

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2004-511948  
(P2004-511948A)

(43) 公表日 平成16年4月15日(2004.4.15)

(51) Int. Cl.<sup>7</sup> F I テーマコード (参考)  
H04 J 13/04 H04 J 13/00 G 5 K022

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 69 頁)

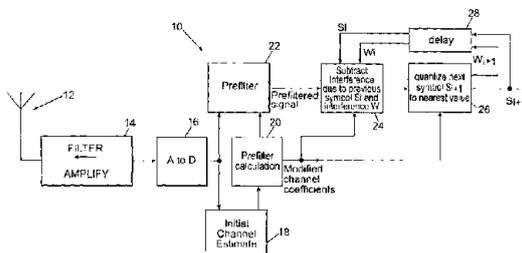
(21) 出願番号	特願2002-535275 (P2002-535275)	(71) 出願人	598135717 エリクソン インコーポレイテッド アメリカ合衆国 ノースカロライナ州, リ サーチ トライアングル パーク, ディベ ラップメント ドライブ 7001
(86) (22) 出願日	平成13年9月10日 (2001. 9. 10)	(74) 代理人	100066692 弁理士 浅村 皓
(85) 翻訳文提出日	平成15年4月4日 (2003. 4. 4)	(74) 代理人	100072040 弁理士 浅村 肇
(86) 国際出願番号	PCT/US2001/028317	(74) 代理人	100118821 弁理士 祖父江 栄一
(87) 国際公開番号	W02002/031995	(74) 代理人	100094673 弁理士 林 拓三
(87) 国際公開日	平成14年4月18日 (2002. 4. 18)		
(31) 優先権主張番号	09/680, 901		
(32) 優先日	平成12年10月6日 (2000. 10. 6)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 多重干渉受信信号の多元電波減算方法並びに装置

(57) 【要約】

受信機は量子化された、また量子化されていない所望するデータ・シンボルを受信された信号サンプルから復号する。受信機は量子化されていない所望データ・シンボルの対応する現在の組と、その他の所望しないデータ・シンボルの合計を表す干渉波形とを、量子化された所望シンボルの先行して復号された組の量と先行して決定された干渉波形とを減算することにより決定するように、現在受信された信号サンプルのグループを処理するように適合された制御装置を含む。量子化器は量子化されていない所望シンボルの前記決定された現在の組を、対応する量子化されたシンボルを得るために量子化する。



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

受信信号サンプルから量子化されたまた量子化されていない所望のデータ・シンボルを復号するための方法であって：

量子化されていない所望データ・シンボルの対応する現在の組と、その他の所望しないデータ・シンボルの合計を表す干渉波形とを、量子化された所望シンボルの先行して復号された組の量と先行して決定された干渉波形とを減算することにより決定するように、現在受信された信号サンプルのグループを処理し、量子化されていない所望シンボルの前記決定された現在の組を、対応する量子化されたシンボルを得るために量子化する、以上を含む前記方法。

10

## 【請求項 2】

請求項 1 記載の方法において、現在受信された信号サンプルのグループの処理が更に、多重経路伝搬を特徴付けるチャンネル係数の組を決定することを含む、前記方法。

## 【請求項 3】

請求項 2 記載の方法において、現在受信された信号サンプルのグループの処理が更に、前記チャンネル係数に基づくフィルタを用いて、前記受信信号サンプルをフィルタ処理することを含む、前記方法。

## 【請求項 4】

請求項 3 記載の方法において、前記フィルタが時間反転共役チャンネル・フィルタを含む、前記方法。

20

## 【請求項 5】

請求項 1 記載の方法において、量子化されていない所望シンボルの前記現在の組が、唯一つの所望シンボルのみを含む、前記方法。

## 【請求項 6】

請求項 5 記載の方法において、現在受信された信号サンプルのグループの処理が、連続して受信された信号サンプルの対を、前記現在非量子化シンボルを得るために第 1 の合成手法で合成し、サンプルの同一対を前記干渉波形の値を得るために第 2 の合成手法で合成することを含む、前記方法。

## 【請求項 7】

請求項 6 記載の方法において、前記第 1 および第 2 の合成手法が、直交合成手法である、前記方法。

30

## 【請求項 8】

請求項 6 記載の方法において、記第 1 および第 2 の合成手法が、前記受信信号サンプル対と複素拡散符号値対の共役値とを乗算することを含む、前記方法。

## 【請求項 9】

請求項 2 記載の方法において、前記チャンネル係数が前記受信信号サンプルと前記データ・シンボルの既知の 1 つと相関を取ることにより決定される、前記方法。

## 【請求項 10】

請求項 9 記載の方法において、前記既知のシンボルが送信機および受信機の両側で既知である、前記方法。

40

## 【請求項 11】

請求項 9 記載の方法において、前記既知のシンボルが先行して復号されたシンボルを含む、前記方法。

## 【請求項 12】

請求項 11 記載の方法において、前記既知のシンボルが先行して復号されたシンボルを含み、誤り訂正復号器を使用する、前記方法。

## 【請求項 13】

請求項 1 記載の方法が更に：

未だ復号されていない前記量子化された所望シンボルの組を仮定し、

前記未だ復号されていない所望シンボルが原因の干渉を、前記信号サンプルから減算し、

50

ピタビ最尤シーケンス推定器を用いて、量子化されていないシンボルと量子化されたシンボルの間の量子化された誤差の最小測度を有する、仮定量子化データ・シンボルのシーケンスを決定する、以上を含む前記方法。

【請求項 14】

直交順序数分割マルチプレクスされたシンボルを、多重経路チャンネルを通して受信された信号サンプルから復号するための方法であって：

受信信号サンプルを多重経路チャンネル係数に基づくフィルタを用いてフィルタ処理し、フィルタ処理された信号サンプルをN個の信号サンプルのベクトルにグループ分けし、多重経路チャンネル係数と前記直交順序数分割マルチプレクスされたシンボル用に使用された直交符号の組とに基づいて、第1および第2の $N \times N$ 複素行列を計算し、

10

先行して復号され量子化されたシンボルの組と前記第2行列とを乗算し、それを前記第1行列とN個のフィルタ処理された信号サンプルの現在グループとの積と合成し、量子化されていない復号されたシンボルの現在の組を得、

量子化されていないシンボルの前記現在の組を量子化して、現在の復号され量子化されたシンボルの組を得る、以上を含む前記方法。

【請求項 15】

請求項14記載の方法において、前記先行して復号され量子化されたシンボルの組が更に、復号の信頼性を改善するために誤り訂正復号器を用いて処理される、前記方法。

【請求項 16】

請求項15記載の方法において、前記先行して復号され量子化されたシンボルの組が、誤り訂正復号器を用いて量子化されていないシンボルの対応する組を処理した結果である、前記方法。

20

【請求項 17】

直交順序数分割マルチプレクスされたシンボルを、多重経路チャンネルを通して受信された信号サンプルから復号するための方法であって：

受信信号サンプルを多重経路チャンネル係数に基づく事前フィルタを用いて事前フィルタ処理し、

事前フィルタ処理された信号サンプルをN個の信号サンプルのベクトルにグループ分けし、

多重経路チャンネル係数と前記直交順序数分割マルチプレクスされたシンボル用に使用された直交符号の組とに基づいて、少なくとも第1および第2行列を含む一連の $N \times N$ 複素行列を計算し、

30

前記N個のサンプル・ベクトルの現在の1つと、前記少なくとも第1または第2行列の1つに対応する行列とを乗算し、時間的に後で受信されたサンプル・ベクトルと後続の前記行列の1つとを乗算し、それらの積を合成し、更に先行して復号され量子化されたシンボルの組と前記最後の行列との積と合成し、量子化されていない復号されたシンボルの現在の組を得、

量子化されていないシンボルの前記現在の組を量子化して、現在の復号され量子化されたシンボルの組を得る、以上を含む前記方法。

【請求項 18】

40

請求項17記載の方法において、前記先行して復号され量子化されたシンボルの組が更に、復号の信頼性を改善するために誤り訂正復号器を用いて処理される、前記方法。

【請求項 19】

請求項18記載の方法において、前記先行して復号され量子化されたシンボルの組が、誤り訂正復号器を用いて量子化されていないシンボルの対応する組を処理した結果である、前記方法。

【請求項 20】

連続的に遅くなるデータ速度の重畳信号を復号するための方法であって：

最も早いデータ速度の信号を最初に復号し、より遅いデータ速度の全ての信号の和に相当する残留波形を生成し、

50

その次に遅いデータ速度の信号を前記残留波形を再処理することにより復号し、その次に遅いデータ速度の信号よりも遅いデータ速度の全ての残留信号の和に相当する残留波形を生成し、

次に遅いデータ速度の信号を前記残留波形を再処理することにより復号し、その次に遅いデータ速度の信号よりも遅いデータ速度の全ての残留信号の和に相当する残留波形を生成することを、全ての所望の信号が復号されるまで繰り返す、以上を含む、前記方法。

【請求項 2 1】

請求項 2 0 記載の方法において、最も早いデータ速度の信号の復号が、より低いデータ速度の信号からの干渉を補償することを含む、前記方法。

【請求項 2 2】

請求項 2 0 記載の方法において、信号の復号が多重経路伝搬によるシンボル相互間干渉に対する補償を含む、前記方法。

【請求項 2 3】

その中のいくつかのシンボルは既知である、相互直交拡散符号で変調された重畳データ・シンボルを復号するための方法であって、  
信号サンプルのブロックを多重経路伝搬の影響を受けるチャンネルを通して受信し、ブロック内の信号サンプル数は前記直交拡散符号の長さに等しく、  
前記信号サンプルから、先行して復号されたシンボルで、前記既知のシンボルに関連するシンボル相互間干渉 (ISI) を減算し、ISI 補償された信号サンプルの対応するブロックを生成し、

前記 ISI 補償されたサンプル・ブロックを処理し、残りの未知のデータ・シンボルに対する最小二乗解で、各々がシンボルのアルファベットの中で最小二乗量子化誤差の最も近いシンボルに量子化されている、最小二乗解を得る、以上を含む前記方法。

【請求項 2 4】

請求項 2 3 記載の方法において、前記減算されたシンボル相互間干渉が、前記多重経路伝搬を記述するチャンネル係数に基づいている、前記方法。

【請求項 2 5】

請求項 2 4 記載の方法において、前記チャンネル係数が前記受信信号サンプルと前記既知のシンボルとの相関を取って推定される、前記方法。

【請求項 2 6】

受信信号サンプルから量子化されたまた量子化されていない所望のデータ・シンボルを復号するための受信機であって：

量子化されていない所望データ・シンボルの対応する現在の組と、その他の所望しないデータ・シンボルの合計を表す干渉波形とを、量子化された所望シンボルの先行して復号された組の量と先行して決定された干渉波形とを減算することにより決定するように、現在受信された信号サンプルのグループを処理するように適合された制御装置と、  
量子化されていない所望シンボルの前記決定された現在の組を、対応する量子化されたシンボルを得るために量子化するように適合された量子化器、とを含む前記受信機。

【請求項 2 7】

請求項 2 6 記載の受信機が更に、多重経路伝搬を特徴付けるチャンネル係数の組を決定するためのチャンネル推定器を含む、前記受信機。

【請求項 2 8】

請求項 2 7 記載の受信機が更に、前記チャンネル係数に基づき前記受信信号サンプルをフィルタ処理するためのフィルタを含む、前記受信機。

【請求項 2 9】

請求項 2 8 記載の受信機において、前記フィルタが時間反転共役チャンネル・フィルタを含む、前記受信機。

【請求項 3 0】

請求項 2 6 記載の受信機において、量子化されていない所望シンボルの前記現在の組が、唯一つの所望シンボルのみを含む、前記受信機。

10

20

30

40

50

## 【請求項 3 1】

請求項 3 0 記載の受信機において、前記制御装置が連続して受信された信号サンプルの対を、前記現在非量子化シンボルを得るために第 1 の合成手法で合成し、サンプルの同一対を前記干渉波形の値を得るために第 2 の合成手法で合成することを含む、前記受信機。

## 【請求項 3 2】

請求項 3 1 記載の受信機において、前記第 1 および第 2 の合成手法が、直交合成手法である、前記受信機。

## 【請求項 3 3】

請求項 3 1 記載の受信機において、前記第 1 および第 2 の合成手法が、前記受信信号サンプル対と複素拡散符号値対の共役値とを乗算することを含む、前記受信機。

10

## 【請求項 3 4】

請求項 2 7 記載の受信機において、前記チャンネル推定器が前記チャンネル係数を前記受信信号サンプルと前記データ・シンボルの既知の 1 つと相関を取ることにより決定する、前記受信機。

## 【請求項 3 5】

請求項 3 4 記載の受信機において、前記既知のシンボルが先行して復号されたシンボルを含む、前記受信機。

## 【請求項 3 6】

移動通信システム内で使用される移動端末であって、その中のいくつかのシンボルは既知である、相互直交拡散符号で変調された重畳データ・シンボルを復号するための、前記移動端末であって、

20

信号サンプルのブロックを多重経路伝搬の影響を受けるチャンネルを通して受信する受信機で、ブロック内の信号サンプル数は前記直交拡散符号の長さに等しい、受信機と、前記信号サンプルから、先行して復号されたシンボルと、前記既知のシンボルとに関連するシンボル相互間干渉 (ISI) を減算し、ISI 補償された信号サンプルの対応するブロックを生成する制御装置と、前記 ISI 補償されたサンプル・ブロックを処理し、残りの未知のデータ・シンボルに対する最小二乗解で、各々がシンボルのアルファベットの中で最小二乗量子化誤差の最も近いシンボルに量子化されている、最小二乗解を得るための量子化器、とを含む前記移動端末。

30

## 【請求項 3 7】

請求項 3 6 記載の移動端末において、前記減算されたシンボル相互間干渉が、前記多重経路伝搬を記述するチャンネル係数に基づいている、前記移動端末。

## 【請求項 3 8】

請求項 3 7 記載の移動端末において、前記チャンネル係数が前記受信信号サンプルと前記既知のシンボルとの相関を取って推定される、前記移動端末。

## 【請求項 3 9】

移動通信システム内で使用される基地局であって、その中のいくつかのシンボルは既知である、相互直交拡散符号で変調された重畳データ・シンボルを復号するための、前記基地局であって、

40

信号サンプルのブロックを多重経路伝搬の影響を受けるチャンネルを通して受信する受信機で、ブロック内の信号サンプル数は前記直交拡散符号の長さに等しい、受信機と、前記信号サンプルから、先行して復号されたシンボルと、前記既知のシンボルとに関連するシンボル相互間干渉 (ISI) を減算し、ISI 補償された信号サンプルの対応するブロックを生成する制御装置と、前記 ISI 補償されたサンプル・ブロックを処理し、残りの未知のデータ・シンボルに対する最小二乗解で、各々がシンボルのアルファベットの中で最小二乗量子化誤差の最も近いシンボルに量子化されている、最小二乗解を得るための量子化器、とを含む前記基地局。

## 【請求項 4 0】

50

請求項 3 9 記載の移動端末において、前記減算されたシンボル相互間干渉が、前記多重経路伝搬を記述するチャンネル係数に基づいている、前記基地局。

【請求項 4 1】

請求項 4 0 記載の移動端末において、前記チャンネル係数が前記受信信号サンプルと前記既知のシンボルとの相関を取って推定される、前記基地局。

【請求項 4 2】

所望の信号と所望していない干渉信号の送信間の干渉を軽減するための移動通信システムであって：

量子化されていない所望データ・シンボルの対応する現在の組と、その他の所望しないデータ・シンボルの合計を表す干渉波形とを、量子化された所望シンボルの先行して復号された組の量と先行して決定された干渉波形とを減算することにより決定するように、現在受信された信号サンプルのグループを処理するように適合された制御装置を含む受信機と

10

、量子化されていない所望シンボルの前記決定された現在の組を、対応する量子化されたシンボルを得るために量子化するように適合された量子化器、とを含む前記移動通信システム。

【請求項 4 3】

請求項 4 2 記載の移動通信システムにおいて、前記受信機が更に多重経路伝搬を特徴付けるチャンネル係数の組を決定するためのチャンネル推定器を含む、前記移動通信システム。

20

【請求項 4 4】

請求項 4 3 記載の移動通信システムにおいて前記受信機が更に、前記チャンネル係数に基づき前記受信信号サンプルをフィルタ処理するためのフィルタを含む、前記移動通信システム。

【請求項 4 5】

請求項 4 4 記載の移動通信システムにおいて、前記フィルタが時間反転共役チャンネル・フィルタを含む、前記移動通信システム。

【請求項 4 6】

請求項 4 2 記載の移動通信システムにおいて、量子化されていない所望シンボルの前記現在の組が、唯一つの所望シンボルのみを含む、前記移動通信システム。

30

【請求項 4 7】

請求項 4 6 記載の移動通信システムにおいて、前記制御装置が連続して受信された信号サンプルの対を、前記現在非量子化シンボルを得るために第 1 の合成手法で合成し、サンプルの同一対を前記干渉波形の値を得るために第 2 の合成手法で合成することを含む、前記移動通信システム。

【請求項 4 8】

請求項 4 5 記載の移動通信システムにおいて、前記チャンネル推定器が前記チャンネル係数を、前記受信信号サンプルと前記データ・シンボルの既知の 1 つと相関を取ることにより決定する、前記移動通信システム。

【請求項 4 9】

請求項 4 8 記載の移動通信システムにおいて、前記既知のシンボルが先行して復号されたシンボルを含む、前記移動通信システム。

40

【請求項 5 0】

請求項 4 2 記載の移動通信システムにおいて、前記受信機が移動端末受信機を含む、前記移動通信システム。

【請求項 5 1】

請求項 4 2 記載の移動通信システムにおいて、前記受信機が基地局受信機を含む、前記移動通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

50

本発明はそれぞれ当出願人による米国特許出願第09/082,722号、1998年5月21日出願；米国特許出願第08/989,392号、1997年7月22日出願；および米国特許出願第09/340,907号、1999年6月28日出願に部分的に継続するものであり、これらは本出願の親出願であって、全体として本出願の一部を形成するものである。

#### 【0002】

(発明の背景)

本発明は受信信号の復号に係わり、更に詳細には受信信号サンプルから量子化された、または量子化されていない所望のデータ・シンボルを復号することに関する。

IS95として知られている、符号分割多重接続(CDMA)移動体通信システムは、1つの基地局からその対象領域内の複数の異なる移動端末に、異なる64ビット直交符号を用いて送信する(ダウンリンク)。各々のその様な符号は同一長(64ビット)で、音声またはほぼ同一データ速度のデータ・トラフィックを搬送する。このシステムでは可変速度直交符号は使用されていない。

#### 【0003】

3G(第三代)として知られる広帯域CDMAシステムの規格化が、ヨーロッパ電気通信規格研究所(ETSI)と日本のNTTDocomoとの間で進められていて、可変速度直交符号の仕様を決めており、その中で高ビット速度の信号が短い直交符号を使用してデータ・シンボル送信周波数を増加させる一方で、より長い直交符号とより低いデータ・シンボル送信を用いた低ビット速度に対する直交性を保っている。現在仕様が決まっている最も短い直交符号は4チップ長で、最も長いものは256チップ長である。

#### 【0004】

また、IS95の中で、移動端末から基地局への送信は同一移動端末からの異なるデータ・シンボル・グループを符号化するために直交符号を使用するが、異なる移動端末間の識別をするためには直交符号を使用していない。異なる移動端末送信(アップリンク)は異なる非直交、疑似ランダム符号を用いて識別される。

#### 【0005】

出願人に付与された、米国特許第5,151,919号、名称「CDMA減算復調」および、第5,218,619号、これもまた名称「CDMA減算復調」は、上記のIS95アップリンクの方式で直交符号を使用するCDMAシステムを記載しており、この中で異なる信号は連続的に復号されて最強のものから最弱なものへ減算され、最強信号の最弱信号に対する干渉を除去しようとしている。'919号および'619号特許は此処に挙げることで参照されている。

#### 【0006】

米国特許第5,572,552号、名称「ダウンリンクCDMA信号の復調方法並びにシステム」、デント(Dent)並びにボトムレイ(Bottomley)に付与、はセルラ基地局から送信されたCDMA信号を移動端末で受信するための最適受信機を記述しており、これは自己(own-base)干渉が支配的な場合に非直交多重経路放射を多重経路等化器(equalizer)内で減算するものである。この様な「チャンネル反転」等化器はその他(other-base)干渉または熱雑音が存在する場合は最適でないことが開示されており、ハイブリッド等化器手法が記述されており、これは従来型RAKE等化器手法とチャンネル反転等化器手法の中間に位置している。'552号特許は此処に挙げることで参照されている。

#### 【0007】

当出願人に対する、米国特許出願第09/082,722号、1998年5月21日出願、名称「部分ブロック・インタリーブCDMA符号化および復号」では、直交符号化されたCDMA信号を送信および受信するための方法が記述されており、信号は多重経路条件下でもほとんどの送信されたデータ・シンボルに対してその直交性を維持している。上記の出願は此処に挙げることで参照されている。

#### 【0008】

米国特許出願第08/989,392号、名称「多重経路環境に対する直交ブロック拡散符号」では、更に別の方法が記載されており、相互直交性を保持していない残留シンボル上への多ユーザ干渉をブロック・インタリーブ手法で補償するものである。この出願は此処に挙げることで参照されている。

【0009】

また米国特許出願第09/340,907号、1999年7月28日出願、名称「多重搬送波直交符号」では、複数の周波数チャンネルに対して直交符号化されているCDMA信号を送信および受信するためのいくつかの方法が開示されている。この出願は此処に挙げることで参照されている。

【0010】

この出願は更に親出願に記載されている直交信号復号方法を、ブロック直交符号が使用されていない時でも多重経路伝搬を補償するように拡張している。

【0011】

(発明の概要)

可変長直交符号を用いた符号分割多元接続システムであって、異なる内在情報速度を有する異なる受信機への送信間の干渉を低減するために、全信号を加算して受信機に送信し、受信信号を処理して最高ビット速度の信号を残りの信号から分離することにより、より低速ビット速度信号から最高ビット速度信号への干渉をほとんど除去している。受信機は最高ビット速度信号を減算した後残留信号への処理を継続して、低速ビット速度信号の少なくとも1つを復号することにより、最高ビット速度信号から低速ビット信号への干渉をほぼ除去することも可能である。

【0012】

(発明の詳細な説明)

図1は直交CDMA符号を採用している無線基地局から送信された信号例を図示する。この例に於いて、短(2チップ)繰り返し符号「x, y」、此処でxおよびyは拡散符号値、採用している単一、高電力、高データ速度信号が、その他の常に一对の拡散符号値「x, -y」を連続して含むより長い符号を採用している複数の直交信号の送信と重なり合っている。例えば、xおよびyは拡散符号「11」を与えるバイナリ値1であり、xおよび-yはブール代数表記で「10」である。複素数値「1, j」および「1, -j」は直交チップ対のその他の例である。

【0013】

本発明の1つの実施例が例として示されており、此処で高ビット速度信号は拡散符号「11」を連続して送信されるシンボルに対して使用している一方で、低ビット速度信号は例えば10010110の様な符号、すなわち高ビット速度信号のチップ対「11」に対応する全てのチップ対の中で、常にゼロが1と対をなしている符号を使用している。

【0014】

所望のシンボルは $S_0, S_1, S_2, \dots$ であり、拡散符号11で送信される、すなわち $S_0 S_0 S_1 S_1 S_2 S_2 S_3 S_3$ 等のように送信されると仮定する。他の全ての信号は互いにそれに続いて拡散符号10または01ビット対を有する。各対の第1チップ上でレベルa, b, c, ...を備えた他の信号を $a + b - c - d$ 等と結合する場合、各対の第2チップ上ではそれらは $-(a + c - c - d)$ とならなくてはならない、すなわちその他の全ての信号を加算することによる干渉波形値は、

$$W_0 - W_0 \quad W_1 - W_1 \quad W_2 - W_2 \quad W_3 - W_3 \quad \dots \text{ etc}$$

となる。

従って全送信信号波形サンプルは次のように書ける：

$$S_0 + W_0 \quad S_0 - W_0 \quad S_1 + W_1 \quad S_1 - W_1 \quad S_2 + W_2 \quad S_2 - W_2 \quad \dots \text{ ETC}$$

10

20

30

40

50

これらは、最短経路即ち最も早い到着時刻の複素数 C 0 で記述された強度および位相を具備する電波、および複素数 C 1 , C 2 等で記述された強度および位相の、1チップまたは2チップの連続した遅延を具備するその他の多重電波即ちエコーを含むいくつかのマルチパスチャンネルを通して受信される。

【 0 0 1 5 】

他の全ての処理の前に受信機内にフィルタを用意することが可能であり、これは早い経路即ちその様な事前フィルタを適用した後の「タップ」がほとんどのエネルギーを含むことを保証する効果があり、係数 C 0 , C 1 , C 2 . . . は受信事前フィルタ、同様に多重経路伝搬チャンネルおよび採用されている全てのフィルタの効果を含むようになる。より早い経路は最新シンボルを通信し、遅い経路は先行シンボルのエコーである。

10

【 0 0 1 6 】

従って、受信された信号サンプル値 Z 0 , Z 1 , Z 2 . . . は次のように記述される：

$$C_0(S_0+W_0) + C_1(S_{-1} - W_{-1}) + \text{先行シンボル} \dots\dots = Z_0$$

$$C_0(S_0-W_0) + C_1(S_0+W_0) + \text{先行シンボル} \dots\dots = Z_1$$

S<sub>-1</sub> の様な早いシンボル、および干渉波形値 W<sub>-1</sub> は先の反復処理の中で互いに分離されていると仮定すると、次に必要なことは S<sub>0</sub> を W<sub>0</sub> から分離することである。従って S および W の先行値を含む項は両方の側から減算することが出来て、結果として修正変更された値 Z<sub>0'</sub> , Z<sub>1'</sub> が R H S 上に残り、2行2列の行列方程式を与える：

20

$$\begin{matrix}
 C_0 & C_0 & S_0 & Z_0' \\
 & & x & = \\
 C_1+C_0 & C_1-C_0 & W_0 & Z_1'
 \end{matrix}$$

この様な方程式は行列のディターミナント ( d e t e r m i n a n t ) がゼロに近づかない限り解くことができ、上記の係数行列のディターミナントは明らかに次の行列のディターミナントと同じである、

30

$$\begin{matrix}
 C_0 & C_0 \\
 C_0 & -C_0
 \end{matrix}$$

これは - 2 C 0 <sup>2</sup> でありゼロまたは不良条件 ( i l l c o n d i t i o n ) では無く、それは C 0 が出来るだけ大きくなるように事前フィルタを選ぶからである。

【 0 0 1 7 】

40

従って方程式は S 0 および W 0 に対して解くことが出来て、

$$S_0 = (Z_0'+Z_1')/2C_0 - C_1.Z_0'/2C_0^2$$

$$W_0 = (Z_0'-Z_1')/2C_0 + C_1.Z_0'/2C_0^2$$

が得られ、S 1 および W 1 を次の2つの信号サンプルから分離する際に、S 0 をアルファベットの内の最も近いシンボルに量子化した後、これら値を正方向送りすることができる。

【 0 0 1 8 】

50

将来シンボルを復号する際に、先に復号されシンボルを正方向送りしてシンボル相互間干渉 (ISI: intersymbol interference) を相殺する1つの知られている方法は、決定フィードバック等価 (Decision Feedback Equalization) またはDFEと呼ばれている。従来技術によるDFEは所望のシンボル・ストリームのシンボル間の干渉のみを対象とし、所望していない信号からの干渉は考慮していなかった。更に、従来技術による純粋なDFEでは、正方向送りされた全てのシンボルはシンボル・アルファベット内の最も近い正当な値に量子化または「決定」された。しかしながら上記の構成では、正方向送りされた値は1つの所望のシンボルから次のものに対するISI相殺を表す $S_0$ の様な量子化された値と、その他の所望していない全ての信号の合算を表す $W_0$ の様な量子化されていない値とを混合したものを含むことが分かる。

#### 【0019】

同じ基地局送信機から放散されるその他全ての干渉は、上記の方法を実施する際に、所望の信号が多重経路伝搬に対して量子化されるのと同時に一回で減算される。

#### 【0020】

DFE法では、データ・シンボルの値を決定するのに主として寄与する多重経路電波は、係数 $C_0$ を具備した電波であり、一方係数 $C_1, C_2, \dots$ を具備した電波は所望でない干渉として扱われ減算される。

#### 【0021】

これに代わるビタビ最尤シーケンス推定器 (MLSE: Maximum Likelihood Sequence Estimator) では、全ての電波がデータ・シンボルの値を有用な手がかりを与えるものと見なされている。MLSEの1つの説明は、現在シンボルに対する全ての考えられる復号が、 $S_0$ の量子化されていない値と各々の量子化された値との間のエラーを示す各々の距離と共に保持されていると言える。従って次のシンボルは、順に正方向送りされた保持されている仮定値の各々に対して1度復号され、次のシンボルに対して複数の復号値を得る。従って、 $S_1$ の特定値を与える次のシンボル $S_1$ に対する全ての可能性のある復号値の、最も小さな累積距離を有するものが、それを得るために正方向送りされた $S_0$ の値と共に保持される。これが $S_1$ の各特定値に対して繰り返される時、可能性が有るとして保持された $S_1$ 値の全ての組が各々、累積距離と正方向送りされたシンボルの関連する履歴と共に得られる。またMLSEを用いて「将来」シンボル、例えば $S_1$ を復号中の $S_2$ 、を正方向送りされた $S_0$ の全ての値を同様に保持しながら推定することも可能である。従って、 $C_0$ が最も早い重要な電波では無いチャンネルを通過した信号を復号する事も可能であり、そこでは「将来」シンボルに乗算される係数 $C_{-1}$ を具備した更に早い電波が存在する。別に復号するために2つのシンボルを仮定する場合、最新の2つのシンボルの全ての組み合わせに対応する保持されている結果の数、従って距離の数もまた多くなる。仮定されたシンボルおよびそれらの関連する経路履歴と累積距離の集積がビタビ「状態」を形成する。ビタビMLSEアルゴリズムは、 $C_0$ を最大チャンネル係数とする良好な事前フィルタを見つけることが出来ず、将来シンボル仮定を取り扱う状態の集積が多数にならない限りは有用である。MLSEアルゴリズムが本発明と共に使用される場合、各状態に関連する決定されたシンボル $S_0, S_1, S_2, \dots$ の保存された経路履歴だけではなく、量子化されていない値 $W_0, W_1, W_2, \dots$ 等の保存された履歴も存在する。

#### 【0022】

従って上記のDFEまたはビタビ干渉相殺復号器が、高ビット速度シンボル・ストリーム $S_0, S_1, S_2, \dots$ 等を復号するように運転されているとき、その他の全ての信号の和を表す、量子化されていない値 $W_0, W_1, W_2, \dots$ 等のストリームもまた分離されて、多重経路歪みに対して補償されるはずである。これらの量子化されていない値を保存し、そこに含まれるその他の全ての信号を復号するように処理すること、例えばその直交符号の残り (これは既に2の第1因子で既に逆拡散されている) を用いて信号を逆拡散することが可能であり、ここでは多重経路が補償されているので、他の信号は完全に直交して

いることが分かるであろう。しかしながら他の信号への多重経路が、上記の方法でどの様に補償されたかを調べると、先に取り込んだ'552号特許の中で言及されている「逆チャンネル」を使用することと等価であることが分かるが、これはその他の送信機干渉が深刻な場合には最適フィルタではない。しかしながら、保存されているサンプル $W_0, W_1, W_2, \dots$ に、必要であれば「逆チャンネル」の逆処理を行うことが可能であり、従って異なるフィルタまたは実際に上記の処理の再適用を繰り返して、その他の信号から次の最も低い拡散係数信号を復号し、これを先に進めることが可能である。従って本発明の1つの実施形態として、連続した復号および順に低いビット速度信号の減算を含むことが可能であるが、この方法による復号の順序は信号レベルの降順よりもビット速度の降順であり、これは先に示した参照特許の通りである。

10

**【0023】**

図2は最高ビット速度CDMA信号を復号する一方で、非直交多重経路干渉を補償する受信機10を図示する。受信機10は複数の基地局および移動端末を含む移動通信システムで使用されるのに適している。特に、受信機10は移動通信システム内で使用される移動端末または基地局のいずれかを表している。

**【0024】**

本発明は此处では移動端末として説明する。此处で用いられているように、「移動端末」という用語はマルチライン表示器を具備または具備していない移動通信無線電話機；データ処理、ファクシミリおよびデータ通信機能を備えた移動通信無線電話機と組み合わされた個人通信システム（PCS：Personal Communication System）；無線電話機、ポケットベル、インターネット/イントラネット接続、ウェブ・ブラウザ、オーガナイザ、カレンダーそして/または全地球測位システム（GPS）受信機を含むことの可能なPDA；および、従来型ラップトップそして/またはパームトップ受信機または無線電話機トランシーバを含むその他の電気製品、を含む。移動端末はまた「汎用コンピューティング」装置とも呼ばれる。

20

**【0025】**

受信機10はアンテナ12を含み、これは無線信号を受信し、無線信号はブロック14でフィルタ処理および増幅されて所望の周波数チャンネルを選択する。選択された信号はA/D変換器16の中でデジタル・サンプルを表すようにアナログ/デジタル変換されるが、A/D変換器は任意の従来型または既知の方法に基づき動作可能である。デジタル・サンプルは初期チャンネル推定器18内で処理され、上記のチャンネル係数 $C_0, C_1, \dots$ 等を含む初期チャンネル推定値が決定される。初期チャンネル推定値と呼ばれるのはその後、事前フィルタが事前フィルタ計算ブロック20内で計算された際に修正変更されるからであり、また初期チャンネル推定値に基づく値、これは通常送信機により信号の中に挿入された既知のシンボルのみを用いて作られる、が未知のシンボルをそれが復号された後に既知のシンボルとして、それを用いて後ほど精製出来るからでもあり、この処理過程はチャンネル・トラッキングとして知られている。

30

**【0026】**

初期チャンネル推定値は、事前フィルタ計算ブロック20の中で事前フィルタ22の係数を決定するために使用されるが、この事前フィルタ22を通してA/D変換器16からのデジタル信号サンプルが通過され、これは初期チャンネルを修正変更されたチャンネルに変更するためであり、修正変更されたチャンネル内では所望する信号エネルギーのほとんどが最も早い電波の中に表れ、それより早い電波の中には所望する信号エネルギーの最小量が表れる、すなわち「将来」シンボルへの依存が最小で、「過去」シンボルのみで依存する。信号が事前フィルタ22でフィルタ処理された後、新たなチャンネル推定値もまた事前フィルタ計算ブロック20の中で計算され、事前フィルタ処理された信号サンプルと共に減算ブロック24に通される。A/D変換器16がシンボル当たり1つ以上のサンプルを過剰にサンプリングする場合、事前フィルタ処理はシンボル当たり1サンプルを事前フィルタ出力として選択または計算することを含み、選択または計算された出力は最も早い電波の中に最大エネルギーを含むという先に述べた特性を有する、すなわち修正変更

40

50

されたチャンネル係数  $C_0$  は  $C_1$  ,  $C_2$  等よりも好適に大きく、係数  $C_{i-1}$  およびそれより早いものは好適により小さい。

【0027】

減算ブロック24において、上記の式を用いて先に決定されたシンボル  $S_i$  と先に決定された干渉波形値  $W_i$  の影響が減算される。量子化ブロック26の中で、先行シンボルの影響および今減算された干渉を具備する信号が量子化されたシンボル  $S(i+1)$  と新たな波形点  $W(i+1)$  に分離される。量子化されていないシンボル値  $S$  および  $W$  に対する2つの連立方程式の上記解として得られた  $W(i+1)$  の値は、 $S(i+1)$  の量子化された値を先の式に代入して、 $W(i+1)$  の新たな値を得るように修正変更する事も可能であり、これはどのシンボル値  $S(i+1)$  が量子化されたかに依存する。ビタビ(MLS E)アルゴリズムを用いて複数の可能性のある  $S(i+1)$  の量子化を保存する場合、それに対応する複数の  $W(i+1)$  の値が存在するはずである。これらの複数の  $W$  値は、 $S$  の量子化された値を2つの式に代入して、それらを単一の残留未知  $W$  に関して最小二乗法で解くことにより得られるであろう。

【0028】

決定された  $S(i+1)$  および  $W(i+1)$  の値は、次に遅延ブロック28を經由して減算ブロック24にフィードバック(決定フィードバック)され、次に復号される2つの信号サンプル上へのそれらの影響が引き算され、ストリーム  $S_i$  ,  $S(i+1)$  が出力される。 $S$  の量子化されていない値は代わりに「軟情報」として誤り訂正復号器に、例えば従来型復号器のように出力される。シンボル  $S$  が二値(BPSK)ビット対または四値(QPSK)ビット対の場合、誤り訂正復号器で要求されるビット最尤値に対する軟出力値は取るに足らないものである。例えば16QAM(直角増幅変調)または8-PSK(位相シフト・キー)の様なより高次の極配置(constellation)が使用される場合、これらのM配列シンボル軟値はビット単位の軟情報に変換されなければならないはずであるが、これはしかしながら米国特許出願第 . . . . . 号、2000年2月8日出願、名称「整合フィルタ・サンプルとハード・シンボル決定との組み合わせによるシンボル復号方法並びに装置」に基づき実施することが可能であり、これは此処に挙げることで参照されている。1つ以上の先行復号されたシンボル値および干渉波形が次の2つの信号サンプルに影響する場合、シンボルおよび波形値は、遅延電波  $C_1$  ,  $C_2$  ,  $C_3$  等のチャンネル係数を含むFIRフィルタを通して通過され、減算されるべき値を決定し、先の式で単に「+先行シンボル」と表記されているそれらの寄与分と共に集積される。

【0029】

ビタビMLSEアルゴリズムが使用される場合は、この様なFIRフィルタ処理および干渉減算は「状態毎」に、各々の状態に関連したシンボルおよび干渉波形履歴を用いて実施されるが、これもまた「生き残り毎処理」として知られている。

【0030】

上記の説明は理解を助けるために、高速ビット速度信号のみが2チップ拡散符号を使用する一方で、その他の信号はより長い直交符号を用いていると考えることで簡略化されていた。もしも他の信号もまた直交2チップ符号を使用する場合は、唯2つの2チップ直交符号しか存在しないので、他の1つの干渉信号のみが存在するはずである。従ってこの方法は両方の信号を同時に復調するような結合復調方法に好適に変換されて、 $S$  および  $W$  値の両方を量子化し、量子化された  $W$  値は従って他の信号のシンボルを表すことになる。2つの重畳信号の結合復調は従来技術で、多重重畳信号のけち号復調として知られている。しかしながら本発明が異なるのは、多重干渉信号の和のみが波形サンプル  $W$  として決定される必要がある点であり、個々のシンボルでは無い点である。従って本発明を干渉相殺用を実施する場合は、複雑さがかなり軽減できる。

【0031】

しかしながら本発明は、高速ビット速度信号が2ビットより長い1つまたは複数の直交符号を用いるケースを含むように拡張できる。例えば、所望する信号が4チップ符号1010を繰り返し使用し、一方その他の信号が1111, 1100および1001のグループ

10

20

30

40

50

で構成された符号を使用しても構わない。所望する信号がまた、上記4つの符号の1つを用いたシンボル・ストリームに加えて、それらの符号の別の符号を用いたシンボル・ストリームを含み、それらの両方が互いにまた他の干渉から分離されているとしても構わない。しかしながら、本発明のこの拡張を説明する前に、もう一つの一般化について触れる。2チップ拡散符号11(繰り返し)を用いた高ビット速度信号は周波数チャンネルの中心部に大部分限定されたスペクトルを持ち、一方繰り返し10または01対で構成された符号を用いたその他の信号はそのチャンネルの外側部分に大部分限定されたスペクトルを有する、またはその逆、ように見なすことが出来るはずである。これに代わって、直交(1, -j)に対抗して、複素2チップ拡散符号(1, j)を用いた信号は、周波数チャンネルの下側部分に対抗して上側に限定して見られるであろう。特定信号がスペクトルのある部分のみに制限されるのを回避するために、周波数分割多重アクセス(FDMA)に類似して、複数信号への符号の割り当てをシンボル毎に順序を入れ替えることが可能であり、これによって「スペクトル・ホッピング」が実現できて、これは各信号が全チャンネル・スペクトルを平均にカバーするようにしている。スペクトル・ホッピングは「周波数ホッピング」とは異なり、後者は単一副帯域またはチャンネル間のホッピングを含むのに対し、前者は異なるスペクトル形状間でのホッピングを含み、これは単一副帯域に限定される必要は無い。全ての信号が全スペクトルを確実にカバーするようにする別の方法は、各チップに対して複素回転の疑似ランダム・シーケンスを適用することであり、同一の回転が全ての信号に同様に適用されるがそれはそれらの相互の直交性を乱してはいけなからである。上記の様な信号を復号する際には、上記の式を解く際および先に復号された値の影響を減算する際に、それらの信号に適用された既知の位相回転が明らかにされなければならない。これは各反復で用いられたチャンネル係数と共に疑似ランダム回転を含むことで実施されるが、それは送信機に与えられた位相回転が事実上、そこを通過してシンボルが伝搬するチャンネル位相の一部となっているからである。

【0032】

従って受信信号サンプル値 Z0, Z1, Z2... は次のように書ける：

$$A1.C0(S0+W0) + A0.C1(S_{-1} - W_{-1}) + \text{先行シンボル} \dots\dots = Z0$$

$$A2.C0(S0-W0) + A1.C1(S0+W0) + \text{先行シンボル} \dots\dots = Z1$$

先と同様、SおよびWの先行値を含む項は両側から減算され、RHS上に修正変更された値 Z0', Z1' が残り、2行2列の行列方程式が得られる：

A1.C0	A1.C0	S0	Z0'
		x	=
A2.C0+A1.C1	A1.C1-A2.C0	W0	Z1'

此处で、A0, A1, A2...等は複素チップ回転のシーケンスである、すなわちAの値は強度が1で疑似ランダム位相である。

【0033】

第1式はA1\*により、また第2式はA2\*で「回転補正(derotate)」することが可能で、次式を得る：

Co	Co	So	A1*.Z0'
		x	=
Co + A2*A1.C	-Co + A2*A1.C1	W0'	A2*.Z1'

これは先の式と同一であるが、 $Z_0'$ 、 $Z_1'$  および  $C_1$  が A 係数による分だけ位相回転されたものと置き換えられている。その結果、これらの式は  $C_1$ 、 $Z_0'$  および  $Z_1'$  値の位相角を修正変更する A 値で与えられる既知の複素拡散シーケンスを用いて、先に説明したのと同じ方法で解くことが可能であり、結果として下記を得る：

$$S_o = (A_1 \cdot Z_o' + A_2 \cdot Z_1') / 2C_o - A_2 \cdot A_1 \cdot C_1 \cdot A_1 \cdot Z_o' / 2C_o^2$$

$$W_o = (A_1 \cdot Z_o' - A_2 \cdot Z_1') / 2C_o + A_2 \cdot A_1 \cdot C_1 \cdot A_1 \cdot Z_o' / 2C_o^2$$

または

$$S_o = (A_1 \cdot Z_o' + A_2 \cdot Z_1') / 2C_o - A_2 \cdot C_1 \cdot Z_o' / 2C_o^2$$

$$W_o = (A_1 \cdot Z_o' - A_2 \cdot Z_1') / 2C_o + A_2 \cdot C_1 \cdot Z_o' / 2C_o^2$$

解の第 1 項はまさに「逆拡散値」であって、これは受信信号サンプルを複素拡散シーケンスの共役と相関を取って生成されたものであり、一方第 2 項は多重経路干渉の減算を表している。事前フィルタがチャンネルを修正変更して、 $C_0$  が所望する信号エネルギーの大部分を含むように支配的なチャンネル係数であることを保証する限りは、多重経路干渉を減算することは許容される。

【0034】

全ての所望する信号エネルギーが単一チャンネル係数の中に出現することを保証する事前フィルタの 1 型式は、時間反転共役フィルタである。これはチャンネル係数が、 $C_{-2}$ 、 $C_{-1}$ 、 $C_0$ 、 $C_1$ 、 $C_2$  の時に、係数  $C_2^*$ 、 $C_1^*$ 、 $C_0$ 、 $C_{-1}^*$ 、 $C_{-2}^*$  を具備した FIR フィルタである。

【0035】

チャンネルと時間反転共役チャンネルとをコンボリューションすることにより、修正変更されたチャンネル係数が得られる：

$$C_2^* C_2$$

$$C_2^* C_{-1} + C_1^* C_{-2}$$

$$C_2^* C_0 + C_1^* C_{-1} + C_0^* C_{-2}$$

$$C_2^* C_1 + C_1^* C_0 + C_0^* C_{-1} + C_{-1}^* C_{-2}$$

$$|C_2|^2 + |C_1|^2 + |C_0|^2 + |C_{-1}| + |C_{-2}|^2$$

$$C_1^* C_2 + C_0^* C_1 + C_{-1}^* C_0 + C_{-2}^* C_{-1}$$

$$C_0^* C_2 + C_{-1}^* C_1 + C_{-2}^* C_0$$

$$C_{-1}^* C_2 + C_{-2}^* C_1$$

$$C_{-2}^* C_2$$

見て分かるように、修正変更されたチャンネルは中央の係数に対してエネミート対称性を有し、この中心係数は丁度、全ての多重経路電波の電力の合計値になっている。従って他の全ての電波の効果が単純に減算され、データが中心項のみを用いて復号される場合、性能は全信号電力が全ての電波の中に含まれるので良好となり、これは望み得る最高の性能である。

10

20

30

40

50

## 【0036】

正遅延の電波が如何にして、既に復号されたシンボルおよび干渉波形値を用いて減算できるかは既に説明した。しかしながら、上記のエルミート対称チャンネルは、主電波に対して負遅延の電波を有し、これは更に復号されていないシンボルに対してその効果を減算することを必要とする。組み合わせ数が巨大で無い限りに於いて、将来シンボルの全ての考えられる組み合わせを仮定し、各々の仮定に対して現シンボルを復号するために、ビタビ・アルゴリズムを使用することが可能である。次のシンボルが復号された際に、先の復号値はその次のシンボルの値を作るためのものだけに切り詰められて行く。ビタビ手法で必要な状態数はバイナリ・シンボルに対しては妥当であろうが、データ・シンボルが四値、8-PSK, 16QAMまたは同様のより大きなアルファベットから構成される場合は爆発的に増加する。従ってシンボル・アルファベットが大きな場合は、これに変わる手法が必要とされる。

10

## 【0037】

図1は2:1拡散を具備した所望の信号50を図示しており、これは2つの4:1拡散信号の符号空間に加えて、拡散4:1の第1干渉信号52を消費し、4個の4:1拡散信号の内の3つの符号空間を占拠しており、4:1符号空間の残りの1/4は第2および第3の8:1拡散干渉信号54および56で占められている。

## 【0038】

しかしながらこれに代わるものとして、4:1拡散所望信号の対が考えられ、その各々は半分のデータ・シンボル速度を搬送し、これは2:1拡散信号に対する符号空間と等価な量を占める。更に別の代替方法は、16:1拡散信号であって、各々が1/8のデータシンボル速度を搬送し、他の半分の符号空間は不特定であるが直交干渉で占められているものである。この後者のケースでは、各所望のシンボルが2:1拡散例の時間間隔に対して8倍長くなっている。結果として、所望データ・シンボルの同一グループの期間中に多数含まれることになる多重遅延干渉を、1, 2, 3, 4等のチップ遅延の更に多くの遅延電波が含むことになる。これは負遅延の電波を補償するための複雑なビタビ・アルゴリズムの必要性を軽減するために利用できる。

20

## 【0039】

図3はその様な多重符号伝送の事例を図示する。図3の各四角枠はN個のNチップ直交符号の重ね合わせを表し、各々は異なるデータ・シンボルで変調されている。従って、N個の異なるシンボルは1つの四角枠の中では一定であるが、1つの四角枠の1/Nのチップ間隔を具備した直交符号のN個のチップで変調されている。N個のその様な情報のシンボルを含む1つの四角枠は、多重経路チャンネルを通して受信され、好適に先に説明したように、その中に主要電波またはチャンネル係数 $C_0$ を具備した経路が存在するように事前フィルタ処理されている。その他の遅延された電波はチャンネル係数 $C_1$ ,  $C_2$ 等を有する一方で、主電波よりも短い遅延の電波はチャンネル係数 $C_{-1}$ ,  $C_{-2}$ 等を有する。連続する四角枠の中のシンボルは、 $S_{i-1}$ ,  $S_i$ ,  $S_{i+1}$ 等とラベルを付けられた組である。1つの四角枠内のシンボルを復号するために、信号がN回サンプリングされて複素数サンプル $Z_0$ ,  $Z_1$ , ...,  $Z(N-1)$ が生成される。 $Z_0$ のサンプリング部分が太い垂直な点線で示されており、それが通過する四角枠はどの電波およびシンボルがそのサンプル値に寄与しているかを示している。見て分かるように、 $Z_0$ は現在シンボルの組 $S_i$ に主チャンネル $C_0$ を通して依存し、1, 2および3チップ先行する現在シンボルの組にチャンネル $C_{-1}$ ,  $C_{-2}$ ,  $C_{-3}$ を通して依存し、同様に1, 2または3チップ遅れた先行シンボルの組 $S_{i-1}$ にチャンネル係数 $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ の重みでそれぞれ依存している。

30

40

## 【0040】

次のサンプル $Z_1$ は現在シンボルの組 $S_i$ にチャンネル $C_1$ ,  $C_0$ ,  $C_{-1}$ , および $C_{-2}$ を通して依存し、先行シンボル $S_{i-1}$ にチャンネル係数 $C_2$ および $C_3$ を通して依存し、そして将来シンボルの組 $S_{i+1}$ にチャンネル係数 $C_{-3}$ を通して依存するはずである。連続するサンプルは過去のシンボルの組 $S_{i-1}$ には僅かしか依存せず、将来シンボ

50

ルの組  $S_{i+1}$  には大きく依存するはずである。上記の事は行列方程式で完全に表現される；

$$Z_i = A \cdot S_{i-1} + B \cdot S_i + C \cdot S_{i+1}$$

此处で  $Z_i$  は四角枠「 $i$ 」に対するサンプル・ベクトル ( $Z_0 \dots Z_{(N-1)}$ )、 $S$  値は対応するシンボルの組のベクトル、そして  $A$ 、 $B$  および  $C$  は正方行列であり、その要素は直交符号値で与えられる符号を備えたチャンネル係数の組み合わせである。この  $S_i$  に対する解を与えるように、次のように変形できる；

$$S_i = B^{-1} Z_i - B^{-1} A \cdot S_{i-1} - B^{-1} C \cdot S_{i+1}$$

10

過去シンボルの組は既に復号されているが、将来シンボルの組は未だであると仮定すると、 $S_i$  に対する推定は将来シンボルの組  $S_{i+1}$  をゼロに設定して得られる。次に  $S_i$  のシンボルがアルファベットの中で最も近い値に量子化されるが、これは  $S_{i+1} >$  が復号されたときに、正方向送りするためである。量子化されていない値は、誤り訂正復号器に送るための、ビット単位軟情報に変換される。必要に応じて、同様の推定が  $S_{i+1}$  に対して得られ、これは  $S_i$  の復号値を改善するためにフィードバック出来る。これに代わって、将来シンボルに対する同様の表現を代数的に後代入して、次の形式の  $S_i$  に対する表現を得ることが可能である；

20

$$S_i = U_0 \cdot Z_i + U_1 \cdot Z_{i+1} + U_2 \cdot Z_{i+2} \dots - V \cdot S_{i-1}$$

此处で、連続する行列  $U_1$ 、 $U_2$  は、数項後にはゼロに縮小するのが望ましい。これらの行列はチャンネル係数および直交符号が一定である限り、一定であり、この事例では事前に計算することが可能である。

#### 【0041】

直交符号がフーリエ級数の場合、図3の各四角枠はそのシンボルの組を直交周波数分割マルチプレクス (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplex) システムの異なる副搬送波を用いて送信する。しかしながら直交符号がウォルシュ符号の場合は、これはフーリエ級数を特徴づける「周波数 (frequencies)」からの類推で「順序数 (sequences)」と名付けられており、変調は直交順序数分割マルチプレクス (OSDM: Orthogonal Sequence Division Multiplex) と呼べるであろう。符号または四角枠内のチップの数が、シンボルの組  $S_i$  の対応するサイズと共に増加すると、すなわち OSDM の次数が増加すると、チャンネル遅延拡散はますます区間内の1つの四角枠の境界に限定され、四角枠内相互干渉がその四角枠の縁の有るチップのみで発生するようになる。更に、尾部のチップのみが将来シンボルの組の影響を受け、先に導かれた単一近似解を得るためには、これらの影響の合計はゼロとならなければならない。従って、近似は OSDM の次数が増すと共に改善され、例えば無線データ・ネットワークのような指定されたアプリケーションの中で、遅延拡散の期待される最大量は、近似解を適切に実行することの出来る OSDM の適切な次数となるであろう。

30

40

#### 【0042】

完全な受信機その他の特徴、例えばチャンネル・トラッキングは、既知の従来技術による方法から導かれるであろう。例えば、チャンネル係数  $C_i$  の初期推定は、送信機により送信された既知のシンボルを用いて行え、続いてデータ・シンボルの組を既知のシンボルの拡張として使用して復号した後、磨きをかけることが可能であろう。シンボルの組の1つまたは複数のシンボルを送信機から周期的に既知の値にセットして、チャンネル・トラッキングを支援することが出来る。全てのシンボルの組内の1つのシンボルを1つの既知のシンボルに等しくセットすることも可能であり、高次 OSDM では、これはチャンネル

50

容量の  $1/N$  を消費するのみである。更に、1つの四角枠内の1つまたは複数のシンボルが事前に知られている場合、未知のシンボルに対する式は次元が多くなって、最小二乗法で好適解くことが出来る。

#### 【0043】

OSDM受信機の上記の導出過程の中で、全ての直交符号が復号対象のシンボルを搬送していると仮定していた。1つの組の中のいくつかのシンボルの復号を省略し、その組の  $n$  個のシンボル、此处で  $n < N$ 、の副集合のみを復号する必要がある場合、上記の行列のサイズは  $N \times N$  から  $N \times (n+1)$  に削減され、最初の  $n$  行は復号および量子化が必要なシンボルに対応し、 $(n+1)$  行は復号を必要としない残りのシンボルの合計である干渉波形に対応し、更に次のシンボルを復号する際に遅延された ISI を減算するために正方向送りされた時に量子化されることも無い。これは本発明を紹介する際に用いた  $2 \times 2$  の場合の一般化を表し、これはその干渉相殺モードの中で、その中のいくつかは量子化され、またその中のいくつかは量子化されていない先行して復号された値の決定フィードバックを含み、これにより単一ステップの中で多重干渉の減算を実現している。

10

#### 【0044】

米国特許第 5,937,015 号、デント (Dent) 並びにボトムレイ (Bottomley) に付与、名称「重畳信号の連結復号による干渉軽減」に見られるように、誤り訂正符号を採用して更に別のシンボルの復号で使用する既復号シンボルの信頼性を、インタリーブ・パターンを適切に選択して改善している。インタリーブ・パターンは次数を決定し、その中で受信機からのビットは本発明に開示されているように誤り訂正複合機に供給される。好適なインタリーブ次数は、直前に復号されたシンボルの組から誤り訂正復号器に供給する軟ビットを選択するものであって、先に復号されたシンボルの組から残っている軟ビットが続く。これは後者を更に信頼性の高いビットと見なし、直前に復号されたシンボルからそのビットを払い出すことにより、直前に復号されたシンボルからのビットの信頼性を改善する。これらは、次に復号されるシンボルから軟ビットを払い出すために使用され、以下同様である。第 5,015 号特許は、その親特許である米国特許第 5,673,291 号、名称「既知のシンボルを用いた、デジタル変調無線信号の同時復調および復号」と共に此处に挙げることにより参照されている。

20

#### 【0045】

本発明を、実例として移動端末または基地局内の受信機用のブロック図に関して説明してきた。ブロック図の各ブロックがコンピュータ・プログラム命令で実現できることは理解されよう。これらのプログラム命令を計算機を構成するプロセッサに与えて、このプロセッサ上で実行するこの様な命令がブロック内で仕様を定められた機能を実現するための手段を生成するように出来るであろう。コンピュータ・プログラム命令はプロセッサで実行されて、プロセッサで実施される一連の演算ステップを引き起こしコンピュータで実現される処理を生成して、プロセッサ上で実行される命令がブロック内で仕様決めされた機能を実行するステップをプロセッサに与えるようになされるであろう。従って、図は指定された機能を実行するための手段の組み合わせと、指定された機能を実行するためのステップの組み合わせとに対応している。各ブロックおよび複数ブロックの組み合わせは、特定目的ハードウェアを用いたシステムで実現できることも理解されよう、これらのシステムは指定された機能またはステップ、または特定目的ハードウェアおよびコンピュータ命令を実行するものである。

30

40

#### 【0046】

当業者は上記の教えるところおよび組み込まれている種々の開示内容に基づき、添付の特許請求の範囲に記載されている本発明の範囲並びに精神から逸脱することなく、種々の修正変更または適応変更を受信機および送信機に対して行うことが可能であろう。

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【図1】

図1は所望の信号および複数の干渉信号を図示する一連の波形と、前記信号で生成されるエネルギー量である。

50

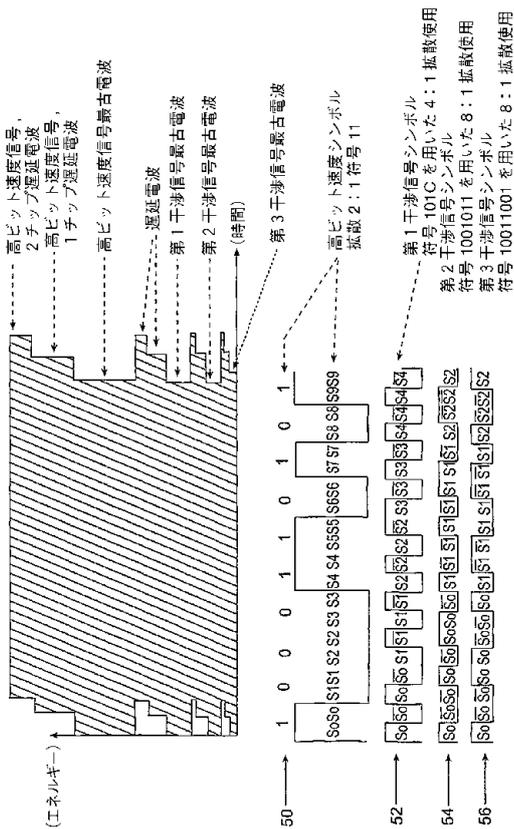
【 図 2 】

図 2 は本発明に基づく受信機のブロック図である。

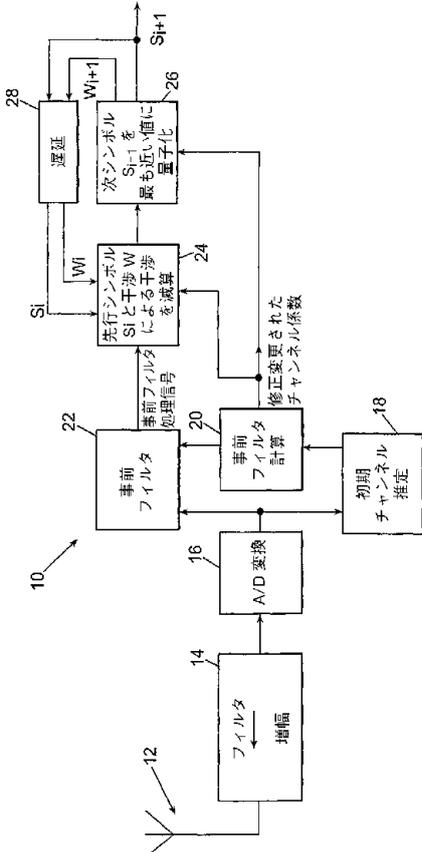
【 図 3 】

図 3 は多重符号送信内で異なるデータ・シンボルで変調された直交拡散符号の重ね合わせを図示する。

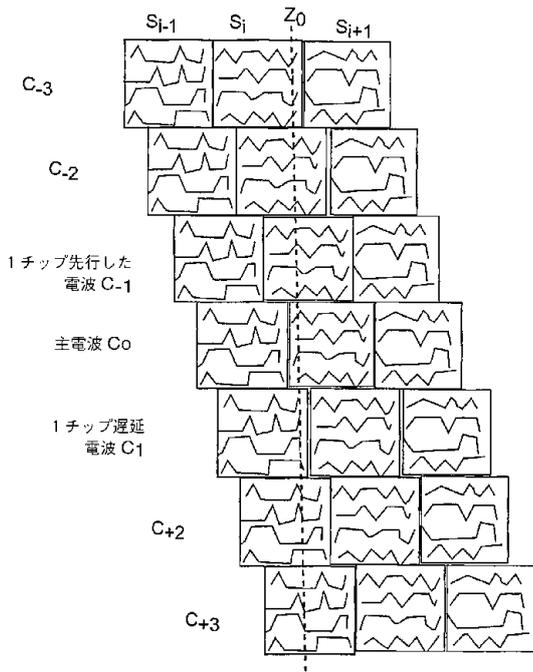
【 図 1 】



【 図 2 】



【 図 3 】



【国際公開パンフレット】

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

(19) World Intellectual Property Organization  
International Bureau



(43) International Publication Date  
18 April 2002 (18.04.2002)

PCT

(10) International Publication Number  
WO 02/31995 A2

- (51) International Patent Classification: **H04B 1/00**
- (31) International Application Number: PCT/US01/28317
- (22) International Filing Date:  
10 September 2001 (10.09.2001)
- (25) Filing Language: English
- (26) Publication Language: English
- (30) Priority Data:  
09680901 6 October 2000 (06.10.2000) US
- (71) Applicant (for all designated States except US): ERICSSON INC [US/US], 7001 Development Drive, Research Triangle Park, NC 27709 (US).
- (72) Inventor; and
- (75) Inventor/Applicant (for US only): DENT, Paul [GB/US]; 637 Eaglepoint Road, Pittsboro, NC 27312 (US).
- (74) Agent: MYERS BIGEL SIBLEY SAJOVEK, P.A., P.O. Box 37428, Raleigh, NC 27627 (US).

(81) Designated States (national): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TH, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW.

(84) Designated States (regional): ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SI, SZ, TZ, UG, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LI, MC, NL, PT, SF, TR), OAPI patent (BF, BI, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

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

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



WO 02/31995 A2

(54) Title: METHOD AND APPARATUS FOR SUBTRACTING MULTIPLE RAYS OF MULTIPLE INTERFERING RECEIVED SIGNALS

(57) Abstract: A receiver decodes quantized and unquantized wanted data symbols from received signal samples. The receiver comprises a control adapted to process a group of currently received signal samples to determine a corresponding current set of unquantized wanted data symbols and an interfering waveform representative of a sum of other unwanted data symbols by subtracting an amount of a previously decoded set of quantized wanted symbols and a previously determined interfering waveform. A quantizer quantizes the determined current set of unquantized wanted symbols to obtain corresponding quantized symbols.

WO 02/31995

PCT/US01/28317

METHOD AND APPARATUS FOR SUBTRACTING MULTIPLE RAYS  
OF MULTIPLE INTERFERING RECEIVED SIGNALS

## CROSS REFERENCE

This application is a Continuation-In-Part to U.S. patent Application no. 09/082,722,  
filed May 21, 1998; U.S. Patent Application no. 08/989,392, filed July 22, 1997; and U.S. patent  
Application no. 09/340,907, filed June 28, 1999, each to applicant, which are the parent applications  
5 for this application and form part of this application in their entirety.

## BACKGROUND OF THE INVENTION

This invention relates to decoding of received signals and, more particularly, to  
decoding quantized and unquantized wanted data symbols from received signal samples.

The code-division multiple access (CDMA) mobile communications system known  
10 as IS95 transmits from a base station to different mobile terminals in its coverage area (the downlink)  
using different 64-bit orthogonal codes. Each such code is of the same length (64 bits) and carries  
voice or data traffic of approximately the same data rate. Variable-rate orthogonal coding is not used  
in that system.

A wideband CDMA system known as 3G (third generation) has been standardized in  
15 a cooperation between the European Telecommunications Standards Institute (ETSI) and NTT  
DoCoMo of Japan, and specifies variable-rate orthogonal coding in which signals of higher bitrate  
can use orthogonal codes of a shorter length to increase the frequency of data symbol transmission

WO 02/31995

PCT/US01/28317

while still remaining orthogonal to lower bitrate transmissions using longer orthogonal codes and a lower frequency of data symbol transmission. The shortest orthogonal code presently specified is 4 chips long and the longest is 256 chips long.

Also in IS95, transmissions from mobile terminals to base stations use orthogonal codes to code different data symbol groups from the same mobile terminal but do not use orthogonal codes to distinguish between different mobile terminals. Different mobile terminal transmissions (the uplink) are distinguished by the use of different non-orthogonal, pseudorandom codes.

U.S. patents nos. 5,151,919 entitled "CDMA Subtractive Demodulation" and 5,218,619 also entitled "CDMA Subtractive Demodulation" to Applicant describe a CDMA system using orthogonal codes in the manner of the above-described IS95 uplink, in which different signals are successively decoded and subtracted in order from strongest to weakest in order to eliminate interference of the stronger signals upon the weaker signals. The '919 and '619 patents are hereby incorporated by reference herein.

In U.S. patent no. 5,572,552 entitled "Method and system for demodulation of downlink CDMA signals", Dent and Bottomley describe an optimum receiver for receiving CDMA signals at a mobile terminal transmitted from a cellular base station that subtracts non-orthogonal multipath rays in a multipath channel equalizer when own-base interference is dominant. Such a "channel inverse" equalizer is disclosed to be non-optimum in the presence of other-base interference or thermal noise and a hybrid equalizer method is described that lies between the conventional RAKE equalizer method and the channel inverse equalizer method. The '552 patent is hereby incorporated

WO 02/31995

PCT/US01/28317

by reference herein.

In U.S. patent Application no. 09/082,722, filed May 21, 1998, entitled  
"Partially Block-interleaved CDMA Coding and Decoding" to Applicant, methods for transmitting and  
receiving orthogonally-coded CDMA signals are described such that signals retain their orthogonality  
for most transmitted data symbols under multipath conditions. The above application is hereby  
5 incorporated by reference herein.

In U.S. Patent Application no. 08/989,392, filed July 22, 1997, entitled "Orthogonal  
Block-Spreading Codes for the Multipath Environment", further methods are described for  
compensating for multi-user interference on the residual symbols not retaining their mutual  
10 orthogonality by virtue of the Block-interleaving method. This application is hereby incorporated by  
reference herein.

Also, in U.S. patent Application no. 09/340,907, filed June 28, 1999, entitled  
"Multi-Carrier Orthogonal Coding", methods are disclosed for transmitting and receiving CDMA  
signals that are orthogonally coded over more than one frequency channel. This application is hereby  
15 incorporated by reference herein.

This application further extends the methods of decoding orthogonal signals described  
in the parent applications to compensate for multipath propagation even when block-orthogonal  
coding is not used.

WO 02/31995

PCT/US01/28317

## SUMMARY OF THE INVENTION

A Code Division Multiple Access system using orthogonal codes of variable length to reduce interference between transmissions to different receivers of different underlying information rates transmits a sum of all signals to a receiver, which processes the received signal to separate a signal of highest bitrate from the remaining signals to substantially eliminate interference from the lower bitrate signals to the highest bitrate signal. The receiver may continue to process the residual signal after subtracting the separated highest bitrate signal to decode at least one of the lower bitrate signals thereby substantially eliminating interference from the highest bitrate signal to the lower bitrate signals.

## 10 BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

Figure 1 is a series of waveforms illustrating a wanted signal and a plurality of interfering signals, and energy amounts produced by said signals;

Figure 2 is a block diagram of a receiver in accordance with the invention; and

15 Figure 3 illustrates superimposition of orthogonal spreading codes modulated with different data symbols in multi-code transmission.

## DETAILED DESCRIPTION OF THE INVENTION

Figure 1 illustrates an exemplary signal transmitted by a wireless base station employing orthogonal CDMA codes. In this example, a single, high-power, high data rate signal

WO 02/31995

PCT/US01/28317

employing a short (2-chip) repeated code "x,y", where x and y are spreading code values, overlaps transmission with a multiplicity of other, orthogonal signals employing longer codes that always comprise pairs of spreading code values "x,-y" in succession. For example, x and y could be binary 1's giving a spreading code "11" and then x and -y in Boolean notation would be "10". Complex values "1,j" and "1,-j" are other examples of orthogonal chip pairs.

One implementation of the invention is described for the example where a high bit rate signal uses the spreading code "11" for successive transmitted symbols while lower bit rate signals use codes such as 10 01 01 10, i.e. always a zero paired with a one in any chip pair corresponding to the chip pairs "11" of the high bit rate signal.

Assume the wanted symbols are  $S_0, S_1, S_2, \dots$  and are transmitted with spreading code 11, i.e. as  $S_0 S_0 S_1 S_1 S_2 S_2 S_3 S_3$  etc. All of the other signals have spreading codes having 10 or 01 bit pairs following each other. If on the first chip of each pair the other signals with levels a,b,c... etc combine to give  $a+b-c-d \dots$  etc, then on the second chip of each pair they have to give  $-(a+b-c-d \dots)$  i.e. the interfering waveform values due to the sum of all other signals are

$W_0 -W_0 W_1 -W_1 W_2 -W_2 W_3 -W_3 \dots$  etc

So the total transmitted signal waveform samples may be written as:-

$S_0+W_0 S_0-W_0 S_1+W_1 S_1-W_1 S_2+W_2 S_2-W_2 \dots$  ETC

WO 02/31995

PCT/US01/28317

These are received through some multipath channel comprising a shortest path or ray of earliest time-of-arrival with amplitude and phase described by the complex number  $C_0$ , and other multipath rays or echos with successive delays of 1 chip, 2 chips etc of amplitude and phase described by complex numbers  $C_1, C_2$  etc.

5 It is possible to include a filter in the receiver ahead of all other processing which has the effect of ensuring that earlier paths or "taps" after applying such a pre-filter contain the most energy, and coefficients  $C_0, C_1, C_2, \dots$  now include the effect of the receive prefilter as well as the multipath propagation channel and any transmit filtering employed. The earlier paths communicate the latest symbols and the later paths are echoes of earlier symbols.

10 Received signal sample values  $Z_0, Z_1, Z_2, \dots$  are thus described by:

$$C_0(S_0+W_0) + C_1(S_{-1} + W_{-1}) + \text{earlier symbols} \dots = Z_0$$

$$C_0(S_0-W_0) + C_1(S_0+W_0) + \text{earlier symbols} \dots = Z_1$$

Assume that the earlier symbols such as  $S_{-1}$  and interfering waveform values  $W_{-1}$  have already been separated from each other in a previous iteration, and the desire is now to separate  $S_0$  from  $W_0$ .

15 Terms involving earlier values of  $S$  and  $W$  can thus be subtracted from both sides leaving modified values  $Z_0', Z_1'$  on the RHS, giving the 2x2 matrix equation:-

$$\begin{matrix}
 C_0 & C_0 & S_0 & Z_0' \\
 & & \times & = \\
 C_1+C_0 & C_1-C_0 & W_0 & Z_1'
 \end{matrix}$$

WO 02/31995

PCT/US01/28317

Such equations can be solved so long as the determinant of the matrix does not approach zero, and the determinant of the above coefficient matrix is clearly the same as the determinant of the matrix

$$\begin{matrix} C_0 & C_0 \\ C_0 & -C_0 \end{matrix}$$

5 which is  $-2C_0^2$  and never zero or ill-conditioned, due to choosing the prefilter so that  $C_0$  is as large as possible.

The equations can thus be solved for  $S_0$  and  $W_0$ , obtaining

$$S_0 = (Z_0^* + Z_1^*)/2C_0 - C_1 Z_0^*/2C_0^2$$

$$W_0 = (Z_0^* - Z_1^*)/2C_0 + C_1 Z_0^*/2C_0^2$$

10 and those values can be fed forward after quantizing  $S_0$  to a nearest symbol in the alphabet when resolving  $S_1$  and  $W_1$  from the next two signal samples.

One known method in which previously decoded symbols are fed forward to cancel intersymbol interference (ISI) when decoding future symbols is called Decision Feedback Equalization or DFE. Prior art DFE was concerned only with interference between symbols of a wanted symbol stream, and not with interference from unwanted signals. Moreover, in pure DFE according to the  
15 prior art all fed forward symbols were quantized or "decided" to nearest legal values in the symbol alphabet. In the above formulation however, it is seen that the values fed forward comprise a mixture

WO 02/31995

PCT/US01/28317

of quantized values like  $S_0$  which represent cancellation of ISI from one wanted symbol to the next and unquantized values like  $W_0$  which represent the sum of all other, unwanted signals.

Thus all other interferers emanating from the same base station transmitter are subtracted in one shot at the same time as the wanted signal is equalized for multipath propagation, when practicing the above method.

In DFE methods, the multipath ray that principally contributes to deciding the value of a data symbol is the ray with coefficient  $C_0$ , while the rays with coefficients  $C_1, C_2, \dots$  are treated as unwanted interference and subtracted.

In the alternative Viterbi Maximum Likelihood Sequence Estimator (MLSE), all rays are regarded as providing useful clues to a data symbol's value. One explanation of MLSE is that all possible decodings for the current symbol are retained along with a metric for each, indicative of the error between the unquantized value of  $S_0$  and each quantized value. Then the next symbol is decoded once for each of the retained assumptions being fed forward in turn, to obtain multiple decodings for the next symbol. Then, of all possible decodings for the next symbol  $S_1$  giving a particular value of  $S_1$ , that having the lowest cumulative metric is retained, along with the value of  $S_0$  that was fed forward to obtain it. When this is repeated for each particular value of  $S_1$ , a full set of possible retained  $S_1$  values is obtained, each with a cumulative metric and the associated history of fed forward symbols. It is also possible to use MLSE to hypothesize "future" symbols, such as  $S_2$  when decoding  $S_1$ , as well as retaining all values of  $S_0$  to feed forward. It is then possible to decode a signal having passed through a channel for which  $C_0$  is not the earliest significant ray, there being

WO 02/31995

PCT/US01/28317

an even earlier ray with coefficient  $C_1$  that multiplies the "future" symbol. When hypothesizing two symbols to decode another, the number of retained results corresponds to all combinations of the last two symbols, and therefore the number of metrics is also greater. The collection of hypothesized symbols with their associated path histories and cumulative metrics form the Viterbi "States". The Viterbi MLSE algorithm is useful when no good receive prefilter can be found that makes  $C_0$  the largest channel coefficient, and so long as the collection of states to deal with future symbol hypotheses does not become too numerous. When the MLSE algorithm is used with the current invention, there is not only a saved path history of decided symbols  $S_0, S_1, S_2$ , associated with each state but also a saved history of the associated unquantized values  $W_0, W_1, W_2, \dots$  etc.

When the above-described DFE or Viterbi interference cancelling decoder has operated to decode the high bit rate symbol stream  $S_0, S_1, S_2, \dots$  etc it will also thus have separated out a stream of unquantized values  $W_0, W_1, W_2, \dots$  etc which represent the sum of all the other signals, also compensated for multipath distortion. It is possible to save and then further process these unquantized values to decode any of the other signals contained therein, for example by despread a signal using the rest of its orthogonal code (it was already despread by the first factor of 2) and now it will be found that the other signals are perfectly orthogonal, as the multipath has been compensated. Examination of how the multipath on the other signals has been compensated above will however reveal that it is equivalent to the use of the "inverse channel" filter mentioned in the above-incorporated '552 patent, which is not the optimum filter when other transmitter interference is significant. However, the saved samples  $W_0, W_1, W_2, \dots$  can be subjected to the inverse of the

WO 02/31995

PCT/US01/28317

"inverse channel" filter if desired, and then subjected to a different filter or indeed an iterative reapplication of the above procedure to decode a next lowest spreading factor signal from the others, and so forth. Thus one implementation of the invention can comprise successive decoding and subtraction of successively lower bit rate signals, the order of decoding in this method being in descending order of bit rate rather than in descending order of signal level, as in the incorporated references.

Figure 2 illustrates a receiver 10 to decode a highest bit rate CDMA signal while compensating for non-orthogonal multipath interference. The receiver 10 is adapted for use in a mobile communications system including a plurality of base stations and mobile terminals. Particularly, the receiver 10 represents either the mobile terminal or the base station used in a mobile communications system.

The present invention is described herein in the context of a mobile terminal. As used herein, the term "mobile terminal" may include a mobile communications radiotelephone with or without a multi-line display; a Personal Communications System (PCS) terminal that may combine a mobile communications radiotelephone with data processing, facsimile and data communications capabilities; a PDA that can include a radiotelephone, pager, Internet/intranet access, Web browser, organizer, calendar and/or a global positioning system (GPS) receiver; and a conventional laptop and/or palmtop receiver or other appliance that includes a radiotelephone transceiver. Mobile terminals may also be referred to as "pervasive computing" devices.

The receiver 10 includes an antenna 12 that receives radio signals which are then

WO 02/31995

PCT/US01/28317

filtered and amplified in a block 14 to select a desired frequency channel. The selected signals are analog-to-digitally converted to representative digital samples in an A to D converter 16 which can operate according to any conventional or known method. The digital samples are processed in an Initial Channel Estimator 18 to determine an initial channel estimate including the above-named channel coefficients  $C_0, C_1, \dots$  etc. The initial channel estimates are so called because they are subsequently modified when the prefilter is calculated in a prefilter calculation block 20, and also because values based on initial channel estimates, which are usually made using only known symbols inserted into the signal by the transmitter, can be refined later by using unknown symbols as now-known symbols after they have been decoded, a process known as channel tracking.

10           The initial channel estimates are used to determine, in the prefilter calculation block 20, the coefficients of a prefilter 22 through which the digital signal samples from the A to D converter 16 are passed in order to change the initial channel to a modified channel in which most of the wanted signal energy appears in an earliest ray and a minimum amount of wanted signal energy appears in rays earlier than that, i.e. minimum dependence on "future" symbols, only dependence on  
15 "past" symbols. The new channel estimates after the signal has been filtered by the prefilter 22 are also calculated in the prefilter calculation block 20 and passed with the prefiltered signal samples to a subtract block 24. If the A to D converter 16 oversamples the signal at more than one sample per symbol, prefiltering can also comprise selecting or computing only one sample per symbol as the prefilter output, the selected or computed output sample having the above-described property of  
20 maximum energy in the earliest ray, i.e. the modified channel coefficient  $C_0$  is preferably larger than

WO 02/31995

PCT/US01/28317

C1, C2 etc and coefficients  $C_1$  and earlier are preferably smaller.

At the subtract block 24, the above equations are used to subtract the influence of an earlier-determined symbol  $S_i$  and an earlier-determined interference waveform value  $W_i$ . In a quantize block 26, the signal, with the influence of earlier symbols and interference now subtracted is separated into a quantized symbol  $S(i+1)$  and a new waveform point  $W(i+1)$ . The value of  $W(i+1)$  obtained by the above solution of two simultaneous equations for the unquantized symbol value  $S$  and  $W$  may optionally be modified by plugging back into the equations the quantized value of  $S(i+1)$  to obtain a new value of  $W(i+1)$  that now depends to which symbol value  $S(i+1)$  was quantized. When a Viterbi (MSLE) algorithm is used to retain multiple possible quantizations of  $S(i+1)$ , there will thus be corresponding multiple values of  $W(i+1)$ . These multiple  $W$ -values may be obtained by plugging the quantized value of  $S$  into the two equations and solving them now in a least squares sense for the single remaining unknown  $W$ .

The determined  $S(i+1)$  and  $W(i+1)$  values are then fed back (decision feedback) via a delay block 28 to the subtract block 24 to subtract their influence on the next two signal samples to be decoded, and the stream  $S_i, S(i+1)$  is output. The unquantized values of  $S$  may alternatively be output as "soft information" to an error correction decoder, such as a convolutional decoder. If the symbols  $S$  are binary (BPSK) bits or quaternary (QPSK) bit pairs, relating the soft output values to bit likelihood values required by the error-correction decoder is trivial. If higher order constellations such as 16QAM (quadrature amplitude modulation) or 8-PSK (phase shift keying) are used, then these  $M$ -ary symbol soft values may have to be converted to bitwise soft information,

WO 02/31995

PCT/US01/28317

which however can be done according to the method of U.S. patent application no. \_\_\_\_\_, filed Feb. 8, 2000, entitled "Methods and Systems for Decoding Symbols by Combining Matched-Filtered Samples with Hard Symbol Decisions" which is hereby incorporated by reference herein. When more than one previously decoded symbol value and interference waveform affects the next  
5 two signal samples, the symbol and waveform values are passed through an FIR filter comprising the channel coefficients of the delayed rays C1, C2, C3 etc to determine the values that shall be subtracted, thus collecting together their contributions that are simply denoted in the above equations by " + earlier symbols".

When a Viterbi MLSE algorithm is used, such an FIR filtering and interference  
10 subtraction may be performed "per state", using the symbol and interference waveform history associated with each state, also known as "per survivor processing".

The above description was simplified to assist understanding by considering only a high bit rate signal using a 2-chip spreading code while all other signals used longer orthogonal codes. If another signal had also used an orthogonal 2-chip code, then there could only be one other  
15 interfering signal as there are only two, 2-chip orthogonal codes. The method may then advantageously be converted to a joint demodulation method to demodulate both signals at the same time, by quantizing both S and W values, the quantized W-values then representing the other signal's symbols. Joint demodulation of two overlapping signals is known in the art, as is joint demodulation of multiple overlapping signals. Where the current invention differs however, is that only the sum of  
20 multiple interfering signals need be determined as the waveform samples  $W_i$  and not their individual

WO 02/31995

PCT/US01/28317

symbols. Thus there is a considerable reduction in complexity when practicing this invention for interference cancellation.

The invention may however be extended to include the case where the high bit rate signal uses one or more orthogonal codes longer than 2 bits. For example, the wanted signal may use the 4-chip code 1010 repeated, while other signals use codes composed of the groups 1111, 1100 and 1001. The wanted signal may also comprise a symbol stream using one of the above four codes plus a symbol stream using another of the codes, both of which are to be separated from each other and from the other interferers. Before describing this extension of the invention however, another generalization is discussed. A high bit rate signal using the 2-chip spreading code 11 (repeated) will be found to have a spectrum largely confined to the central part of the frequency channel, while other signals using codes composed of repeated 10 or 01 pairs have spectra largely confined to the outer parts of the channel, or vice-versa. Alternatively, a signal using complex 2-chip spreading code (1,j) as opposed to the orthogonal (1,-j) would be found to be confined to the upper as opposed to the lower part of the frequency channel. To avoid particular signals being restricted to only certain parts of the spectrum, resembling frequency-division multiple access (FDMA), assignment of codes to signals can be permuted from symbol to symbol thereby achieving "spectral hopping" which causes each signal to cover the whole channel spectrum in the mean. Spectral hopping is different from "frequency hopping" in that the latter comprises hopping between single sub-bands or channels, while the former comprises hopping between different spectral shapes that are not necessarily restricted to a single sub-band. Another method of ensuring that every signal covers the entire spectrum is to

apply a pseudorandom sequence of complex rotations to each chip, the same rotation being applied to all signals alike so as not to disturb their mutual orthogonality. When decoding the signal as above, the known phase rotations applied to the signals must be accounted for when solving the above equations and when subtracting the influence of earlier-decoded values. This may be done by including the pseudorandom rotation with the channel coefficients used at each iteration, as a phase rotation applied at the transmitter is effectively part of the channel phase through which a symbol propagates.

Received signal sample values  $Z_0, Z_1, Z_2, \dots$  are then described by:

$$\begin{aligned}
 &A_1.C_0(S_0+W_0) + A_0.C_1(S_1 - W_1) + \text{earlier symbols} \dots = Z_0 \\
 &A_2.C_0(S_0-W_0) + A_1.C_1(S_0+W_0) + \text{earlier symbols} \dots = Z_1
 \end{aligned}$$

As before, terms involving earlier values of  $S$  and  $W$  can be subtracted from both sides leaving modified values  $Z_0', Z_1'$  on the RHS, giving the  $2 \times 2$  matrix equation:-

$$\begin{array}{cc}
 A_1.C_0 & A_1.C_0 & S_0 & Z_0' \\
 & & \times & = \\
 A_2.C_0+A_1.C_1 & A_1.C_1-A_2.C_0 & W_0 & Z_1'
 \end{array}$$

where  $A_0, A_1, A_2, \dots$  etc is the sequence of complex chip rotations, i.e. the  $A$ -values are of amplitude unity and pseudorandom phase.

WO 02/31995

PCT/US01/28317

The first equation can be "derotated" by  $A1^*$  and the second by  $A2^*$  leaving:

$$\begin{array}{ccc} C_0 & C_0 & S_0 \\ \times & & = \\ C_0 + A2^*A1.C_1 & -C_0 + A2^*A1.C_1 & W_0' \end{array} \begin{array}{l} A1^*.Z_0' \\ \\ A2^*.Z_1' \end{array}$$

5 This is the same equation as before but with  $Z_0'$ ,  $Z_1'$  and  $C_1$  replaced by phase-rotated versions of those quantities due to the A-factors. Consequently, the equations can be solved in the same way as previously described by use of the known complex spreading sequence given by the A-values to modify the phase angles of the  $C_1$ ,  $Z_0'$  and  $Z_1'$  values, giving

$$S_0 = (A1^*.Z_0' + A2^*.Z_1')/2C_0 - A2^*A1.C_1.A1^*.Z_0'/2C_0^2$$

$$10 \quad W_0 = (A1^*.Z_0' - A2^*.Z_1')/2C_0 + A2^*A1.C_1.A1^*.Z_0'/2C_0^2$$

or

$$S_0 = (A1^*.Z_0' + A2^*.Z_1')/2C_0 - A2^*.C_1.Z_0'/2C_0^2$$

$$W_0 = (A1^*.Z_0' - A2^*.Z_1')/2C_0 + A2^*.C_1.Z_0'/2C_0^2$$

The first term of the solution is just the "despread value" which is produced by correlating the  
 15 received signal samples with the conjugate of the complex spreading sequence while the second term represents subtraction of multipath interference. It is acceptable to subtract multipath interference so long as the prefilter has modified the channel to ensure that  $C_0$  is the dominant channel coefficient

WO 02/31995

PCT/US01/28317

containing the majority of the wanted signal energy.

One type of prefilter that ensures that all the wanted signal energy appears in a single channel coefficient is the time-reverse conjugate filter. This is an FIR filter with coefficients  $C_2^*, C_1^*, C_0, C_{-1}^*, C_{-2}^*$  when the channel coefficients are  $C_2, C_1, C_0, C_{-1}, C_{-2}$ .

5 Convolving the channel with the time-reversed conjugate channel yields a modified channel coefficients:

$$\begin{aligned}
 & C_2^* C_2 \\
 & C_2^* C_1 + C_1^* C_2 \\
 & C_2^* C_0 + C_1^* C_{-1} + C_0^* C_2 \\
 10 & C_2^* C_{-1} + C_1^* C_0 + C_0^* C_{-1} + C_{-1}^* C_2 \\
 & |C_2|^2 + |C_1|^2 + |C_0|^2 + |C_{-1}|^2 + |C_{-2}|^2 \\
 & C_1^* C_2 + C_0^* C_1 + C_{-1}^* C_0 + C_{-2}^* C_{-1} \\
 & C_0^* C_2 + C_{-1}^* C_1 + C_{-2}^* C_0 \\
 & C_{-1}^* C_2 + C_{-2}^* C_1 \\
 15 & C_{-2}^* C_2
 \end{aligned}$$

It can be seen that the modified channel has a Hermitian symmetry about a center coefficient which is just the sum of the powers in all the multipath rays. If the effect of all the other rays could simply be subtracted therefore, and data decoded using only the center term, the performance would be as

WO 02/31995

PCT/US01/28317

good as the total signal power in all rays, which is the best possible performance.

It has already been described how rays of positive delay can be subtracted by using already decoded symbols and interference waveform values. However, the above Hermitian-symmetric channel has rays of negative delay relative to the main ray, which require as yet undecoded symbols to subtract their effect. The Viterbi algorithm can be used to postulate all possible combinations of future symbols, so long as these are not too numerous, and to decode the present symbol for each postulate. When the next symbol is decoded, the previous decodings are pruned to only those that were made for that value of the next symbol, and so forth. The number of states needed for the Viterbi approach may be reasonable for binary symbols, but explodes if the data symbols are from a larger alphabet such as quaternary, 8-PSK, 16QAM or the like. Thus an alternative approach is needed when the symbol alphabet is large.

Figure 1 illustrates a wanted signal 50 with a 2:1 spreading, which consumes the code space of two 4:1 spread signals, plus a first interfering signal 52 spread 4:1, now occupying the code space of three out of four 4:1 spread signals, and the remaining 1/4 of the 4:1 code space is occupied by second and third 8:1 spread interfering signals 54 and 56.

An alternative however might be a pair of 4:1 spread wanted signals, each carrying half the data symbol rate, which occupies an equivalent amount of code space to a 2:1 spread signal. Yet another alternative would be eight 16:1 spread signals, each carrying 1/8th the data symbol rate, with the other half of the code space occupied by unspecified but orthogonal interferers. In this latter case, each wanted symbol is eight times as long in time duration as in the 2:1 spreading example. As

WO 02/31995

PCT/US01/28317

a result, many more of the delayed rays of 1,2,3,4 etc chips delay comprise multipath interference that is largely within the duration of the same group of wanted data symbols. This can be exploited to alleviate the need for a complex Viterbi algorithm for compensating the rays of negative delay.

Figure 3 illustrates an exemplary case of such multi-code transmission. Each square of figure 3 represents the superimposition of N, N-chip orthogonal codes, each modulated with a different data symbol. Thus each of the N different symbols is constant for the duration of one square, but is modulated by the N chips of an orthogonal code with a chip duration of  $1/N$ th of a square. A square containing N such symbols of information is received through a multipath channel, preferably prefiltered as described above so that there is a dominant ray or path with channel coefficient  $C_0$ . Other delayed rays have channel coefficients  $C_1, C_2$  etc while rays of shorter delay than the main ray have channel coefficients  $C_{-1}, C_{-2}$  etc. The symbols in successive squares are the sets labeled  $S_{i-1}, S_i, S_{i+1}$  etc. To decode the symbols in a square, the signal is sampled N times yielding complex samples  $Z_0, Z_1, \dots, Z_{N-1}$ . The sample position for  $Z_0$  is indicated by the heavy vertical dashed line, and the squares through which it passes indicate which rays and symbols contribute to the sample value. It can be seen that  $Z_0$  depends on the current symbol set  $S_i$  through the main channel  $C_0$  and on the current symbol set advanced by 1, 2 and 3 chips through the channel coefficients  $C_{-1}, C_{-2}, C_{-3}$  as well as the previous symbol set  $S_{i-1}$  delayed by one, two and three chips and weighted by the channel coefficients  $C_1, C_2, C_3$  respectively.

The next sample,  $Z_1$ , will depend on the current symbol set  $S_i$  through channels  $C_0, C_1, C_{-1}$ , and  $C_{-2}$ , the previous symbol set  $S_{i-1}$  through channel coefficients  $C_2$  and  $C_3$ , and the future

WO 02/31995

PCT/US01/28317

symbol set  $S_{i+1}$  through channel coefficient  $C_3$ . Successive samples will depend less on past symbol set  $S_{i-1}$  and more on future symbol set  $S_{i+1}$ . The above is entirely expressed by the matrix equations

$$Z_i = A \cdot S_{i-1} + B \cdot S_i + C \cdot S_{i+1}$$

where  $Z_i$  is the sample vector ( $Z_0 \dots Z(N-1)$ ) for square "i", the S-values are vectors of the  
 5 corresponding symbol sets, and A, B and C are square matrices, the elements of which are combinations of the channel coefficients with signs given by the orthogonal code values. This equation can be rearranged to give the solution for  $S_i$  as

$$S_i = B^{-1} Z_i - B^{-1} A \cdot S_{i-1} - B^{-1} C \cdot S_{i+1}$$

Assuming the past symbol set has been decoded, but the future symbol set has not, an approximation  
 10 for  $S_i$  can be obtained by setting the future symbol set  $S_{i+1}$  to zero. The symbols of  $S_i$  may then be quantized to the nearest values in the alphabet for feeding forward when  $S_{i+1}$  is decoded. The unquantized values may be converted to bitwise soft information for feeding to an error-correction decoder. If desired, after a similar approximation has been obtained for  $S_{i+1}$ , it can be fed back to improve the decoding of  $S_i$ . Alternatively, the similar expressions for future symbols, can be  
 15 back-substituted algebraically to obtain an expression for  $S_i$  of the form

WO 02/31995

PCT/US01/28317

$$S_i = U_0 Z_i + U_1 Z_{i+1} + U_2 Z_{i+2} \dots - V_i S_i$$

where the successive matrices  $U_1, U_2$  are hopefully diminishing to zero after a few terms. These matrices are constant so long as the channel coefficients and the orthogonal codes are constant, and may be precomputed in this case.

5           When the orthogonal codes are Fourier sequences, each "square" of figure 3 is transmitting its symbol set using different sub-carriers of an Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) system. When the orthogonal codes are Walsh codes however, which have been termed "sequencies" in analogy with the "frequencies" which characterize Fourier sequences, the modulation may be termed Orthogonal Sequency Division Multiplex (OSDM). As the number of chips in the code  
10 or square is increased along with the corresponding size of the symbol sets  $S_i$ , i.e. as the order of the OSDM is increased, the channel delay spread is more and more confined to the limits of one square in duration, with Inter-square Interference occurring only for the chips at the edges of the square. Moreover, only the chips at the trailing edge are affected by future symbol sets, which have to be assumed to be zero to obtain the simple approximate solution derived above. Therefore the  
15 approximation will improve with increasing order of OSDM and for an expected maximum amount of delay spread in a given application, such as wireless data networks, there will be an appropriate order of OSDM that permits the approximate solution to perform adequately.

Other aspects of a complete receiver such as channel tracking may be derived from known prior art methods. For example, an initial estimate of the channel coefficients  $C_i$  may be made

WO 02/31995

PCT/US01/28317

using known symbols transmitted by the transmitter, and then refined after decoding data symbol sets by using them as extensions of the known symbols. One or more symbols of a symbol set may be periodically set to a known value by the transmitter to assist channel tracking. One symbol in every symbol set can even be set equal to a known symbol, as with high order OSDM, that only consumes 5 1/Nth of the channel capacity. Moreover, when one or more of the symbols in a square is known a-priori, the equations for the unknown symbols become over dimensioned and can be advantageously solved in a least-squares sense.

In the above derivation of an OSDM receiver it was assumed that all the orthogonal codes were carrying symbols to be decoded. If it is desired to omit decoding some symbols of a set 10 and to decode a subset of  $n$  symbols of the set only, where  $n < N$ , then the size of the above matrices may be reduced from  $N \times N$  to  $N \times (n+1)$ , the first  $n$  rows corresponding to symbols desired to be decoded and quantized, and the  $(n+1)$ th row corresponding to an interfering waveform which is the sum of the remaining symbols not desired to be decoded, and moreover not therefore quantized when fed forward to subtract delayed ISI when decoding the next symbol. This represents the 15 generalization of the  $2 \times 2$  case used in introducing the invention, which, in its interference-cancellation mode, comprises Decision Feedback of previously decoded values some of which are quantized and some of which are not quantized, thereby achieving the subtraction of multiple interferers in a single step.

As has been shown in U.S. patent no. 5,937,015 to Dent and Bottomley, entitled 20 "Interference Mitigation by Joint Decoding of Overlapped Signals", error correction coding may be

WO 02/31995

PCT/US01/28317

employed to improve the reliability of already-decoded symbols that are used in decoding further symbols, with appropriate choice of interleaving pattern. The interleaving pattern determines the order in which bits from a receiver such as disclosed in this invention are fed to the error correction decoder. The preferred interleaving order is to select soft-bits from the just-decoded symbol set to feed to the error correction decoder, followed by soft-bits that remain from previously decoded symbol sets. That allows the latter, now assumed to be more reliable bits, to flush through the bits from the just-decoded symbol thereby improving the reliability of bits from the just decoded symbol. These will be used to flush through soft bits from the next-decoded symbol, and so on. The '915 patent is hereby incorporated by reference herein together with its parent, U.S. patent no. 5,673,291 entitled "Simultaneous Demodulation and Decoding of a Digitally Modulated Radio Signal using Known Symbols"

The present invention has been described with respect to a block diagram for a receiver, illustratively in a mobile terminal or a base station. It will be understood that each block of the block diagram can be implemented by computer program instructions. These program instructions may be provided to a processor to produce a machine, such that the instructions which execute on the processor create means for implementing the functions specified in the blocks. The computer program instructions may be executed by a processor to cause a series of operational steps to be performed by the processor to produce a computer implemented process such that the instructions which execute on the processor provide steps for implementing the functions specified in the blocks. Accordingly, the illustrations support combinations of means for performing a specified

WO 02/31995

PCT/US01/28317

function and combinations of steps for performing the specified functions. It will also be understood that each block and combination of blocks can be implemented by special purpose hardware-based systems which perform the specified functions or steps, or combinations of special purpose hardware and computer instructions.

5           A person skilled in the art may make numerous modifications or adaptations to receivers and transmitters based on the above teachings and those of the incorporated disclosures, while remaining within the scope and spirit of this invention as described by the attached claims.

WO 02/31995

PCT/US01/28317

## CLAIMS

I claim:

1. A method of decoding quantized and unquantized wanted data symbols from  
2 received signal samples, comprising:
  - 3 processing a group of currently received signal samples to determine a corresponding  
4 current set of unquantized wanted data symbols and an interfering waveform representative of a sum  
5 of other unwanted data symbols by subtracting an amount of a previously decoded set of quantized  
6 wanted symbols and a previously determined interfering waveform; and  
7 quantizing said determined current set of unquantized wanted symbols to obtain  
8 corresponding quantized symbols.
2. The method of claim 1 wherein processing a group of currently received signal  
2 samples further comprises determining a set of channel coefficients characterizing multipath  
propagation.
3. The method of claim 2 wherein processing a group of currently received signal  
2 samples further comprises filtering said received signal samples using a filter based on said channel  
coefficients.

WO 02/31995

PCT/US01/28317

2 4. The method of claim 3 wherein said filter comprises a time-reversed conjugate  
channel filter.

2 5. The method of claim 1 wherein said current set of unquantized wanted symbols  
includes only one wanted symbol.

2 6. The method of claim 5 wherein processing a group of currently received signal  
samples comprises combining a pair of successively received signal samples in a first combining way  
to obtain said current unquantized symbol and combining the same pair of samples in a second  
4 combining way to obtain a value of said interfering waveform.

2 7. The method of claim 6 wherein said first and second combining ways are orthogonal  
combining ways.

2 8. The method of claim 6 wherein said first and second combining ways comprise  
multiplying said received signal sample pairs by a conjugate of a pair of complex spreading code  
values.

2 9. The method of claim 2 wherein said channel coefficients are determined by  
correlating said received signal samples with known ones of said data symbols.

WO 02/31995

PCT/US01/28317

10. The method of claim 9 wherein said known symbols are known by both a  
2 transmitter and a receiver.

11. The method of claim 9 wherein said known symbols include previously decoded  
2 symbols.

12. The method of claim 11 wherein said known symbols include previously decoded  
2 symbols and using an error correction decoder.

13. The method of claim 1 further comprising:  
2 hypothesizing a set of said quantized wanted symbols not yet decoded;  
3 subtracting interference caused by said not yet decoded wanted symbols from said  
4 signal samples; and  
5 using a Viterbi Maximum Likelihood Sequence Estimator to determine a sequence of  
6 hypothesized quantized data symbols having a smallest measure of quantizing error between the  
unquantized symbols and the quantized symbols.

WO 02/31995

PCT/US01/28317

14. A method of decoding Orthogonal Sequence Division Multiplexed symbols from  
2 signal samples received through a multipath channel, comprising:  
filtering the received signal samples using a filter based on multipath channel  
4 coefficients;  
grouping the filtered signal samples into vectors of N signal samples;  
6 computing a first and a second N x N complex matrix based on multipath channel  
coefficients and a set of orthogonal codes used for said Orthogonal Sequence Division Multiplexed  
8 symbols;  
multiplying a previously decoded and quantized set of symbols by said second matrix  
10 and combining it with a product of said first matrix with a current group of N filtered signal samples  
to obtain a current set of unquantized decoded symbols; and  
12 quantizing said current set of unquantized symbols to obtain a current decoded and  
quantized set of symbols.

15. The method of claim 14 wherein said previously decoded and quantized set of  
2 symbols are further processed using an error correction decoder to improve decoding reliability.

16. The method of claim 15 wherein said previously decoded and quantized set of  
2 symbols are the result of processing the corresponding set of unquantized symbols using an error  
correction decoder.

WO 02/31995

PCT/US01/28317

17. A method of decoding Orthogonal Sequence Division Multiplexed symbols from  
2 signal samples received through a multipath channel, comprising:  
prefiltering the received signal samples using a prefilter based on multipath channel  
4 coefficients;  
grouping the prefiltered signal samples into vectors of N signal samples;  
6 computing a series of  $N \times N$  complex matrices including at least a first and a second  
matrix and a final matrix based on said multipath channel coefficients and a set of orthogonal codes  
8 used for said Orthogonal Sequence Division Multiplexed symbols;  
multiplying a current one of said N-sample vectors by a corresponding one of said at  
10 least first and second matrices and sample vectors received successively later in time by successive  
ones of said matrices and combining the products and further combining with the product of a  
12 previously decoded and quantized set of symbols by said final matrix to obtain a current set of  
unquantized decoded symbols; and  
14 quantizing said current set of unquantized symbols to obtain a current decoded and  
quantized set of symbols.

18. The method of claim 17 wherein said previously decoded and quantized set of  
2 symbols are further processed using an error correction decoder to improve decoding reliability.

WO 02/31995

PCT/US01/28317

19. The method of claim 18 wherein said previously decoded and quantized set of  
2 symbols are the result of processing the corresponding set of unquantized symbols using an error  
correction decoder.

20. A method of decoding overlapping signals of successively lower datarate  
2 comprising:

decoding signals of a highest datarate first and producing a residual waveform  
4 corresponding to a sum of all signals of lower datarate;

decoding signals of a next successively lower datarate by reprocessing said residual  
6 waveform and producing an updated residual waveform corresponding to a sum of all remaining  
signals of lower datarate than the signals of the next successively lower datarate; and

8 repeating decoding signals of a next successively lower datarate by reprocessing said  
residual waveform and producing an updated residual waveform corresponding to a sum of all  
10 remaining signals of lower datarate than the signals of the next successively lower datarate, until all  
desired signals are decoded.

21. The method of claim 20 wherein decoding signals of a highest datarate comprises  
2 compensating for interference from signals of a lower datarate.

WO 02/31995

PCT/US01/28317

22. The method of claim 20 wherein decoding of signals comprises
- 2 compensating for Intersymbol Interference due to multipath propagation.

WO 02/31995

PCT/US01/28317

23. A method for decoding overlapping data symbols modulated with mutually  
2 orthogonal spreading codes in which some of said symbols are known a-priori, comprising:  
receiving blocks of signal samples through a channel suffering from multipath  
4 propagation, a number of signal samples in a block being equal to a length of said orthogonal  
spreading codes;  
6 subtracting from said signal samples intersymbol interference (ISI) related to  
previously decoded symbols and to said known symbols to produce corresponding blocks of  
8 ISI-compensated signal samples; and  
processing said ISI-compensated sample blocks to obtain a least-squares solution for  
10 the remaining, unknown data symbols each quantized to a nearest symbol in the alphabet of symbols  
with minimum mean-square quantizing error.

24. The method of claim 23 wherein said subtracted intersymbol interference is based  
2 on channel coefficients that describe said multipath propagation.

25. The method of claim 24 wherein said channel coefficients are estimated by  
2 correlating said received signal samples with said known symbols.

WO 02/31995

PCT/US01/28317

26. A receiver for decoding quantized and unquantized wanted data symbols from  
2 received signal samples, comprising:

4 a control adapted to process a group of currently received signal samples to determine  
4 a corresponding current set of unquantized wanted data symbols and an interfering waveform  
representative of a sum of other unwanted data symbols by subtracting an amount of a previously  
6 decoded set of quantized wanted symbols and a previously determined interfering waveform; and

8 a quantizer adapted to quantize said determined current set of unquantized wanted  
symbols to obtain corresponding quantized symbols.

27. The receiver of claim 26 further comprising a channel estimator for determining  
2 a set of channel coefficients characterizing multipath propagation.

28. The receiver of claim 27 further comprising a filter for filtering said received  
2 signal samples based on said channel coefficients.

29. The receiver of claim 28 wherein said filter comprises a time-reversed conjugate  
2 channel filter.

30. The receiver of claim 26 wherein said current set of unquantized wanted symbols  
2 includes only one wanted symbol.

WO 02/31995

PCT/US01/28317

31. The receiver of claim 30 wherein said control combines a pair of successively  
2 received signal samples in a first combining way to obtain said current unquantized symbol and  
combines the same pair of samples in a second combining way to obtain a value of said interfering  
4 waveform.

32. The receiver of claim 31 wherein said first and second combining ways are  
2 orthogonal combining ways.

33. The receiver of claim 31 wherein said first and second combining ways comprise  
2 multiplying said received signal sample pairs by a conjugate of a pair of complex spreading code  
values.

34. The receiver of claim 27 wherein said channel estimator determines said channel  
2 coefficients by correlating said received signal samples with known ones of said data symbols.

35. The receiver of claim 34 wherein said known symbols include previously decoded  
2 symbols.

WO 02/31995

PCT/US01/28317

2 36. A mobile terminal used in a mobile communications system decoding overlapping  
data symbols modulated with mutually orthogonal spreading codes in which some of said symbols  
are known a-priori, comprising:

4 a receiver receiving blocks of signal samples through a channel suffering from  
multipath propagation, a number of signal samples in a block being equal to a length of said  
6 orthogonal spreading codes;

8 a control subtracting from said signal samples intersymbol interference (ISI) related  
to previously decoded symbols and to said known symbols to produce corresponding blocks of  
ISI-compensated signal samples; and

10 a quantizer processing said ISI-compensated sample blocks to obtain a least-squares  
solution for the remaining, unknown data symbols each quantized to a nearest symbol in the alphabet  
12 of symbols with minimum mean-square quantizing error.

2 37. The mobile terminal of claim 36 wherein said subtracted intersymbol interference  
is based on channel coefficients that describe said multipath propagation.

2 38. The mobile terminal of claim 37 wherein said channel coefficients are estimated  
by correlating said received signal samples with said known symbols.

WO 02/31995

PCT/US01/28317

39. A base station used in a mobile communications system decoding overlapping data symbols modulated with mutually orthogonal spreading codes in which some of said symbols are known a-priori, comprising:

2 a receiver receiving blocks of signal samples through a channel suffering from multipath propagation, a number of signal samples in a block being equal to a length of said orthogonal spreading codes;

4 a control subtracting from said signal samples intersymbol interference (ISI) related to previously decoded symbols and to said known symbols to produce corresponding blocks of ISI-compensated signal samples; and

6 a quantizer processing said ISI-compensated sample blocks to obtain a least-squares solution for the remaining, unknown data symbols each quantized to a nearest symbol in the alphabet of symbols with minimum mean-square quantizing error.

8 40. The mobile terminal of claim 39 wherein said subtracted intersymbol interference is based on channel coefficients that describe said multipath propagation.

10 41. The mobile terminal of claim 40 wherein said channel coefficients are estimated by correlating said received signal samples with said known symbols.

WO 02/31995

PCT/US01/28317

2 42. A mobile communications system reducing interference between transmissions of  
wanted signals and unwanted interfering signals, comprising:

4 a receiver comprising a control adapted to process a group of currently received signal  
samples to determine a corresponding current set of unquantized wanted data symbols and an  
interfering waveform representative of a sum of other unwanted interfering data symbols by  
6 subtracting an amount of a previously decoded set of quantized wanted symbols and a previously  
determined interfering waveform; and a quantizer adapted to quantize said determined current set of  
8 unquantized wanted symbols to obtain corresponding quantized symbols.

2 43. The mobile communications system of claim 42 wherein said receiver further  
comprises a channel estimator for determining a set of channel coefficients characterizing multipath  
propagation.

2 44. The mobile communications system of claim 43 wherein said receiver further  
comprises a filter for filtering said received signal samples based on said channel coefficients.

2 45. The mobile communications system of claim 44 wherein said filter comprises a  
time-reversed conjugate channel filter.

WO 02/31995

PCT/US01/28317

2 46. The mobile communications system of claim 42 wherein said current set of  
unquantized wanted symbols includes only one wanted symbol.

2 47. The mobile communications system of claim 46 wherein said control combines a  
pair of successively received signal samples in a first combining way to obtain said current  
unquantized symbol and combines the same pair of samples in a second combining way to obtain a  
4 value of said interfering waveform.

2 48. The mobile communications system of claim 45 wherein said channel estimator  
determines said channel coefficients by correlating said received signal samples with known ones of  
said data symbols.

2 49. The mobile communications system of claim 48 wherein said known symbols  
include previously decoded symbols.

2 50. The mobile communications system of claim 42 wherein said receiver comprises  
a mobile terminal receiver.

2 51. The mobile communications system of claim 42 wherein said receiver comprises  
a base station receiver.

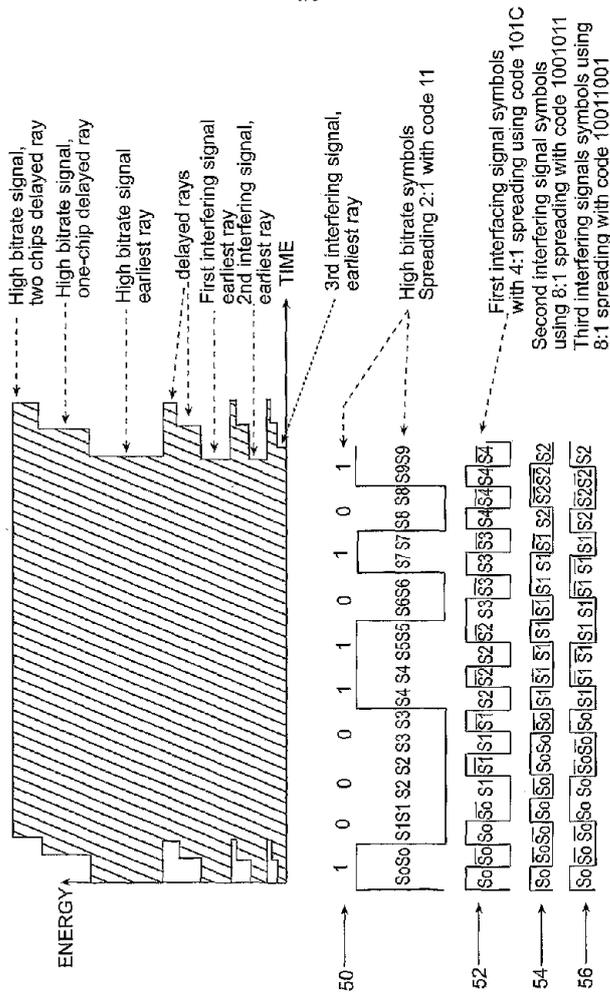


FIG. 1.

WO 02/31995

PCT/US01/28317

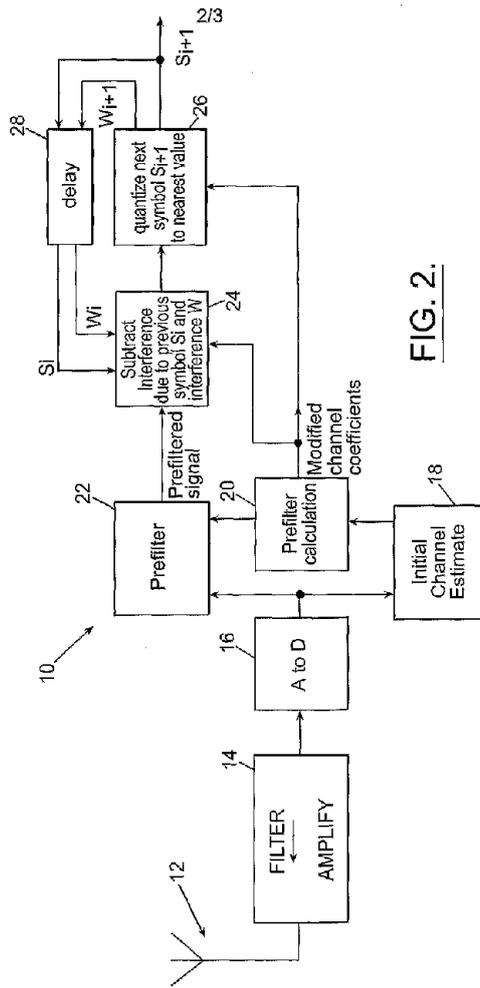
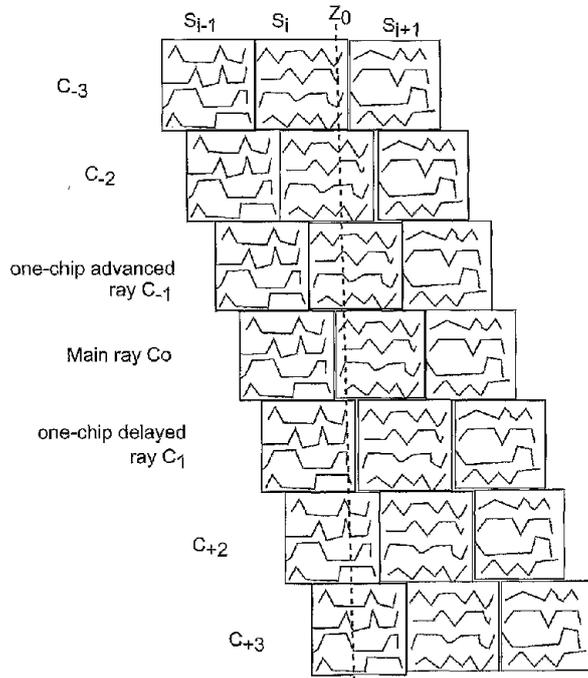


FIG. 2.

3/3



**FIG. 3.**

【国際公開パンフレット(コレクトバージョン)】

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

(19) World Intellectual Property Organization  
International Bureau



(43) International Publication Date  
18 April 2002 (18.04.2002)

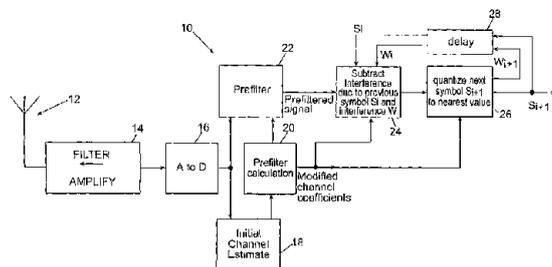
PCT

(10) International Publication Number  
WO 02/031995 A3

- (51) International Patent Classification: **H04B 1/707**, H04L 25/03
- (52) International Application Number: PCT/US01/28317
- (22) International Filing Date: 10 September 2001 (10.09.2001)
- (25) Filing Language: English
- (26) Publication Language: English
- (30) Priority Data: 09/686,901 6 October 2000 (06.10.2000) US
- (71) Applicant (for all designated States except US): **ERICSSON INC.** (US/US), 4901 Development Drive, Research Triangle Park, NC 27709 (US).
- (72) Inventor; and (75) Inventor/Applicant (for US only): **DENT, Paul** (GB/AUS), 637 Faglepoint Road, Pritchard, NC 27312 (US).
- (74) Agent: **MYERS BIGEL SIBLEY SAJOVEC, P.A.**, P.O. Box 37428, Raleigh, NC 27627 (US).
- (81) Designated States (national): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CI, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GI, GM, HK, HU, IL, IN, IS, JP, KL, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NZ, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW.
- (84) Designated States (regional): ARIPPO patent (GI, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, ST, SZ, TZ, UG, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LI, MC, NL, PT, SE, TR), OAPI patent (BF, BI, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).
- Published: — with international search report
- (88) Date of publication of the international search report: 6 February 2003

WO 02/031995 A3

(54) Title: METHOD AND APPARATUS FOR SUBTRACTING MULTIPLE BRAYS OF MULTIPLE INTERFERING RECEIVED SIGNALS



(57) Abstract: A receiver decodes quantized and unquantized wanted data symbols from received signal samples. The receiver comprises a control adapted to process a group of currently received signal samples to determine a corresponding current set of unquantized wanted data symbols and an interfering waveform representative of a sum of other unwanted data symbols by subtracting an amount of a previously decoded set of quantized wanted symbols and a previously determined interfering waveform. A quantizer quantizes the determined current set of unquantized wanted symbols to obtain corresponding quantized symbols.

## 【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		Intern. Application No. PCT/US 01/28317
<b>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER</b> IPC 7 H04B1/707 H04L25/03		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
<b>B. FIELDS SEARCHED</b> Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 H04B H04L  Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched  Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used) EPO-Internal, PAJ, WPI Data, INSPEC		
<b>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</b>		
Category*	Citation of document with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	EP D 491 668 A (ERICSSON GE MOBILE COMMUNICAT) 24 June 1992 (1992-06-24) cited in the application	1,5-8, 26, 30-33, 42,46, 47,50,51
A	column 3, line 13 - line 23 claims 8,9	13
X	MOSHAVI S: "MULTI-USER DETECTION FOR DS-SSMA COMMUNICATIONS" IEEE COMMUNICATIONS MAGAZINE, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, N.J., US, vol. 34, no. 10, 1 October 1996 (1996-10-01), pages 124-136, XP000694489 ISSN: 0163-6804 page 130, right-hand column, line 19 - line 42	1,5-8, 26, 30-33, 42,46, 47,50,51
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C.		
<input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.		
* Special categories of cited documents: *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance *F* earlier document but published on or after the international filing date *I* document which may throw doubts on priority claims or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed *T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is considered with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art *S* document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search		Date of mailing of the international search report
15 August 2002		29. 08. 2002
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5518 Patentamt 2 NL - 2250 HV The Hague Tel: (+31-70) 340-2040, Tx: 31 65 1 epo nl, Fax: (+31-70) 340-0010		Authorized officer  Amadei, D

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		Internat. Application No. PCT/US 01/28317
C (Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	IM S ET AL: "AN ITERATIVE DECORRELATOR WITH MULTIPATH COMBINERS FOR CDMA FREQUENCY-SELECTIVE FADING CHANNELS" VTC 2000-SPRING, 2000 IEEE 51ST. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE PROCEEDINGS, TOKYO, JAPAN, MAY 15-18, 2000, IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 1 OF 3, CONF. 51, 15 May 2000 (2000-05-15), pages 537-541, XP000970677 ISBN: 0-7803-5719-1 page 538, paragraph III ---	14-19
X	WIJTING C S ET AL: "Groupwise serial multiuser detectors for multirate DS-SSMA" VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, 1999 IEEE 49TH HOUSTON, TX, USA 16-20 MAY 1999, PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, US, 16 May 1999 (1999-05-16), pages 836-840, XP010341886 ISBN: 0-7803-5565-2 page 837, left-hand column, paragraph III page 837, right-hand column, paragraph A ---	20-22
X	JUNTTI M J: "PERFORMANCE OF MULTIUSER DETECTION IN MULTIRATE CDMA SYSTEMS" WIRELESS PERSONAL COMMUNICATIONS, KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, NL, vol. 11, no. 3, December 1999 (1999-12), pages 293-311, XP000860502 ISSN: 0929-6212 figure 1 page 301, paragraph 4.2 ---	20
Y	PATEL P ET AL: "ANALYSIS OF A SIMPLE SUCCESSIVE INTERFERENCE CANCELLATION SCHEME IN A DS/SSMA SYSTEM" IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, IEEE INC. NEW YORK, US, vol. 12, no. 5, 1 June 1994 (1994-06-01), pages 796-807, XP000464964 ISSN: 0733-8716 page 302, right-hand column, paragraph B ---	22
Y	PATEL P ET AL: "ANALYSIS OF A SIMPLE SUCCESSIVE INTERFERENCE CANCELLATION SCHEME IN A DS/SSMA SYSTEM" IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, IEEE INC. NEW YORK, US, vol. 12, no. 5, 1 June 1994 (1994-06-01), pages 796-807, XP000464964 ISSN: 0733-8716 page 302, right-hand column, paragraph B ---	22
X	WO 00 51260 A (SPANGENBERG SASCHA MARCUS ;GRANT PETER M (GB); UNIV EDINBURGH (GB)) 31 August 2000 (2000-08-31) page 3, line 24 - line 32 page 5, line 25 -page 6, line 32 figure 2 ---	23-25, 36-41
	-/--	

From PCT/ISA 210 (continuation of second sheet) (July 1989)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		Inventor	Application No.
		PCT/US	01/28317
C/(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT			
Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.	
A	BEHESHTI S ET AL: "JOINT INTERSYMBOL AND MULTIPLE-ACCESS INTERFERENCE SUPPRESSION ALGORITHMS FOR CDMA SYSTEMS" EUROPEAN TRANSACTIONS ON TELECOMMUNICATIONS, EUREL PUBLICATION, MILANO, IT, vol. 9, no. 5, 1 September 1998 (1998-09-01), pages 403-418, XP000782802 ISSN: 1124-318X abstract page 412, paragraph 4.1.1	23-25, 36-41	

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/US 01/28317
<b>Box I Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of item 1 of first sheet)</b>		
This International Search Report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons:		
1.	<input type="checkbox"/>	Claims Nos. _____ because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely:
2.	<input type="checkbox"/>	Claims Nos. _____ because they relate to parts of the International Application that do not comply with the prescribed requirements to such an extent that no meaningful International Search can be conducted, specifically:
3.	<input type="checkbox"/>	Claims Nos. _____ because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentences of Rule 6.4(a).
<b>Box II Observations where unity of invention is lacking (Continuation of item 2 of first sheet)</b>		
This International Searching Authority found multiple inventions in this International application, as follows:		
see additional sheet		
1.	<input checked="" type="checkbox"/>	As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this International Search Report covers all searchable claims.
2.	<input type="checkbox"/>	As all searchable claims could be searched without effort justifying an additional fee, this Authority did not invite payment of any additional fee.
3.	<input type="checkbox"/>	As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this International Search Report covers only those claims for which fees were paid, specifically claims Nos. _____
4.	<input type="checkbox"/>	No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this International Search Report is restricted to the invention first mentioned in the claims. It is covered by claims Nos. _____
<b>Remarks on Protest</b>		<input type="checkbox"/> The additional search fees were accompanied by the applicant's protest. <input checked="" type="checkbox"/> No protest accompanied the payment of additional search fees.

International Application No. PCT/US 01 28317

## FURTHER INFORMATION CONTINUED FROM PCT/ISA/ 210

This International Searching Authority found multiple (groups of) inventions in this international application, as follows:

1. Claims: 1-13, 26-33,42-51
2. Claims: 14-19
3. Claims: 20-22
4. Claims: 23-25,36-41

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

Interno  
PCT/US 01/28317

Application No

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 0491668 A	24-06-1992	US 5151919 A	29-09-1992
		AT 163336 T	15-03-1998
		AU 645646 B2	20-01-1994
		AU 9136691 A	22-07-1992
		BR 9106226 A	30-03-1993
		CA 2076006 A1	18-06-1992
		DE 69128927 D1	25-03-1998
		DE 69128927 T2	04-06-1998
		DK 491668 T3	23-09-1998
		EP 0491668 A2	24-06-1992
		ES 2113876 T3	16-05-1998
		FI 923678 A	17-08-1992
		GR 3026244 T3	29-05-1998
		HK 1009366 A1	28-05-1999
		JP 3081642 B2	28-08-2000
		MX 9102562 A1	01-06-1992
		SG 49656 A1	15-06-1998
		RU 2104615 C1	10-02-1998
		WO 9211716 A1	09-07-1992
		US 5218619 A	08-06-1993
WO 0051260 A	31-08-2000	EP 1155509 A1	21-11-2001
		WO 0051260 A1	31-08-2000

---

フロントページの続き

(81)指定国 AP(GH,GM,KE,LS,MW,MZ,SD,SL,SZ,TZ,UG,ZW),EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,MD,RU,TJ,TM),EP(AT,BE,CH,CY,DE,DK,ES,FI,FR,GB,GR,IE,IT,LU,MC,NL,PT,SE,TR),OA(BF,BJ,CF,CG,CI,CM,GA,GN,GQ,GW,ML,MR,NE,SN,TD,TG),AE,AG,AL,AM,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BR,BY,BZ,CA,CH,CN,CO,CR,CU,CZ,DE,DK,DM,DZ,EC,EE,ES,FI,GB,GD,GE,GH,GM,HR,HU,ID,IL,IN,IS,JP,KE,KG,KP,KR,KZ,LC,LK,LR,LS,LT,LU,LV,MA,MD,MG,MK,MN,MW,MX,MZ,NO,NZ,PH,PL,PT,R O,RU,SD,SE,SG,SI,SK,SL,TJ,TM,TR,TT,TZ,UA,UG,US,UZ,VN,YU,ZA,ZW

(特許庁注：以下のものは登録商標)

ポケットベル

(72)発明者 デント、ポール

アメリカ合衆国 ノースカロライナ、ピッツボロ、 イーグルポイント ロード 637  
Fターム(参考) 5K022 EE02 EE31 EE35