイッチ 9 2 0 により、トラフィックデータビット 8 0 は信号再生器 9 3 0 に送られる。

【 0 1 0 2 】

信号再生器 9 3 0 は、多段受信機 7 0 0 に見出される信号再生器 8 1 0 と同一であり

10

20

30

40

50

、まったく同様の態様で動作する。すなわち、信号再生成器 930 はトラフィックデジタルデータビット 80 をウォルシュ符号 820 A に変換する。ウォルシュ符号 820 A (すなわち $s(k)$ の第 1 推定値) は信号再生成器 930 からチャネル推定器 940 に送られる。さらに、復調サンプル 730 のブロックもブロックバッファ 740 からチャネル推定器 940 に送られる。

【0103】

非コヒーレント受信機 790 および信号再生成器 930 が復調サンプル 730 のブロックを処理してウォルシュ符号 820 A に変換するのに時間が要するので、チャネル推定器 940 は復調サンプル 730 のブロックを第 1 の所定時間だけ遅延させて、ウォルシュ符号 820 A が復調サンプル 730 と同期することを保証する。チャネル推定器 940 はウォルシュ符号 820 A および復調サンプル 730 を用いてサンプル 840 A を生成する。このサンプル 840 A はチャネル情報信号 $g(k)$ の第 1 推定値を表す。

10

【0104】

サンプル 840 A (これは $g(k)$ を表す) は、チャネル推定器 940 からコヒーレント受信機 950 に送られる。さらに、復調サンプル 730 のブロックもブロックバッファ 740 からコヒーレント受信機 950 に送られる。非コヒーレント受信機 790、信号再生成器 930 およびチャネル推定器 940 がサンプル 840 A (すなわち $g(k)$) を生成するのに時間が要するので、コヒーレント受信機 950 は受信信号 730 のブロックを第 2 の所定時間遅延させ、サンプル 840 A ($g(k)$ を表す) が復調サンプル 730 と同期することを保証する。コヒーレント受信機 950 は通常では慣用されているコヒーレント受信機である。コヒーレント受信機 950 は同期された復調サンプル 730 (すなわち $r(k)$) およびサンプル 840 A (すなわち $g(k)$) を用いてトラフィックデータビット 870 A を生成する。このトラフィックデータビット 870 A は、送信機 100 から送られた、元のデジタルトラフィック (すなわち元のトラフィックデジタルデータビット 140) の第 2 推定値を表す。

20

【0105】

ただし、トラフィックデータビット 870 A はスイッチ 920 にフィードバックされ、これにより、さらにいかなるトラフィックデータビット 80 もスイッチ 920 を通過しないようにする。ただし、トラフィックデータビット 870 A はスイッチ 920 を通って信号再生成器 930 に供給されるようにする。このトラフィックデータビット 870 A を用いて、信号再生成器 930 がウォルシュ符号 820 B (すなわち第 2 の復調信号) を生成してチャネル推定器 940 に供給する。先に述べたように、復調サンプル 730 はブロックバッファ 740 からチャネル推定器 940 に送られる。第 1 段 780 および第 2 段 910 がトラフィックデータビット 870 A を生成してトラフィックデータビット 870 A をウォルシュ符号 820 B に再生成するのに時間を要するので、チャネル推定器 940 は復調サンプル 730 のブロックを第 3 の所定時間だけ遅延させ、これにより復調サンプル 730 を適切にウォルシュ符号 820 B に同期させる。従来用いられている手法により、チャネル推定器 940 はウォルシュ符号 820 B および復調サンプル 730 を用いてサンプル 840 B を生成する。サンプル 840 B はチャネル情報信号 $g(k)$ の第 2 推定値を表す。

30

40

【0106】

サンプル 840 B (すなわち $g(k)$ の第 2 推定値を表す) は、チャネル推定器 940 からコヒーレント受信機 950 に供給される。さらに、復調サンプル 730 のブロックがブロックバッファ 740 からコヒーレント受信機 950 に供給される。第 1 段 780 および第 2 段 910 がトラフィックデータビット 870 A を生成するのに、またトラフィックデータビット 870 A がサンプル 840 B に変換されるのに時間を要するので、コヒーレント受信機 950 は受信信号 730 を第 4 の所定時間だけブロック遅延させて、これによりサンプル 840 B が復調サンプル 730 と適切に同期するようにする。コヒーレント受信機 950 は、サンプル 840 B および復調サンプル 730 を用いて、トラフィックデータビット 870 B を生成する。トラフィックデータビット 870 B は送信機 100 から送信

50

された元のトラフィックデジタルデータビット140の第3推定値を表す。元のトラフィックデジタルデータビット140の第3推定値は、元のトラフィックデジタルデータビット140の第1の推定値および第2の推定値より良好である。

【0107】

トラフィックデータビット870Bは受信機901から出力するようにしてもよく、これをスイッチ920を会してフィードバックして同様の繰り返しを行いトラフィックデータビット870C、870D、...、870Nを生成してもよい。通常では、トラフィックデータビット870Nは多段決定フィードバック受信機から3ないし4の繰り返しの後出力される。3ないし4の繰り返しの後では、それ以降の繰り返しによりビットエラー性能の改善はマージナルになる。最後の繰り返しの後、スイッチ920はつぎのデータビット80をスイッチを通じて信号再生器930に送る。

10

【0108】

この発明の他の変形も可能である。例えば、第3世代CDMAにおいては、移動局がパイロット信号を送信する送信機を用いると考えられる。パイロット信号は振幅変化(すなわちフェージング)および位相変化に関するチャネル情報を基地局に供給する。この結果、非コヒーレント受信機790(第1および第2の実施例で示した)はコヒーレント受信機に置き換えられる。コヒーレント受信機は、当技術分野でよく知られているコヒーレント復調手法を用いて復調サンプル730をトラフィックビット80に変換する。

【0109】

この発明の他の変更も可能である。図5に示すように、多段受信機700で用いられる受信器・復調器部705の復調器410'は省略することができる。受信機710は単にブロックバッファ740に接続される。ブロックバッファ740は受信機710からの処理済受信信号のサンプル720をバッファリングする。サンプル720を含むデジタル信号は第1の変調信号と呼ぶことができる。第1の変調信号は数学的につぎのように表される。

20

【0110】

【数4】

$$r'(k) = s'(k)g'(k) + n'(k)$$

ここでkはサンプルの番号、 $r'(k)$ は第1の変調信号の複素値変調サンプル720を表し、 $s'(k)$ は送信された変調信号(送信機100から生成された)の複素値サンプルを表し、 $g'(k)$ は第2チャネル情報信号の複素値サンプルを表し、 $n'(k)$ は第2の受信ノイズの複素値サンプルを表す。

30

【0111】

送信された変調信号は、送信機100により生成された長拡散符号および短拡散符号(すなわち同相チャネルおよび対応する直角位相チャネル拡散系列220)により拡散されたウォルシュ符号を含む。送信機100により実際に送信されたRF信号は、そのRF信号が空中を伝播する際に、振幅変化や位相変化を伴うので、 $g'(k)$ がこれら変化を反映させるのに必要なチャネル情報を提供するのに用いられる。第2ノイズ信号 $n'(k)$ は、送信機100から多段受信機へ空中を介してRF信号が伝播する際に混入するノイズを表す。

40

【0112】

ブロックバッファ740が一杯になると、ブロックバッファ740は処理済受信信号のサンプル720を、第1段および第2段を具備する検出器部に供給する。復調信号のサンプル(先に第1復調信号と呼んだ)が第1段および第2段に供給されないので、第1段の非コヒーレント受信機および第2段のコヒーレント受信機は、受信器・復調器部705に以前あった復調器410'と同一でまったく同じ態様で動作する復調器を含むように変更される。その代わりに、第1段がコヒーレント受信機を用いる場合には、第1段のコヒーレント受信機が、以前受信器・復調器部705で用いられた復調器410'と同一でまったく同じ態様で動作する復調器を有する。

【0113】

50

具体的には、第1段の変更された非コヒーレント受信機は図6に示される非コヒーレント受信機790であり、ただし、ウォルシュ変換回路420' 'に接続された復調器を具備している。復調器はサンプル720を復調サンプルに変換し、これがウォルシュ変換回路420' 'に供給される。(復調サンプルを含むデジタル信号は第1復調信号と呼ぶことができる)。復調サンプルは通常では図5に示されるブロック検出受信機700の復調器410' 'により生成される復調サンプル730と同一である。

【0114】

ウォルシュ変換回路420' '、平方・加算回路430' '、ソフト決定データ生成器794、逆インターリーブ550' 'および復号器560' 'は先に説明したのと同様に動作し、デジタルデータビット80(すなわちトラフィックデータビットのフレーム)を生成する。このデジタルデータビット80は送信機100から送られた元のデジタルトラフィック(すなわち元のトラフィックデジタルデータビット140)を表す。

10

【0115】

第2段はもはや信号再生成器810を用いず、信号再変調器を用いる。デジタルデータビット80は修正された非コヒーレント受信機から信号再変調器へと供給される。信号再変調器は図7に示される信号再生成器810と同様であるが、マップ190' に接続される変調器を有する。信号再生成器について先に説明したのと同様に、信号再変調器はウォルシュ符号820Aを生成する。ウォルシュ符号820Aは変調器に供給される。変調器は送信機100で用いられた変調器210と同一である。変調器はまずPN系列を生成するために、各ウォルシュ符号820Aを送信機100で用いた長二次PN符号で拡散させる。つぎに変調器は一对の短拡散符号(変調器210で用いた)によりPN系列を拡散して同相チャンネルおよび直角位相チャンネルの拡散系列を生成する。相相チャンネルおよび直角位相チャンネルの拡散系列は複素数学を用いて1つのデジタル信号として表すことができる。このデジタル信号は第2変調信号と呼ぶことができる。

20

【0116】

第1変調信号および第2変調信号は修正されたチャンネル推定器に供給される。この推定器は図5に示すチャンネル推定器830と同様である。修正された非コヒーレント受信機(復調器つき)および信号再変調器が第2の変調信号を生成するのに時間を要するので、修正されたチャンネル推定器は第1の所定時間だけ第1の変調信号をブロック遅延し、第1変調信号および第2変調信号が同期することを保証する。チャンネル推定値は第2チャンネル情報信号 $g'(k)$ の第1の推定値を表す。チャンネル推定サンプルおよび第1の変調信号は第2段の修正されたコヒーレント受信機に送られる。

30

【0117】

先に述べたように、修正されたコヒーレント受信機は、サンプル720(第1の変調信号の)を復調して復調サンプルに変換する。これら復調サンプルを有するデジタル信号は第2の復調信号と呼ぶことができる。第1段、信号再変調器および修正されたチャンネル推定器がチャンネル推定サンプルを生成するのに時間を要するので、修正されたコヒーレント受信機は第1の変調信号(または第2の復調信号)を第2の所定時間だけブロック遅延させて、第2の復調信号がチャンネル推定サンプルに同期することを保証する。第2の復調信号からの復調サンプルおよびチャンネル推定サンプルを利用して、修正されたコヒーレント受信機はトラフィックデータビットを生成する。このトラフィックデータビットは、送信機100から送られた元のデジタルトラフィック(すなわち元のトラフィックデジタルデータビット140)の第2の推定値を表す。

40

【0118】

元のデジタルトラフィックの第2推定値を表すトラフィックデータビットは、受信機から出力されてもよく、他の段(すなわち第3段)に入力されてもよい。第3段は第2段と同様であり、同様に動作する。すなわち、第3段は第2信号再変調器、第2の修正されたチャンネル推定器および第2の修正されたコヒーレント受信機を有し、これらは基本的に第2段の信号再変調器、修正されたチャンネル推定器および修正されたコヒーレント受信機と同一である。第2の修正されたチャンネル推定器は第2信号再変調器および第2の修正された

50

コヒーレント受信機に接続されている。第3段は第2段およびブロックバッファ740に接続されている。具体的には、コヒーレント受信機が第2信号再変調器に接続されている。ブロックバッファ740は第2の修正されたチャンネル推定器および第2の修正されたコヒーレント受信機に接続されている。

【0119】

元のデジタルトラフィックの第2推定値を表すトラフィックデータビットは、第2信号再変調器に入力される。第2信号再変調器は第2段の信号再変調器と同一であり、まったく同じ態様で動作する。すなわち、第2信号再変調器は第2段のコヒーレント受信機からのトラフィックデータビットから第3の変調信号を再生する。第3の変調信号および第1の変調信号は第2の修正されたチャンネル推定器に供給される。このチャンネル推定器は第2段の修正されたチャンネル推定器と同様に動作する。第2段の修正されたコヒーレント受信機（復調器付き）と、第2信号再変調器とが第3の変調信号を生成するのに時間を要するので、第2の修正されたチャンネル推定器は第1の変調信号を第3の所定時間だけブロック遅延させて、第1の変調信号と第3の変調信号とが同期するのを保証する。そして第2の修正されたチャンネル推定器は第1の変調信号と第3の変調信号とを利用して第2のチャンネル推定値サンプルを生成する。第2のチャンネル推定値サンプルは第2のチャンネル情報信号 $g'(k)$ の第2の推定値を表す。第2のチャンネル推定値サンプルおよび第1の変調信号は第3段の第2の修正されたコヒーレント受信機に供給される。

10

【0120】

第2の修正されたコヒーレント受信機はサンプル720（第1の変調信号の）を復調して復調サンプルに変換する。第1段、第2段、第2信号再変調器および第2の修正されたチャンネル推定器が第2のチャンネル推定値サンプルを生成するのに時間を要するので、第2の修正されたコヒーレント受信機は第1の変調信号（または関連する復調サンプル）を第4の所定の時間だけブロック遅延して復調サンプルが第2のチャンネル推定値サンプルと同期することを保証する。復調サンプルおよび第2のチャンネル推定値サンプルを利用して、第2の修正されたコヒーレント受信機は、送信機100から送信された元のデジタルトラフィック（すなわち元のトラフィックデジタルデータビット140）の第3の推定値を表す、トラフィックデータビットを生成する。

20

【0121】

元のデジタルトラフィックの第3推定値を表すトラフィックデータビットは受信機から出力されてもよいし、他の段（すなわち第4段）に入力されてもよい。

30

【0122】

また、代替的に、第3段（および他の付加的な段）は、第2段にスイッチを設けフィードバックループを用いることで省略することができる。第1段の修正された非コヒーレント受信機はもはや第2段の信号再変調器に接続されない。スイッチが第1段の修正された非コヒーレント受信機と信号再変調器に接続される。第3段の修正されたコヒーレント受信機はスイッチに接続されフィードバックループを実現する。スイッチおよびフィードバックループは図9に示される多段受信機901により用いられるスイッチ910およびフィードバックループと同じであり、まったく同じ態様で動作する。すなわち、スイッチおよびフィードバックループを具備する多段受信機は、送信機100により送信される元のトラフィックデジタルデータビット140の第1、第2、第3、その他の推定値を供給する。

40

【0123】

代替的に、ブロックバッファ740が一杯に足るたびに、ブロックバッファ740は、処理済の受信信号を、復調器を具備する検出器、第1段および第2段に供給する。復調器は復調器410'（これは受信器・復調器部705から省略されている）と同一であり、まったく同じ態様で動作する。すなわち、復調器はブロックバッファ740からのサンプル720を、復調サンプルを含む第1の復調信号に復調する。第1の復調信号はつぎに第1段および第2段に供給される。第1段および第2段は多段受信機700の第1段780および第2段800と同一であり、まったく同じ態様で動作する。

50

【 0 1 2 4 】

第2段からのトラフィックデータビット（元のデジタルトラフィック140の第2の推定値を表す）は、受信機から出力されてもよいし、送信機100から送られた元のデジタルトラフィック140の第3の推定値を表す、より多くのトラフィックデータビットを生成する他の段（例えば第3段）に入力されてもよい。

【 0 1 2 5 】

さらにこの発明について他の変更を行うことが可能である。この発明は異なる経路に対応する複数の信号が受信され復調されるレーク受信機構成に適用することも可能である。この発明の第4の好ましい実施例によれば、図10に示すように、多段受信機1000が提供される。この多段受信機1000は受信器・復調器部1010、検出器部1020および復号器部1080を有している。受信器・復調器部1010は検出器部1020に接続されている。検出器部1020は復号器部1080に接続されている。

10

【 0 1 2 6 】

受信器・復調器部1010はアンテナ310'、'、'、受信器320'、'、'、2個の復調器410A、410Bおよび2個のブロックバッファ740A、740Bを有している。アンテナ310'、'、'は受信器320'、'、'に接続されている。受信器320'、'、'は復調器410A、410Bに接続されている。復調器410A、410Bはブロックバッファ740A、740Bに接続されている。

【 0 1 2 7 】

受信器320'、'、'は基本的には図2に示されるシングル・マキシマ受信機300に見出される受信器部320と同様であり、同様に動作する。具体的には、受信器320'、'、'は1個の受信器サブセクションを有する。（複数のアンテナ310'、'、'が採用される場合には、1つのアンテナ310'、'、'に1つの受信器サブセクションが用いられる）。受信器サブセクションは1個の探索受信器および2個のデータ受信器を有する。3個以上のデータ受信器を用いてもよい。データ受信機のそれぞれが追跡する経路に対応する。移動局から送信された各RF信号に対して、探索受信器は種々の逆方向経路を介してアンテナ310'、'、'に到来した受信スペクトラム拡散RF信号にわたって、当該移動局に関連する最強度のスペクトラム拡散RF信号を探索する。探索受信器はつぎに最強レベルの逆横行経路を伝播するRF信号を追跡して受信するように各データ受信器に指示する。各データ受信器は通常では個別のRF信号を受信して追跡する。具体的には、各データ受信器はそれぞれのスペクトラム拡散RF信号を復調してそれぞれのスペクトラム拡散RF信号をRF帯域からより低周波数の処理済受信信号に変換する。さらに、各データ受信器はそれぞれの処理済受信信号をPNチップレート（例えば1.2288Mサンプル/秒）でサンプリングしてそれぞれデータサンプル325A'、'および325B'、'を生成する。データサンプル325A'、'および325B'、'はそれぞれ復調器410Aおよび410Bに送られる。

20

30

【 0 1 2 8 】

復調器410Aおよび410Bの各々は、図2に示されるシングル・マキシマ受信機300に示される復調器410と同一であり、まったく同じ態様で動作する。復調器410Aは、処理済受信信号325A'、'を移動局に対応する長PN符号および短拡散符号に対して相関化することにより、この処理済受信信号を逆拡散して第1の復調信号を生成する。具体的には、復調器410Aは同相信号のサンプルおよび対応する直角位相信号のサンプルを生成する。同相信号のサンプルおよび対応する直角位相信号のサンプルは、複数の復調サンプル730A'を含む1つの複素値デジタル信号として表すことができる。このデジタル信号は第1の復調信号と呼ぶことができる。同様に、復調器410Bは処理済受信信号325B'、'を逆拡散して複数の復調サンプル730B'を含む第2の複素値復調信号を生成する。

40

【 0 1 2 9 】

復調サンプル730A'および730B'はブロックバッファ740Aおよび740Bにそれぞれ送られる。各ブロックバッファ740Aおよび740Bは図5に示される多段受

50

信機 700に見出されるブロックバッファ 740と同一でありまったく同じ態様で動作する。ブロックバッファ 740 Aおよび 740 Bはそれぞれ復調サンプル 730 A'および 730 B'の組をバッファリングする。ブロックバッファ 740 Aが1組の復調サンプル 730 A'を保持するたびに、この1組の復調サンプルが検出器部 1020に供給される。

【0130】

検出器部 1020は第1の検出器サブセクション 1022 Aおよび第2の検出器サブセクション 1022 Bを有している。データ受信器とそれに対応する復調器、ブロックバッファおよび検出器サブセクションは、レーク受信機の用語を用いればフィンガと呼ぶことができる。

10

【0131】

第1の検出器サブセクション 1022 Aは第2の処理段 1030 Aに接続された第1の処理段 780 Aを含んでいる。第1の処理段 780 Aは非コヒーレント受信機 790 Aを有している。第2の処理段 1030 Aは、信号再生成器 810 Aおよび修正されたコヒーレント受信機 1040 Aに接続されたチャネル推定器 830 Aを有している。非コヒーレント受信機 790 Aは信号再生成器 810 Aに接続されている。ブロックバッファ 740 Aは第1の処理段 780 Aの非コヒーレント受信機 790 A、および第2の処理段 1030 Aの修正されたコヒーレント受信機 1040 Aに接続されている。

【0132】

第2の検出器サブセクション 1022 Bは第1の検出器サブセクション 1022 Aと同じである。すなわち、第2の検出器サブセクションは第2の処理段 1030 Bに接続された第1の処理段 780 Bを有している。第1の処理段 780 Bは非コヒーレント受信機 790 Aと同一の非コヒーレント受信機 790 Bを有している。第2の処理段は、信号再生成器 810 Bおよび修正されたコヒーレント受信機 1040 Bに接続されたチャネル推定器 830 Bを有している。ブロックバッファ 740 Bは非コヒーレント受信機 790 B、チャネル推定器 830 Bおよび修正されたコヒーレント受信機 1040 Bに接続されている。非コヒーレント受信機 790 Bは信号再生成器 810 Bに接続されている。

20

【0133】

各検出器サブセクション 1022 A、1022 Bは、修正されたコヒーレント受信器 1040 A、1040 Bが検出器部を有しない(すなわち図10の修正されたコヒーレント受信機は加算器、ソフト決定データ生成器、逆インターリーバまたは復号器を具備しない)点をのぞけば、図5に示される多段受信機 700の検出器・復調器部 750と同一である。

30

【0134】

復調サンプル 730 A'、730 B'は非コヒーレント受信機 790 A、790 Bにそれぞれ供給される。上述したように、非コヒーレント受信機 790 A、790 Bは図5に示される多段受信機 700の非コヒーレント受信機 790と同一であり、このため、まったく同じ態様で動作する。すなわち、非コヒーレント受信機 790 A、790 Bは復調サンプル 730 A'、730 B'からそれぞれトラフィックビット 80 A、80 Bを生成する。

40

【0135】

トラフィックビット 80 A、80 Bはそれぞれ信号再生成器 810 A、810 Bに送られる。各信号再生成器 810 A、810 Bは、好ましくは図5に示される多段受信機 700の信号再生成器 810と同一であり、このためまったく同じ態様で動作する。信号再生成器 810 A、810 Bはトラフィックビット 80 A、80 Bからウォルシュ符号 820 A'、820 B'を生成する。

【0136】

第1の検出器サブセクション 1022 Aにより生成されたウォルシュ符号 820 A'は送信信号 $s(k)$ の1つの第1の推定値である。同様に、第2の検出器サブセクション 1022 Bにより生成されたウォルシュ符号 820 B'は送信信号 $s(k)$ の他の第1の推定

50

値である。

【0137】

ウォルシュ符号820A'、820B'は信号再生器810A、810Bからチャンネル推定器830A、830Bにそれぞれ送られる。各チャンネル推定器830A、830Bは多段受信機700のチャンネル推定器830と同一でありまったく同じ態様で動作する。すなわち、チャンネル推定器830A、830Bはウォルシュ符号820A'、820B'と復調サンプル730A'、730B'とからそれぞれサンプル840A'、840B'を生成する。第1の検出器サブセクション1022Aにより生成されたサンプル840A'はチャンネル情報信号g(k)の1つの第1推定値を表す。同様に、第2の検出器サブセクション1022Bにより生成されたサンプル840B'はチャンネル情報信号の他の第1推定値を表す。

10

サンプル840A'、840B'はそれぞれチャンネル推定器830A、830Bから修正されたコヒーレント受信機1040A、1040Bに供給される。修正されたコヒーレント受信機1040A、1040Bが検出器部を具備しない点をのぞけば、これら修正されたコヒーレント受信機1040A、1040Bの各々は図5に示される多段受信機700のコヒーレント受信機850と同一である。修正されたコヒーレント受信機1040A、1040Bは、サンプル840A'、840B'と、復調サンプル730A'、730B'とをそれぞれ利用してエネルギーレベル1042A、1042Bを生成する。

【0138】

エネルギーレベル1042A、1042Bはそれぞれ修正されたコヒーレント受信機1040A、1040Bから復号器部1080に送られる。復号器部1080(最終処理段とも呼ばれる)は、加算器1060、ソフト決定データ生成器794'、逆インターリーバ1082および復号器1100を有している。ソフト決定データ生成器794'は加算器1060および逆インターリーバ1082に接続されている。逆インターリーバ1082は復号器1100に接続されている。復号器1100は通常ではビタビ復号器である。加算器1060において、各入力、この例ではエネルギーレベル1042A、1042Bの各組に適用される遅延要素が内在する。

20

【0139】

動作を説明する。エネルギーレベル1042A、1042Bはそれぞれ修正されたコヒーレント受信機1040A、1040Bから加算器1060に送られる。加算器1060は、フィンガごとにエネルギーレベル1042A、1042Bを遅延させ、種々のフィンガから受信したすべてのエネルギーレベルを整列させる。多重経路遅延および加算器1060に加わる遅延により所定の組のエネルギーレベルが受ける総合的な遅延に対する具体的な値は、多重経路間で予想される遅延の最大値であってよい。加算器1060はつぎに適切に遅延させたエネルギーレベル1042Aおよび1042Bをそれらに関連する直交符号(またはインデックスシンボル)に応じてまとめて加算し、結合されたエネルギー値1070のグループを生成する。

30

【0140】

結合されたエネルギー値1070は加算器1060からソフト決定データ生成器794'に送られる。ソフト決定データ生成器794'は図6に示されるソフト決定データ生成器794と同一であり、まったく同じ態様で動作する。すなわち、ソフト決定データ生成器794'は、通常では、図2または図4に示されるシングル・マキシマ距離生成器540またはデュアル・マキシマ距離生成器610のいずれかをを用いて、結合されたエネルギー値1070をソフト決定データ1075に変換する。

40

【0141】

ソフト決定データ1075はソフト決定データ生成器794'から逆インターリーバ1082に送られる。逆インターリーバ1082は図6に示される逆インターリーバ550'と同一であり、まったく同じ態様で動作する。すなわち、逆インターリーバはソフト決定データからデータシンボル1090を生成する。データシンボル1090は逆インターリーバ1090から復号器1100、通常ではビタビ復号器に送られる。復号器はデータ

50

新ボウル1090をトラフィックデータビット1110に復号する。

【0142】

図10は2つのフィンガを示しているが、多段受信機1000のビットエラー性能を向上させるために3個以上のフィンガを用いても良いことは容易に理解できるであろう。

【0143】

この発明の第5の好ましい実施例によれば、図11に示すように、多段受信機2000が提供される。この多段受信機2000は受信器・復調器部1010'、検出器部2100および復号器部1080'を有している。検出器部2100は受信器・復調器部1010'および復号器部1080'に接続されている。

【0144】

受信器・復調器部1010'は図10に示す受信器部1010と同一であり、まったく同じ態様で動作する。すなわち、受信器・復調器部1010'は復調サンプル730A'および730B'の組を検出器部2100に供給する。

【0145】

検出器部2100は第1検出器サブセクション2200Aおよび第2検出器サブセクション2200Bを有している。第1検出器サブセクション2200Aは第1の処理段780A'、第2の処理段2300Aおよび第3の処理段2500Aを有している。第2の処理段2300Aは第1の処理段780A'および第3の処理段2500Aに接続されている。同様に、第2検出器サブセクション2200Bは第1の処理段780B'、第2の処理段2300Bおよび第3の処理段2500Bを有している。第2の処理段2300Bは第1の処理段780B'および第3の処理段2500Bに接続されている。

【0146】

復調サンプル730A'および730B'は第1の処理段780A'および第1の処理段780B'にそれぞれ送られる。第1の処理段780A'および780B'は図10の多段受信機1000にそれぞれ見出される第1の処理段780Aおよび780Bとそれぞれ同一であり、まったく同じ態様で動作する。すなわち、第1の処理段780A'および780B'は先に述べたようにトラフィックビット80Aおよび80Bを生成する。

【0147】

トラフィックビット80A、80Bは第1の処理段780A、780Bからそれぞれ第2の処理段2300A、2300Bへ送られる。第2の処理段2300A、2300Bの各々は図5に示される多段受信機700の第2の処理段800と同一であり、まったく同じ態様で動作する。すなわち、第2の処理段2300A、2300Bはトラフィックビット2400A、2400Bをそれぞれ生成する。図10に示される多段受信機1000の第2の処理段1030A、1030Bと異なり、第2の処理段2300A、2300Bは、復号器部を具備したコヒーレント受信機であることに留意されたい。

【0148】

トラフィックビット2400A、2400Bは第2の処理段2300A、2300Bから第3の処理段2500A、2500Bにそれぞれ送られる。第3の処理段2500A、2500Bは図10に示される多段受信機1000の第2の処理段1030A、1030Bと同一であり、まったく同じ態様で動作する。すなわち、第3の処理段2500A、2500Bはエネルギーレベル2600A、2600Bを生成する。エネルギーレベル2600A、2600Bは復号器部1080'に送られる。復号器部1080'(最終段とも呼ばれる)は復号器部1080と同一であり、まったく同じ態様で動作する。すなわち、復号器部1080'はトラフィックビット2700を生成する。

【0149】

この発明の第6の好ましい実施例によれば、多段受信機2000の第2の処理段2300Aおよび2300Bが修正された第2の処理段に置き換えられる。具体的には、修正された第2の処理段の各々は、フィードバックループおよび2個のスイッチを加えたほかは、第2の処理段2300Aまたは2300Bと同じである。図12を参照すると、第1のフィンガ用の修正された第2の処理段3000Aが示されている。修正された第2の処理

10

20

30

40

50

段 3000A は第 1 のスイッチ 3100A、信号再生成器 3300A、チャネル推定器 3500A、コヒーレント受信機 3700A、および第 2 のスイッチ 3900A を有している。先に述べたように、チャネル推定器 3500A は信号再生成器 3300A およびコヒーレント受信機 3700A に接続されている。第 1 のスイッチ 3100A は信号再生成器 3300A に接続されている。ただし、第 1 の処理段 (図 11 の 780A') はもはや信号再生成器 3300A には接続されず、第 1 のスイッチ 3100A に接続されている。第 1 のスイッチ 3100A は図 9 に示される多段受信機 901 のスイッチ 920 と同一であり、まったく同じ態様で動作する。

【 0150 】

第 2 のスイッチ 3900A はコヒーレント受信機 3900A の出力に接続されている。フィードバックループは第 2 のスイッチ 3900A および第 1 のスイッチ 3100A の間に接続されている。

10

【 0151 】

動作について説明する。第 1 のスイッチ 3100A は、当初、トラフィックビット 80A (すなわちトラフィック信号の第 1 推定値) を第 1 のスイッチ 3100A を介して第 2 の処理段 3000A に送る。信号再生成器 3300A、チャネル推定器 3500A およびコヒーレント受信機 3700A は先に説明したのと同様に動作する。すなわち、コヒーレント受信機はトラフィックビット 3950A (これはデジタルトラフィック信号の第 2 推定値を表す) を試製する。第 2 のスイッチ 3900A はトラフィックビット 3950A をフィードバックループを介して第 1 のスイッチ 3100A に送る。第 2 のスイッチ 3900A はトラフィックビット 3950A が第 3 の処理段 2500A に送られるのを阻止する。

20

【 0152 】

第 1 のスイッチ 3100A は、第 1 の処理段 780A' からのトラフィックビット 80A が第 2 の処理段 3000A に入力されるのを阻止し、トラフィックビット 3950A を信号再生成器 3300A に送る。信号再生成器 3300A、チャネル推定器 3500A およびコヒーレント受信機 3700A は先に説明したのと同様に動作する。すなわち、コヒーレント受信機はトラフィックビット 3950B (すなわちデジタルトラフィック信号の第 3 推定値) を生成する。トラフィックビット 3950B は第 2 の処理段 3000A の入力にフィードバックされさらに多くのトラフィックビット 3950C (すなわちトラフィック信号の第 4 の推定値) を生成するための繰り返しに用いられるか、あるいは、第 3 の処理段 2500A に送られる。N 回の繰り返しののち、第 2 スイッチ 3900A はトラフィックビット 3950N を第 3 の処理段 2500A に供給する。(そしてトラフィックビット 3950N が第 2 の処理段 3000A の入力に供給されるのを阻止する)。第 3 の処理段 2500A はつぎに先に述べたのと同様に複数のエネルギーレベル 2600A を生成する。繰り返しの回数 N は典型的には 3 または 4 である。

30

【 0153 】

第 2 のフィンガ用の修正された第 2 の処理段は上述の修正された第 2 の処理段 3000A と同一であり、まったく同じ態様で動作する。第 2 のフィンガも複数のエネルギーレベル 2600B を生成する。

【 0154 】

複数のエネルギーレベル 2600A、2600B の各々是对応するフィンガから復号器部 1080' に供給される。復号器部 1080' は、つぎに、上述と同様にデジタルトラフィック信号のさらに他の推定値を生成する。

40

【 0155 】

この発明のさらに他の変更ももちろん可能である。この発明の第 7 の好ましい実施例によれば、図 13 に示すように多段受信機 1300 が提供される。多段受信機 1300 は受信器・復調器部 1010、検出器部 1320 および復号器部 1380 を有している。受信器・復調器部 1010 は検出器部 1320 に接続されている。検出器部 1320 は復号器部 1380 に接続されている。

【 0156 】

50

受信器・復調器 1380 は図 10 の対応部分と同一であり、アンテナ 310'、受信器 320'、2 個の復調器 410A、410B および 2 個のブロックバッファ 740A、740B を有している。アンテナ 310' は受信器 320' に接続されている。受信器 320' は復調器 410A、410B に接続されている。復調器 410A、410B はそれぞれブロックバッファ 740A、740B に接続されている。先に説明したように、受信器 320' は単一の受信器サブセクションを有する。ただし、複数のアンテナ 310' を用いた場合には、アンテナ 310' 1 個について 1 個ずつの多数の受信器サブセクションを用いる。

【0157】

動作を説明する。受信器サブセクションはデータサンプル 325A'、325B' を生成し、これらデータサンプルはそれぞれ復調器 410A、410B に送られる。また先に説明したように、復調器 410A、410B が、対応する複数の復調サンプル 730A'、730B' をそれぞれ含む複素値デジタル信号を生成する。復調サンプル 730A'、730B' はそれぞれブロックバッファ 740A、740B に送られ、ここで、復調サンプル 730A' および 730B' の組がバッファリングされる。ブロックバッファ 740A が 1 組の復調サンプル 730A' を保持すると、この復調サンプルの組が検出器部 1320 に送られる。同様に、ブロックバッファ 740B が 1 組の復調サンプル 730B' を保持すると、この復調サンプルの組が検出器部 1320 に送られる。

10

【0158】

検出器部 1320 は第 1 の検出器サブセクション 1322A、第 2 の検出器サブセクション 1322B および共通の検出器サブセクション 1322C を有する。第 1 の検出器サブセクション 1322A は第 1 の処理段 1310A および第 2 の処理段 1350A を有する。これら 2 個の処理段は共通検出器サブセクション 1322C を介して相互接続されている。第 1 の検出器サブセクション 1322A は、ブロックバッファ 740A に接続された修正された非コヒーレント受信機 1390A を有する。第 1 の検出器サブセクション 1322A の第 2 の処理段 1350A は、修正されたコヒーレント受信機 1040A に接続されたチャネル推定器 830A を有する。チャネル推定器 830A および修正されたコヒーレント受信機 1040A はブロックバッファ 740A に接続されている。

20

【0159】

同様に、第 2 の検出器サブセクション 1322B は第 1 の処理段 1310B および第 2 の処理段 1350B を有する。これら 2 個の処理段は共通検出器サブセクション 1322C を介して相互接続されている。第 1 の検出器サブセクション 1322B は、ブロックバッファ 740B に接続された修正された非コヒーレント受信機 1390B を有する。第 2 の処理段 1350B は、修正されたコヒーレント受信機 1040B に接続されたチャネル推定器 830B を有する。チャネル推定器 830B および修正されたコヒーレント受信機 1040B はブロックバッファ 740B に接続されている。

30

【0160】

共通検出器サブセクション 1322C は直列に接続された加算器 1330、決定モジュール 1332 および信号再生成器 1334 を有している。加算器 1330 は修正された非コヒーレント受信機 1390A に接続され、特定の期間だけ入力 of 各々を遅延されるための遅延要素を具備している。決定モジュール 1332 はソフト決定データ生成器、逆インターリーバおよび復号器（例えばビタビ復号器）を有している。信号再生成器 1334 は図 10 の信号再生成器 810A、810B と同一であり、したがって、符号化器、インターリーバおよびマップを有している。信号再生成器 1334 はチャネル推定器 830A、830B にウォルシュ符号 1340 を供給する。

40

【0161】

動作を説明する。復調器 410A、410B からそれぞれ出力された復調サンプル 730A'、730B' は、第 1 検出器サブセクションおよび第 2 検出器サブセクションの第 1 の処理段における修正された非コヒーレント受信機 1390A、1390B にそれぞれ送られる。修正された非コヒーレント受信機 1390A、1390B は単にウォルシュ変換

50

回路と平方・加算回路とを有する。そして、この非コヒーレント受信機 1390A、1390B は、対応する復調サンプル 730A'、730B' からエネルギー値 1342A、1342B の組を出力し、このエネルギー値は共通検出器サブセクション 1322C の加算器 1330 に送られる。

【0162】

加算器 1330 は、複数の（この例では 1 個）修正された非コヒーレント受信機 1390A、1390B から受信したすべてのエネルギー値を整合させるために、経路別にエネルギー値 1342A、1342B を遅延させる。加算器 1330 は、つぎに、適切に遅延されたエネルギーレベル 1342A、1342B を、それらに関連する直交符号（またはインデックスシンボル）に応じて、一緒に加算し、結合されたエネルギー値 1336 のグループを生成する。

10

【0163】

結合されたエネルギー値 1336 は加算器 1330 から決定モジュール 1332 に送られる。決定モジュール 1332 のソフト決定データ生成器は、通常では、シングル・マキシマ距離生成器またはデュアル・マキシマ距離生成器を用いて、結合されたエネルギー値 1336 をソフト決定データに変換する。決定モジュール 1332 の逆インターリーブはつぎにソフト決定データを逆インターリーブする。最後に、決定モジュール 1332 の復号器が逆インターリーブされたソフト決定データをトラフィックデータビット 1338 に復号し、これを信号再生成器 1334 に供給する。

【0164】

20

信号再生成器 1334 内の符号化器は、送信機内の符号化器に用いられたのと同じアルゴリズムを用いて、トラフィックデータビット 1338 を符号化する。そして信号再生成器 1334 内のインターリーブは決定モジュール 1332 の逆インターリーブにより実行された操作と逆の操作を行う。最後に、信号再生成器 1334 内のまばが符号化されインターリーブされたトラフィックデータビットからウォルシュ符号 1340 を生成する。

【0165】

共通検出器サブセクション 1322C の信号再生成器 1334 により生成されたウォルシュ符号 1340 は、送信信号 $s(k)$ の第 1 の推定値である。この推定値は図 10 の非コヒーレント受信機 790A、790B により生成された推定値のどれよりも優れたものである。なぜなら、送信データに関する決定が行われる前に、多重経路のエネルギーが推定に基づき加算器 1330 により付加されているからである。

30

【0166】

ウォルシュ符号 1340 は信号再生成器 1334 からチャネル推定器 830A、830B に送られる。チャネル推定器 830A、830B は図 10 のものと同じであり、まったく同じ態様で動作する。すなわち、チャネル推定器 830A、830B はウォルシュ符号 1340 およびそれぞれの復調サンプル 730A'、730B' からそれぞれサンプル 840A'、840B' を生成する。第 1 検出器サブセクション 1322A から生成されるサンプル 840A' はチャネル情報信号 $g_A(k)$ の第 1 の推定値を表す。同様に、第 2 検出器サブセクション 1322B から生成されるサンプル 840B' はチャネル情報信号 $g_B(k)$ の他の第 1 の推定値を表す。

40

【0167】

サンプル 840A'、840B' はチャネル推定器 830A、830B からそれぞれ修正されたコヒーレント受信機 1040A、1040B に送られる。修正されたコヒーレント受信機 1040A、1040B は図 10 のものと同じであり、まったく同一の態様で操作する。すなわち、修正されたコヒーレント受信機 1040A、1040B は、サンプル 840A' のそれぞれの組および復調サンプル 730A'、730B' のそれぞれの組を用いて、エネルギーレベル 1042A、1042B のそれぞれの組を生成する。

【0168】

エネルギーレベル 1042A、1042B は修正されたコヒーレント受信機 1040A、1040B からそれぞれ復号器部 1380 へ送られる。復号器処理段 1380 は加算器 13

50

60、ソフト決定データ生成器794'、逆インターリーバ1082および復号器1100を有している。ソフト決定データ生成器794'は加算器1360および逆インターリーバ1082に接続される。逆インターリーバ1082は復号器1100に接続される。復号器1100は典型的にはビタビ復号器である。

【0169】

復号器部1380は、加算器1360に遅延要素を装備する必要がある内点をのぞけば、図10の復号器部1080と同一である。これは、共通検出器サブセクション1322Cの加算器1330は種々の多重経路に応じた信号の整合をすでに整えられているからである。

【0170】

動作について説明する。エネルギーレベル1042A、1042Bは修正されたコヒーレント受信機1040A、1040Bからそれぞれ加算器1360に送られる。加算器1360は、つぎに、エネルギーレベル1042A、1042Bを、それらに関連する直交符号(またはインデックスシンボル)に応じて、一緒に加算し、結合されたエネルギー値1070のグループを生成する。結合されたエネルギー値1070は加算器1360からソフト決定データ生成器794'に送られる。ソフト決定データ生成器794'は図10のものと同じであり、まったく同じ態様で操作する。すなわち、ソフト決定データ生成器794'は、通常では、シングル・マキシマ距離生成器540またはデュアル・マキシマ距離生成器610を用いて、結合されたエネルギー値1070をソフト決定データ1075に変換する。

【0171】

ソフト決定データ1075はソフト決定データ生成器794'から逆インターリーバ1082に送られる。逆インターリーバ1082は図10のものと同じでありまったく同じ態様で動作する。すなわち、逆インターリーバ1082がソフト決定データ1075からデータシンボル1090を生成する。データシンボル1090は逆インターリーバ1082から復号器1100、通常ではビタビ復号器に送られる。復号器1100はデータシンボル1090をトラフィックデータビット1110に復号する。

【0172】

図13は2つのフィンガを示しているが、多段受信機1300のビットエラー性能を向上させるために3個以上のフィンガを用いても良いことは容易に理解できるであろう。

【0173】

この発明の他の変形も可能である。例えば、第3世代CDMAにおいては、移動局がパイロット信号を送信する送信機を用いると考えられる。パイロット信号は振幅変化(すなわちフェージング)および位相変化に関するチャンネル情報を基地局に供給する。

【0174】

この結果、この発明のだい4の実施例(図10)に示される非コヒーレント受信機790A、790B、および、この発明の第5および第6の実施例で用いられる第1の処理段780A'および780B'の非コヒーレント受信機(図11、)図12)はコヒーレント受信機に置き換えられる。同様に、この発明の第7の実施例の修正された非コヒーレント受信機1390A、1390B(図13)もコヒーレントのものに置き換えられる。

【0175】

置き換えるコヒーレント受信機は、適宜、当技術分野でよく知られているコヒーレント復調手法を用いて、復調サンプル730A、730Bをトラフィックビットまたはエネルギー値のいずれかに変換する。

【0176】

この発明のさらに他の変更も可能である。図10に示すように、多段受信機1000で用いられる受信器部1010の復調器410A、410Bは省略することができる。受信機320''は単にブロックバッファ740A、740Bに接続される。ブロックバッファ740A、740Bは受信機320''からの処理済受信信号のサンプル325A''、325B''をバッファリングする。

【0177】

10

20

30

40

50

検出器部 1022 の検出器サブセクション 1022A、1022B の第 1 の処理段 780A、780B における非コヒーレント受信機 790A、790B は、以前の受信器部 1010 の対応する復調器 410A、410B とそれぞれ同一の復調器を設けられる。代替的に、対応する第 1 の処理段がコヒーレント受信機を用いるならば、第 1 の処理段の各々のコヒーレント受信機は以前の受信器部 1010 の対応する復調器と同一の複登記をそれぞれ有する。

【0178】

さらに、対応する第 2 の処理段がもはや信号生成器を用いずに信号再変調器をもちいる。信号再変調器は図 10 の信号再生成器と同様である。ただし、信号再変調器は対応するマップに接続された対応する変調器を有する。

10

【0179】

さらに、検出器部 1020 の検出器サブセクション 1022A、1022B の対応する第 2 の処理段 1030A、1030B において、修正されたコヒーレント受信機 1040A、1040B は、以前の受信器部 1010 の対応する復調器 410A、410B とそれぞれ同一の変調器を具備する。

【0180】

当業者は、同様な変更が図 11 の処理段 780A'、2300A、2500A、780B'、2300B、2500B や、図 12 の処理段 3000A や、図 13 の処理段 1322A、1322B、1322C にも適用可能であることは容易に理解できるであろう。

【0181】

また、この発明は CDMA 通信システムに限定されるものではなく任意の種類通信システム、例えば狭帯域通信、TDMA、FDMA 等に採用できることは容易に理解できる。さらに、好ましい実施例においてはデジタル信号を用いているので、検出器はデジタル信号処理(DSP)手法を用いて実装できることに留意されたい。

20

【0182】

当業者にとってはこの発明についてさらに多くの変更が可能であり、この発明は、特許請求の範囲の記載にのみ制約される。

【0183】

【発明の効果】

以上説明したように、この発明によれば、エラービット性能を向上させシステム容量を増大させることができる。

30

【図面の簡単な説明】

【図 1】 CDMA 通信ネットワークにおいて移動局が用いる従来の送信機の構成を示すブロック図である。

【図 2】 CDMA 通信ネットワークにおいて基地局が用いる従来のシングル・マキシマ受信機の構成を示すブロック図である。

【図 3】 図 2 のシングル・マキシマ受信機により用いられるシングル・マキシマ距離生成器である。

【図 4】 CDMA 通信ネットワークにおいて基地局が用いる従来のデュアル・マキシマ受信機の構成を示すブロック図である。

40

【図 5】 この発明の第 1 の好ましい実施例に従った、改善した多段受信機の構成を示すブロック図である。

【図 6】 図 5 に示される通常のコヒーレント受信機の構成を示すブロック図である。

【図 7】 図 5 に示される信号再生成器の構成を示すブロック図である。

【図 8】 この発明の第 2 の好ましい実施例に従った、改善した多段受信機の構成を示すブロック図である。

【図 9】 この発明の第 3 の好ましい実施例に従った、改善した多段決定フィードバック受信機の構成を示すブロック図である。

【図 10】 この発明の第 4 の好ましい実施例に従った、レーク受信機構成の改善した多段受信機の構成を示すブロック図である。

50

【図11】 この発明の第5の好ましい実施例に従った、レーク受信機構成の改善した多段受信機の構成を示すブロック図である。

【図12】 この発明の第6の好ましい実施例に従った、改善した多段受信機の第2段の構成を示すブロック図である。

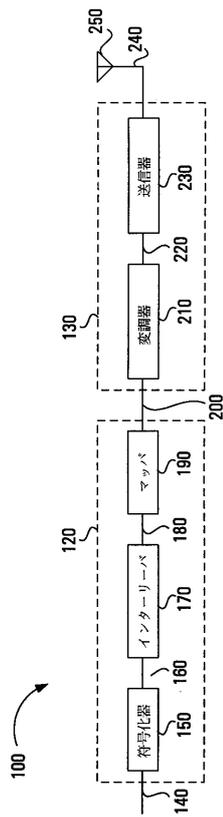
【図13】 この発明の第7の好ましい実施例に従った、レーク受信機構成の改善した多段受信機の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

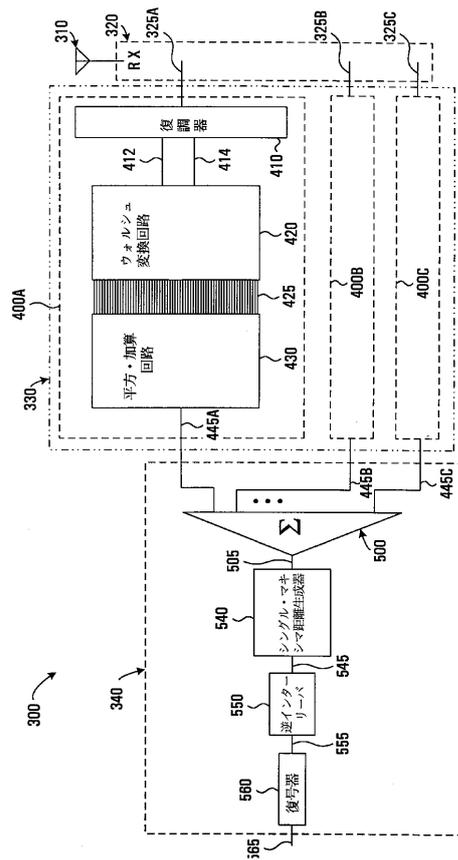
100	送信機	
120	符号化器部	
130	変調・送信器部	10
150	符号化器	
150'	符号化器	
170	インターリーバ	
170'	インターリーバ	
190	マップ	
190'	マップ	
210	変調器	
230	送信器	
310''	アンテナ	
410''	復調器	20
420''	ウォルシュ変換回路	
425''	複素変換器出力信号	
430''	平方・加算回路	
550''	逆インターリーバ	
560''	復号器	
700	多段受信機	
705	受信器・変調器部	
710	受信器	
740	ブロックバッファ	
750	検出器・復号器部	30
760	検出器・復号器段	
780	第1段	
790	非コヒーレント受信器	
794	ソフト決定データ生成器	
800	第2段	
801	多段受信機	
810	信号再生成器	
810'	信号再生成器	
830	チャンネル推定器	
830'	チャンネル推定器	40
850	コヒーレント受信器	
850'	コヒーレント受信機	
900	第3段	
901	多段決定フィードバック受信機	
910	第2段	
920	スイッチ	
930	信号再生成器	
940	チャンネル推定器	
1000	多段受信機	
1010	受信器・復調器部	50

- 1 0 1 0 , 受信器・復調器部
- 1 0 2 0 検出器部
- 1 0 8 0 復号器部
- 1 0 8 0 , 復号器部
- 1 3 0 0 多段受信機
- 1 3 2 0 検出器部
- 1 3 8 0 復号器部
- 2 0 0 0 多段受信機
- 2 1 0 0 検出器部

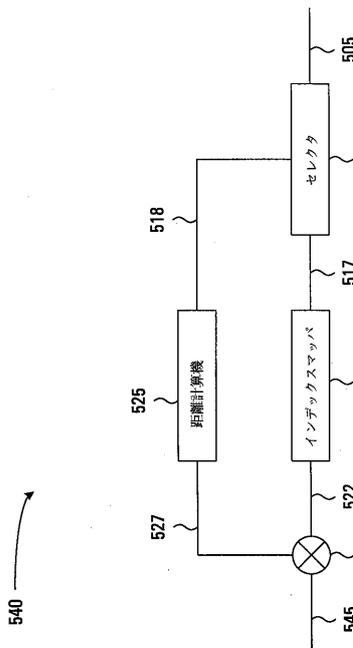
【図1】



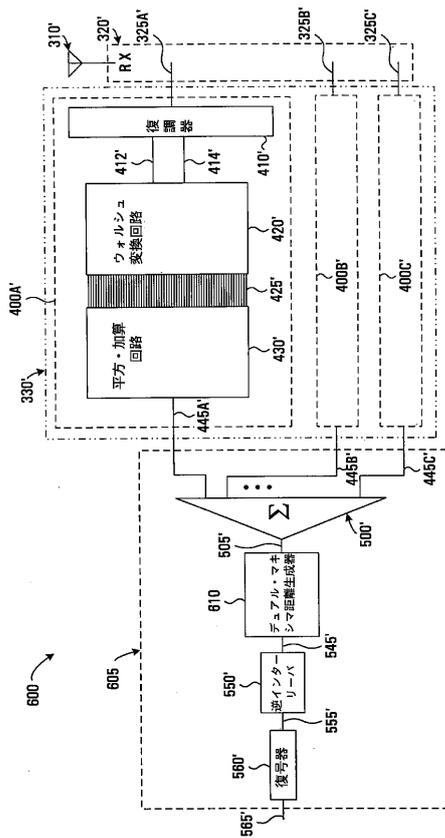
【図2】



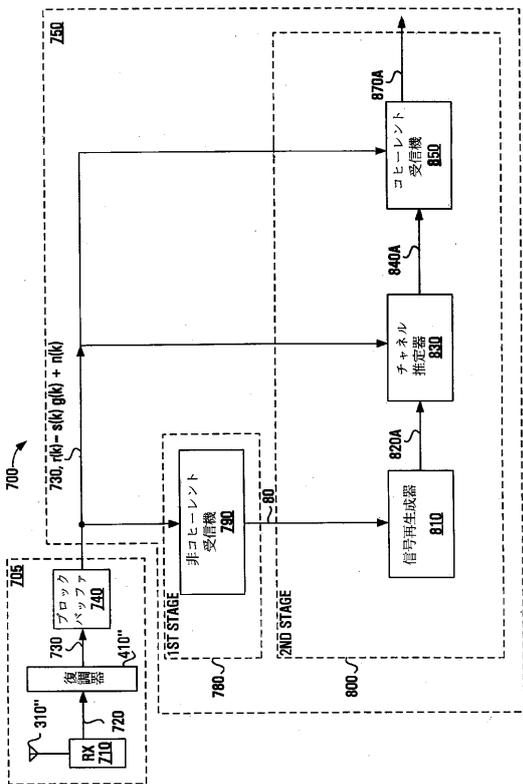
【 図 3 】



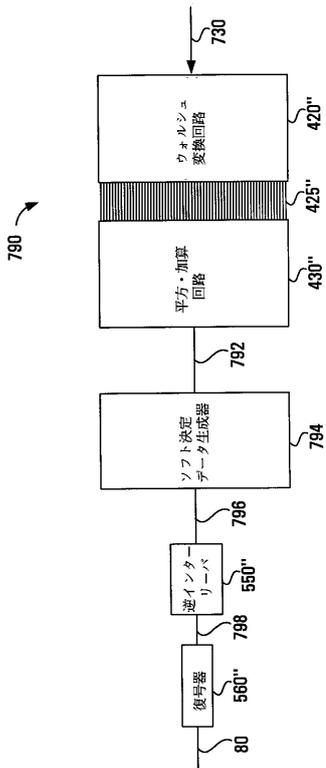
【 図 4 】



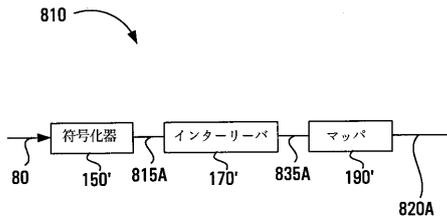
【 図 5 】



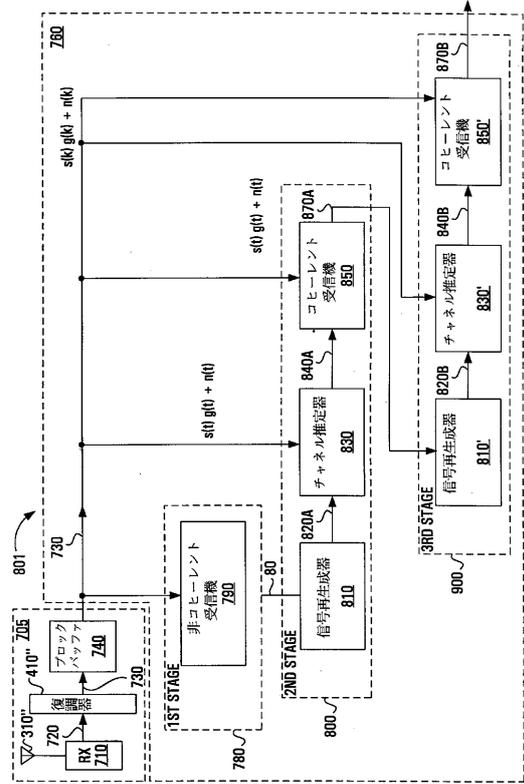
【 図 6 】



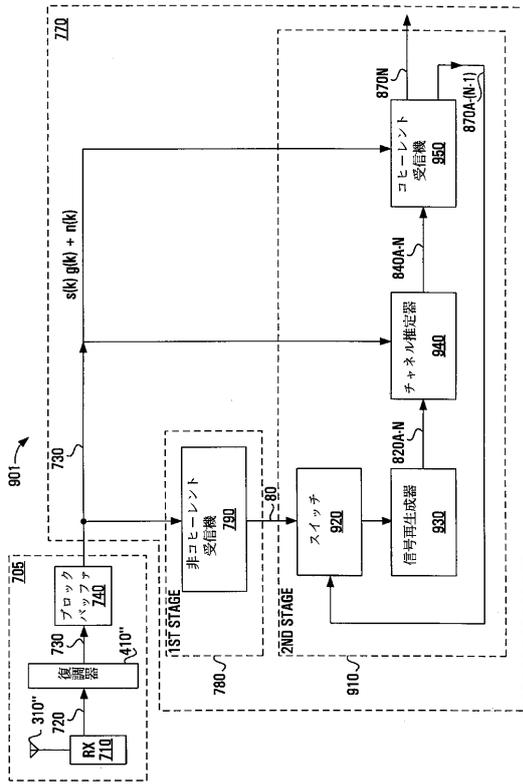
【図7】



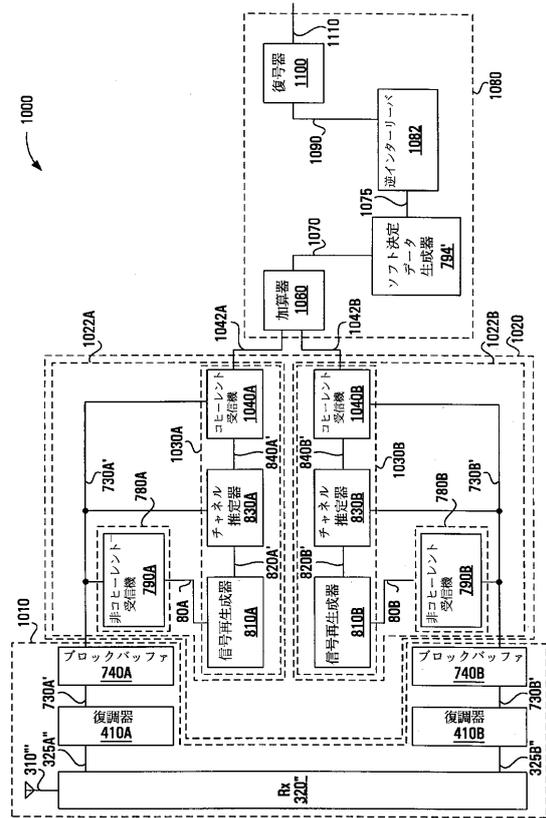
【図8】



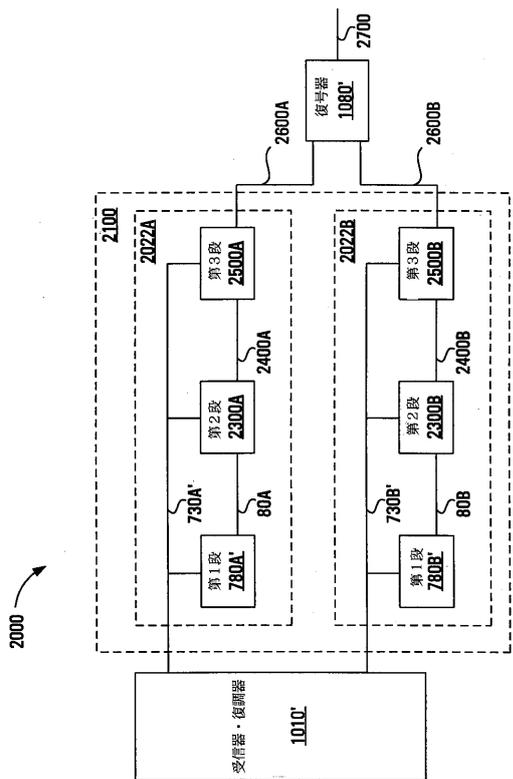
【図9】



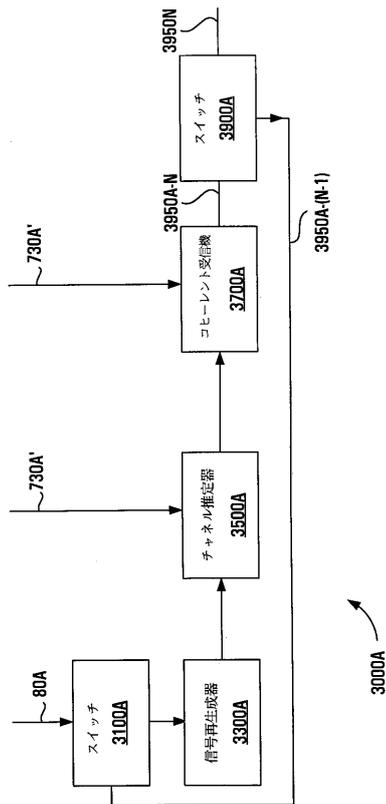
【図10】



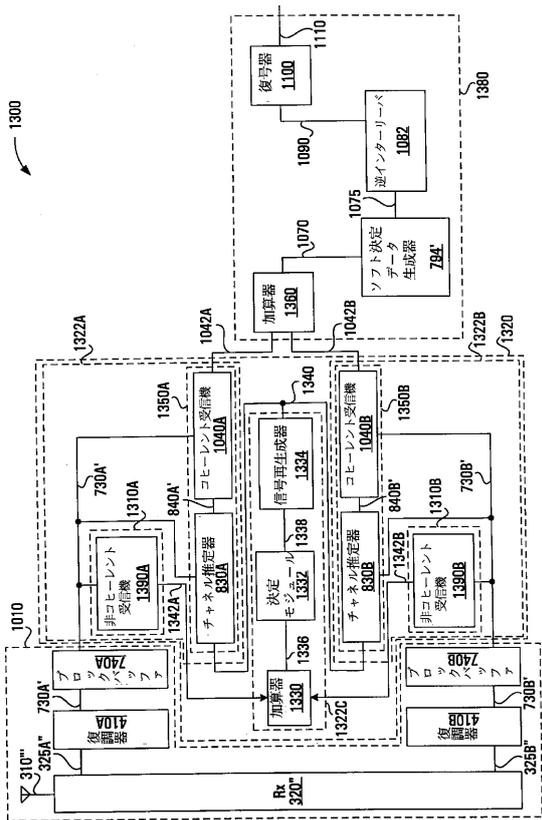
【 図 1 1 】



【 図 1 2 】



【 図 1 3 】



フロントページの続き

(72)発明者 ウェン・トン

カナダ国, ケー2シー 3エル7, オンタリオ, オタワ, キャッスルヒル クレセント, 100
0, エイピーティール 903

審査官 富澤 哲生

(56)参考文献 特開平07-264111(JP, A)

国際公開第98/011676(WO, A1)

国際公開第96/042146(WO, A1)

特開平11-234167(JP, A)

Ying Li; Steele, R. , Serial interference cancellation method for CDMA, Electronics Letters, 1994年 9月15日, Volume: 30, Issue: 19, 1581-1583

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 13/00