

に接続される干渉作用成分確定器とを備える、ことを特徴とする受信機。

【請求項 2】

マルチパスチャネルのスペクトラム拡散受信機であって、
データを含む複数のユーザ信号と少なくとも 1 つのパイロット信号とを含むスペクトラム
拡散信号から複数の雑音を含むユーザ信号を検出するマルチユーザ検出器と、
ユーザ信号に対するパイロット信号の干渉作用成分を確定する干渉プロセッサと、
前記雑音を含むユーザ信号の対応する 1 つから前記ユーザ信号中の少なくとも 1 つのユー
ザ信号に対する前記少なくとも 1 つのパイロット信号の干渉作用成分を除去する減算器と
を備え、

前記干渉プロセッサは、

遅延の変動量毎に送信信号に対する送信機及び受信機整形フィルタの伝送作用成分を確定
する送信機 - 受信機整形フィルタ作用成分発生器と、

前記パイロット信号の拡散符号と前記ユーザ信号の拡散符号との間の遅延の変動量に対す
る相互相関を発生する拡散符号相互相関器と、

i 番目及び j 番目伝送路の利得及び相対遅延を確定するチャンネルタップ推定量、前記 i 番
目及び j 番目伝送路に関連するチャンネル伝送路遅延の差により確定される遅延差に近い選
択された前記相互相関の部分、及び前記遅延差に近い選択された前記伝送作用成分の部分
から、2 つのチャンネル伝送路 i と j との間の前記漏話作用成分を確定する伝送路漏話作用
成分確定器と、

前記伝送路漏話作用成分確定器の出力から前記ユーザ信号に対する前記パイロット信号の
干渉作用成分を確定する、前記伝送路漏話作用成分確定器に動作可能に接続される干渉作
用成分確定器とを備える、ことを特徴する受信機。

【請求項 3】

マルチパスチャネルに沿って伝送されるスペクトラム拡散信号を受信する方法であって、
データを含む少なくとも 1 つのユーザ信号と少なくとも 1 つのパイロット信号とを含むス
ペクトラム拡散信号から雑音を含むユーザ信号を検出する過程と、

遅延の変動量毎に送信信号に対する送信機及び受信機整形フィルタの伝送作用成分を確定
する過程と、

前記パイロット信号の拡散符号と前記ユーザ信号の拡散符号との間の遅延の変動量に対す
る相互相関を発生する過程と、

i 番目及び j 番目伝送路の利得及び相対遅延を確定するチャンネルタップ推定量、前記 i 番
目及び j 番目伝送路に関連するチャンネル伝送路遅延の差により確定される遅延差に近い選
択された前記相互相関の部分、及び前記遅延差に近い選択された前記伝送作用成分の部分
から、2 つのチャンネル伝送路 i と j との間の前記漏話作用成分を確定する過程と、

前記マルチパスチャネルの伝送路間の前記ユーザ信号に対するパイロット信号の漏話作用
成分を発生する過程と、

前記ユーザ信号に対するパイロット信号の干渉作用成分を発生する過程と、

前記雑音を含むユーザ信号から前記干渉作用成分を差引く過程とを含むことを特徴とする
方法。

【請求項 4】

マルチパスチャネルに沿って伝送されるスペクトラム拡散信号を受信する方法であって、
データを含む複数のユーザ信号と少なくとも 1 つのパイロット信号とを含むスペクトラム
拡散信号から複数の雑音を含むユーザ信号を検出する過程と、

遅延の変動量毎に送信信号に対する送信機及び受信機整形フィルタの伝送作用成分を確定
する過程と、

前記パイロット信号の拡散符号と前記ユーザ信号の拡散符号との間の遅延の変動量に対す
る相互相関を発生する過程と、

i 番目及び j 番目伝送路の利得及び相対遅延を確定するチャンネルタップ推定量、前記 i 番
目及び j 番目伝送路に関連するチャンネル伝送路遅延の差により確定される遅延差に近い選
択された前記相互相関の部分、及び前記遅延差に近い選択された前記伝送作用成分の部分

から、2つのチャネル伝送路 i と j との間の前記漏話作用成分を確定する過程と、
 前記ユーザ信号に対するパイロット信号の干渉作用成分を発生する過程と、
 前記雑音を含むユーザ信号の対応する1つから少なくとも1つの前記ユーザ信号に対する
 前記少なくとも1つのパイロット信号の干渉作用成分を除去して、雑音低減ユーザ信号を
 生成する過程とを有することを特徴とする受信方法。

【発明の詳細な説明】

発明の分野

本発明は全般にスペクトラム拡散通信システムに関連し、詳細にはスペクトラム拡散通信
 システムの移動局ハンドセットの雑音低減用ユニットに関連する。

発明の背景

従来からのスペクトラム拡散信号は、狭帯域の情報搬送信号 $i[t]$ を情報を含まない広
 帯域「拡散」信号 $p[t]$ と混合して生成される信号とみなされる。 B_i 及び B_p が $i[t]$
 及び $p[t]$ の帯域幅を示すものとする、受信機で利用可能な「処理利得」は $G =$
 B_p / B_i である。受信機は、入力信号を $p[t]$ の局部発生信号 $p_0[t]$ に同期させ
 、受信信号を $p_0[t]$ と混合して、信号から $p[t]$ を除去し、信号を「情報帯域幅」
 B_i まで落とす。

拡散信号 $p[t]$ は典型的には、疑似ランダム符号のようなある種のコーディング系列で
 ある。米国宇宙計画では当初、遠距離宇宙通信用に Type 1 Reed-Muller 符号を利用した。
 多くの符号分割多元接続 (CDMA) システムでは、符号として、良好な「雑音状の」特
 性を有し、さらに構成するのが非常に簡単である M 系列が用いられる。

例えば、デジタル携帯電話の IS-95 標準規格では、下り (基地局から移動局への) チ
 ャネルは、拡散符号として 64 チップウォルシュ符号 (基地局当たり 64 人までの異なる
 ユーザを分離するためのもの) と周期的な PN 系列 (異なる基地局を分離するためのもの)
 の積を用いる。従って各ユーザに対する拡散信号 $p[t]$ は、その基地局の PN 系列の
 現在の 64 チップを組み合わせたウォルシュ符号である。

拡散信号の局発信号 $P_0[t]$ を元の信号 $p[t]$ に同期させるために、基地局はさらに
 パイロット信号 $z[t]$ を介して現在の PN 系列を伝送する (パイロット信号 $z[t]$ は
 単に全て 1 のウォルシュ符号を掛け合わせた現在の PN 系列である)。その際移動局はそ
 のパイロット信号に局部符号発生器を同期させ、その後移動局は、ウォルシュ符号及び現
 在の PN 系列を用いて、受信した情報搬送信号を逆拡散することができる。

ウォルシュ符号 W_l 、 $l = 1, \dots, 64$ は完全に互いに直交しており、送信チャネルが
 分散せず、同時に同一送信周波数で送信される場合であっても、ユーザを完全に分離す
 るようになるであろう。

しかしながら実際のチャネルは時間的に分散し、マルチパス現象が生じており、受信機は
 、それぞれ異なりランダムに変動する遅延及び振幅を有する送信信号の多重波を受信す
 る。その状況では、符号の直交性は破壊され、ユーザはもはや分離されなくなる。従って 1
 ユーザのみを検出しようとする際に、移動局は全ての他のチャネルユーザ (他の基地局か
 らの信号を含む) を干渉源とみなす。これにより信号対雑音比 (SNR) が減少し、従っ
 て移動局の受信品質も劣化する。

マルチパスチャネルが存在する場合、移動局はさらに、情報を含まないパイロット信号を
 処理し、チャネルのマルチパスパラメータを特定し、追跡する。このため移動局はチャネル
 推定器を備え、チャネル推定器が各主伝送路に対して、チャネル「タップ」

\hat{h}_i

(以降 \hat{h}_i の形で表す) により示される減衰及び

$\hat{\tau}_i$

(以降 $\hat{\tau}_i$ の形で表す) により示される相対遅延を検出及び追跡する。その際移動局は
 検出動作においてそのチャネル情報を利用する。

1つの典型的なマルチパス検出器は、異なる伝送路を最適に結合し、送信信号の1つのレ
 プリカ (複製) を生成するレイク受信機である。レイク受信機は、J. G. Proakis による D

10

20

30

40

50

igital Communications, McGraw-Hill, Third Edition, 1995に詳細に記載される。その本は参照して本明細書の一部としている。

基地局で用いられる場合が多いマルチユーザ検出方式は、ユーザの信号間の漏話を、多入力、多出力チャネル歪みの一部として理解するものとみなされる。基地局は検出プロセス中にこの歪みを相殺し、概ねその歪みは S/N の低下に反映されない。それゆえ実際のマルチパスチャネルの場合に、マルチユーザ検出方式がシングルユーザ検出方式よりはるかに優れていることは驚くことではない。

問題となるのは、マルチユーザ検出方式がシングルユーザ検出方式より著しく複雑なことである。マルチユーザ検出は（明示的に或いは暗示的に） P/N 符号発生器のバンク（各発生器は個別のユーザに対応する）を用いて受信信号を処理する必要があるばかりでなく、この発生器バンクの出力が最尤判定或いは逆相関/最小二乗平均誤差（ $MMSSE$ ）判定のような優先判定に従ってさらに処理されなければならない、その複雑性は、最尤判定の場合ユーザ数と共に指数関数的に、逆相関/最小二乗平均誤差判定の場合ユーザ数と共に二次関数的に増加する。

S. Verdu (IEEE Transactions on Information Theory, January 1986, pp.85-96) による論文「Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels」はここで参照して本明細書の一部としており、最尤判定を用いるマルチユーザ検出方式を記載する。また以下の論文は参照して本明細書の一部としており、逆相関/ $MMSSE$ 判定を用いるマルチユーザ方式を記載する。

L. Rusch及びPoorによる「MultiUser Detection Techniques for Narrowband Interference Suppression」(IEEE Transactions on Communications, Vol. 43, Nos. 2-3-4, pp. 1725-1737, Feb-Mar-Apr. 1995)。

R. Lupas及びS. Verduによる「Linear Multiuser Detectors for Synchronous Code-Division Multiple-Access Channels」(IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 35, No. 1, January 1989, pp. 123-136)。

Z. Xie, R. Short及びC. Rushforthによる「A Family of Suboptimum Detectors for Coherent Multiuser Communications」(IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 8, No. 4, May 1990, 683-690)。

同時にチャネルを占有するユーザ数は非常に多い場合があるため、マルチユーザ方式に関連する計算上の負荷は大きく、移動通信用 $CDMA$ 受信機のようないくつかの応用例では実装が不可能である。

Bottomleyに付与された米国特許第5,506,861号は、多数の $CDMA$ 信号を復調するための複数の方法を記載しており、それはDigital Communications (J. G. Proakis, Chapter 15, section 15.3) に示されるものと同様ではあるが、マルチパスチャネルの場合に拡張されている。これらのアプローチに共通の特徴は、異なるチャネルユーザの拡散符号にそれぞれ対応する逆拡散器のバンクを必要とするということである。その際逆拡散器のバンクの出力は、ピタビアルゴリズムを用いる $MLSE$ 判定により、或いは逆相関/ $MMSSE$ 判定により処理される。しかしながら逆拡散器のバンクは複雑性及び電力消費の点から高価である。従って移動局ハンドセットに実装することができない。さらにピタビアルゴリズム及び逆相関/ $MMSSE$ 検出器も非常に複雑である。

Ayerstに付与された米国特許第5,323,418号は干渉相殺動作を含む基地局を記載する。その相殺動作は、相対電力に従って受信信号から干渉信号を順次差引く動作を含む。このようにして、各ユーザの影響が個別に除去され、復号化するための所望のユーザの信号が残される。

Stilwellに付与された米国特許第5,105,435号は、スペクトラム拡散システムのユーザ符号雑音を相殺するための方法及び装置を記載する。ほとんどのマルチユーザ検出方式と同様に、そのシステムは受信信号から他のユーザの信号を概ね除去し、それにより対象のユーザ信号を生成する。またStilwellは、移動局受信機が、特に典型的にユーザ信号より著しく強い非常に大きな信号であるとみなされるパイロット信号を受信信号から十分に除去する必要があることを示している。

Tatsuro Masamura (The Transactions of the IEICE, Vol. E71, No. 3 March 1988, pp. 224-231) による論文「Spread Spectrum Multiple Access System with Intrasytem Interference Cancellation」はユニットのバンクを備える干渉再生回路を記載する。各ユニットは従来の逆拡散器を備え、その後にバンドパスフィルタ及び再拡散器を備える。その回路は所望の信号から干渉信号成分を除去し、所望の信号の全歪み成分を低減しようとする。

しかしながらStilwell, Ayerst及びMasamuraは、受信信号を逆拡散し、数倍に再拡散することによりユーザ符号雑音を相殺することを示している。これらの動作は計算上費用がかかるため、その方法は移動局ユニットに利用することはできない。

発明の概要

本発明は、特に移動局ハンドセットに利用できる検出方法及び装置を提供することである。従来技術のように、所望のユーザ信号を検出する前に受信信号から1つ或いはそれ以上のユーザ信号/パイロット信号を検出及び除去するのではなく、本発明は、所望のユーザ信号を検出し、その後パイロット信号の干渉作用成分をそこから除去することによりユーザ信号を補正する。本発明は、従来技術で行われていたような補正動作後の受信信号の再拡散は行わず、またパイロット信号の逆拡散を行う必要もないことに注目されたい。

別の実施例では、本発明はさらに隣接基地局のパイロット信号の干渉作用成分を除去する。

さら本発明の好適な実施例では、干渉作用成分は予め現行チャネル及びパイロット情報から生成される。

それゆえ本発明の好適な実施例によれば、スペクトラム拡散信号を受信するための方法は、a) データを含む少なくとも1つの第1のユーザ信号と少なくとも1つのパイロット信号とを含むスペクトラム拡散信号から雑音を含むユーザ信号を検出する過程と、b) その雑音を含むユーザ信号から第1のユーザ信号に対するパイロット信号の干渉作用成分を除去し、それにより雑音低減ユーザ信号を生成する過程とを含む。

別法では、本発明の別の実施例に従えば、その検出過程は受信スペクトラム拡散信号からの多数のユーザ信号を検出することができる。その方法は雑音を含むユーザ信号の対応する1つから少なくとも1つのユーザ信号に対するパイロット信号の干渉作用成分を除去し、それにより雑音低減ユーザ信号を生成する。

さらに本発明の好適な実施例に従えば、その方法は雑音低減ユーザ信号のデータを復号化する過程を含む。

さらに本発明の好適な実施例に従えば、干渉成分を除去する過程は、パイロット信号当たりの干渉作用成分を判定する過程と、雑音を含むユーザ信号から干渉作用成分を差引く過程とを含む。

さらに本発明の好適な実施例によれば、スペクトラム拡散信号はマルチパスチャネルに沿って伝送されており、その判定過程は、選択されたパイロット信号毎に、a) マルチパスチャネルの異なる伝送路間のユーザ信号に対する選択されたパイロット信号の漏話作用成分を発生する過程と、b) ユーザ信号に対する選択されたパイロット信号の干渉作用成分を発生する過程とを含む。

最後に本発明の好適な実施例によれば、第1の発生過程は、a) 遅延の変動量毎に送信信号に対する送信機及び受信機整形フィルタの伝送作用成分を確定する過程と、b) 遅延の変動量に対して、選択されたパイロット信号の拡散符号とユーザ信号の拡散符号との間の相互相関を生成する過程と、c) i 番目及びj 番目伝送路の利得及び相当遅延を確定するチャネルタップ推定量、これらチャネル伝送路に関連するチャネル遅延の差により確定される遅延差に近い選択された相互相関の部分及び遅延差に近い選択された伝送作用成分の部分から、2つのチャネル伝送路i とj との間の漏話作用成分を確定する過程とを含む。本発明は、ここに記載及び請求される方法並びにその方法を実装した種々の受信機及びプロセッサを含んでいる。

【図面の簡単な説明】

本発明は、図面と共に取り上げられる以下の詳細な説明からより完全に理解及び認識され

10

20

30

40

50

るであらう。

第1図は、本発明の好適な実施例に従って構成され、動作する移動局ユニットのためのデータ検出器のブロック図である。

第2図は、第1図の検出器において利用できる干渉プロセッサのブロック図である。

第3A図は、第1図のデータ検出器において利用できる標準的な従来技術のレイク受信機のブロック図である。

第3B図は、本発明の別の好適な実施例に従って構成され、動作するパイロット干渉除去用レイク受信機のブロック図である。

第4図は、本発明の好適な実施例に従って構成され、動作する、多数のパイロット信号の干渉作用成分を除去する移動局ユニット用の別のデータ検出器のブロック図である。

第5図は、本発明の好適な実施例に従って構成され、動作する基地局マルチユーザデータ検出器のブロック図である。

好適な実施例の詳細な説明

第1図及び第2図には、本発明の移動局ユニットデータ検出器の第1の実施例が示される。第1図は全般に検出器を示しており、第2図は第1図の検出器の一部を形成する干渉プロセッサの構成要素を示す。

検出器10は移動通信ユニットの一部を形成しており、従来の検出器のように信号 $r(n)$ を受信するものであり、レイク受信機12、パイロットプロセッサ11及び選択的な復号化器18を備える。従来のようにパイロットプロセッサ11は同期部13及びチャンネル推定部14を備える。しかしながら本発明の好適な実施例に従えば、検出器10は現行チャンネル推定部14及び同期部13の出力を利用する干渉プロセッサ20も備える。

信号 $r(n)$ は受信信号の一種で、受信信号は予めフィルタされ、ベースバンド信号にダウンコンバートされており、チップ当たり M サンプル及びシンボル当たり N チップの速度でサンプリングされている。ここで M 及び N は典型的には整数である。IS-95CDMA標準規格では、シンボル n 当たり64チップであり、そのチップレートは 1.2288×10^6 チップ/秒、すなわち T_{chip} が約 $0.8 \mu sec$ である。簡単にするために、 M は1に設定される、すなわち受信時に、信号 $r(n)$ はチップ当たり1回サンプリングされる。

同期部13は検出器を基地局のPN系列に同期させ、現在のPN系列をレイク受信機12及び干渉プロセッサ20に供給する。チャンネル推定部14は、各フィンガに関連するチャンネルタップ h_i 及び遅延量 τ_i を推定する。レイク受信機12はユーザのウォルシュ符号(予め知られている)、現在のPN系列、推定されたチャンネルタップ h_i 及び推定されたフィンガ遅延量 τ_i を用いて現在のユーザのデータ信号を逆拡散する。第3A図に詳細に示されるレイク受信機12は、シンボル当たり1回サンプリングされた推定ユーザデータ信号 $x(n)$ を生成する。

受信信号 $r(n)$ は、全ての(現在の基地局及び他の隣接基地局からの場合もある)通話中ユーザのデータ信号、少なくとも現在の基地局からのパイロット信号及び送信、受信等の異なる雑音源により生じるそれ以外の干渉成分からなることに注意されたい。本議論の場合、「パイロット信号」は現在の基地局のパイロット信号のことであり、移動局ユニットにより受信される最も強いパイロット信号である。

本発明の好適な実施例によれば、干渉プロセッサ20はユーザデータ信号 $x(n)$ に対するパイロット信号の漏話干渉作用成分 $c(n)$ を判定する。パイロット信号の電力は典型的には任意の他のチャンネルユーザの信号より著しく大きい(全ての同期部13がその信号に同期できるようにするため)、(減算器22を介して)そのパイロット信号の干渉作用成分 $c(n)$ を除去することにより、推定されたユーザデータ信号 $x(n)$ は著しく改善されるであらう。さらに、以下に示すように、干渉作用成分は比較的計算するのが簡単であり、そのため干渉プロセッサ20は、計算上の負荷を最小限にしなければならない移動局ハンドセットに容易に実装されることができる。

減算器22はレイク受信機出力 $x(n)$ から干渉作用成分 $c(n)$ を除去し、それによりデータ信号の新しい信号 $x'(n)$ を生成する。新しい信号 $x'(n)$ は選択的な復号化

10

20

30

40

50

器 18 により周知の方法を用いて復号化される。

干渉プロセッサ 20 はパイロット信号によりレイク受信機 12 を通過する漏話成分を判定し、この結果からパイロット信号により生成される干渉作用成分を発生する。その漏話成分は $\text{Re} \{ \hat{h}_i \hat{h}_j^* a(k, n) \rho_p(k) \}$, $i = j$ の形式である。ここで \hat{h} は共役複素数を示し、関数 $\text{Re} \{ \}$ は複素数の実数部を示し、 $a(k, n)$ は n 番目の送信シンボルに対するユーザ拡散符号とパイロット拡散符号との相互相関であり、 $\rho_p(k)$ はベースバンドフィルタタップに依存して、送信信号に対する送信及び受信整形フィルタの効果を確定し、 k は整数チップにおいて確定される遅延であり（すなわち k は整数）、 k は分数チップにおいて確定される遅延である（すなわち k は実数である）。典型的には k は T_{chip} / M のユニットにおいて測定される。

ベースバンドフィルタタップは予め知られており、全時間を通して変更されないため、 $\rho_p(k)$ は k の全ての可能な値に対して予め確定されることができ、ルックアップテーブル 30 に格納されることができる。事前送信機 - 受信機整形フィルタ作用成分発生器 32 は $\rho_p(k)$ を以下のように確定する。

$$\rho_p(k') = \int_{-L}^{+L} \alpha(t - k') \beta(-t) dt \quad (\text{式 1})$$

ここで k は典型的には

$$-L \frac{T_{\text{chip}}}{M} < k' < +L \frac{T_{\text{chip}}}{M}$$

の間を T_{chip} / M のステップで変化し、 $\alpha(t)$ は全送信整形フィルタのインパルス応答であり、 $\beta(t)$ は全受信整形フィルタのインパルス応答である。 $\rho_p(k)$ は k が増加するのに従って減少するため、 L は $\rho_p(k)$ が非常に小さくなる点を示すように選択される。従って言い換えると L は

$$\rho_p\left(L \frac{T_{\text{chip}}}{M}\right) \ll \rho_p(0)$$

のように選択される。送信フィルタインパルス応答 $\alpha(t)$ は IS 95 及び IS 98 CDMA 標準規格に定義される。IS - 95 の場合、これは section 6.1.3.1.10 "Baseband Filtering" (pages 6-31-6-33 of IS-95-A + TSB74) に示される。受信フィルタインパルス応答 $\beta(t)$ は設計オプションであり、典型的には予想される信号対雑音比を最大限にするために $\alpha(t)$ に等しくなるように選択される。従ってインパルス応答 $\alpha(t)$ 及び $\beta(t)$ は予め知られている。発生器 32 の出力は k の値毎にルックアップテーブル 30 に格納される。

全てのウォルシュ符号及び全 PN 系列は予め知られており（PN 系列は有限で周期性があることに注意されたい）、各シンボルは PN 系列の N 値と共に送信されるため、 $a(k, n)$ は k 及び n の全ての可能な値に対して予め生成され、ルックアップテーブル 34 に格納されることができる。事前拡散符号相互相関部 36 は $a(k, n)$ を以下のように確定する。

$$\rho_a(k, n) = \frac{1}{2N} \sum_{m=0}^{N-1} q_{\text{pilot}}(m + k, s) q_{\text{user}}^*(m, n) \quad (\text{式 2})$$

$$q_x(m, n) = x_{\text{Walsh}}(m) * PN(m + nN)$$

$$x = \text{pilot or user}$$

$$0 \leq m \leq L-1 \text{ per symbol } n$$

$$-\infty \leq n \leq \infty$$

$$PN(m + nN + kQ) = PN(m + nN) \quad \forall m, n, k$$

ここで、上記式で定義したように、パイロット及びユーザウォルシュ符号 $q(m, N)$ は N チップの系列であり、 $PN(n)$ は、長さ Q の疑似ランダム系列の周期的な延長であり、IS - 95 標準規格の場合 Q は 2^{15} である。

干渉プロセッサ 20 はさらにフィンガ漏話確定部 38 を備え、確定部 38 はチャネル推定

10

20

30

40

50

部 1 4 から推定チャネルタップ \hat{h}_i 及び推定フィンガ遅延量 $\hat{\tau}_i$ を受信し、その情報及び 2 つのルックアップテーブル 3 0 及び 3 4 に格納された情報を利用して、所与のチャネル、チャネル遅延量及びパイロット信号に対する 2 つのフィンガ i 、 j の漏話作用成分を確定する。

詳細には干渉プロセッサ 2 0 は k_0 (ここで $k_0 = \hat{\tau}_i - \hat{\tau}_j$) の値を確定することにより動作し始め、その後干渉プロセッサ 2 0 は漏話作用成分確定部 3 8 を起動し、以下のように漏話作用成分 $a_{i,j}(n)$ を確定する。

$$a_{i,j}(n) = \sum_{k, k'} \text{Re} \{ \hat{h}_i \hat{h}_j^* \rho_a(k, n) \rho_p(k') \} \quad (\text{式 } 3) \quad 10$$

ここでそれぞれ $|k - \text{int}(k_0)| < J$ 及び $|k' - k_0| < J$ により定義される k_0 の範囲内の全ての k 及び k' に対して合計が取られる。 J は設計パラメータであり、典型的には 1 ~ 10 の範囲をなす。遅延差 k 及び k' は 1 チップのステップ毎に階段状になっており、全ての遅延差 k は k_0 の分数部分を含むことに注意されたい。従って k_0 が例えば 7.25 チップである場合、 k は 5.25、6.25、7.25、8.25 及び 9.25 の値を有し、 k' は 5、6、7、8 及び 9 の値を有するようになる。

量 $a_{i,j}(n)$ は、フィンガ j のユーザ信号に対するフィンガ i に沿ったパイロット信号の干渉成分の推定量であることが知られている。3 系統が一般的ではあるが、任意の数のフィンガが用いられることができる。3 フィンガの場合、 i 及び j は 0 ~ 2 の間で変化する。IS - 95 標準規格の場合、ウォルシュ符号は完全に直交し、項 $a_{i,j}(n)$ は 0 に等しくなる。しかしながら直交しない符号の場合、その項は一般に 0 にはならない。

$a_{i,j}(n)$ を計算するために、干渉プロセッサ 2 0 はルックアップテーブル 3 4 からの k の各値及び n 番目のシンボルに対する $\rho_a(k, n)$ の値、並びにルックアップテーブル 3 0 から k' の各値に対する $\rho_p(k')$ の値を検索する。干渉プロセッサ 2 0 はフィンガの各組 (i, j) に対して漏話作用成分確定部 3 8 を起動し、各組に対して、 k_0 の値が k と k' との範囲にあるものとして最初に確定される。

干渉プロセッサ 2 0 はさらにフィンガ干渉作用成分確定部 4 0 及び全干渉作用成分確定部 4 2 を備える。フィンガ干渉作用成分確定部 4 0 はフィンガ当たりの干渉作用成分 $B_j(n)$ を以下のように確定する。

$$B_j(n) = \sum_i a_{i,j}(n) \quad (\text{式 } 4) \quad 30$$

ここでチャネル内のフィンガ数に渡って合計が取られる。

全干渉作用成分確定部 4 2 は $a_{i,j}(n)$ の合計として全干渉作用成分 $c(n)$ を確定する。全干渉作用成分 $c(n)$ は干渉プロセッサ 2 0 の出力である。以下に詳細に記載される第 3 B 図に示されるように、レイク受信機 1 2 は個々のフィンガ寄与率から個々のフィンガ干渉成分 $a_{i,j}(n)$ を差引き、補正された推定ユーザデータ信号 $x(n)$ を直接生成することができる。

パイロット信号の干渉作用成分を除去することによりユーザ信号 $x(n)$ に影響を与えるノイズの、全てではないが、大部分が除去されており、選択的な復号化器 1 8 の性能品質を向上することになることは理解されよう。さらに上記議論から明らかなように、干渉プロセッサ 2 0 の計算上の負荷は比較的小さく、詳細には 2 つの相互相関 $\rho_a(k, n)$ 及び $\rho_p(k')$ が予め確定され、ルックアップテーブル 3 0 及び 3 4 に格納されることができるため比較的小さい。別法ではその計算は、IS - 95 標準規格では ± 1 の値のみを許容する PN 「チップ」上の合計のみを含むため、 $\rho_a(k, n)$ は式 2 から迅速に確定されることができる。

ここで簡単に第 3 A 図を参照すると、3 フィンガチャネルの場合のレイク受信機 1 2 の構成要素が示されており、第 3 B 図には内部で干渉補正を実行するレイク受信機 1 2 の別の形態 1 2 が示される。

レイク受信機 12 は 3 フィンガを備え、それぞれが関連するフィンガにおいて概ね同じ動作を実行する。各フィンガは逆拡散器 50、窓加算器 52、サンプラ 54、フィンガ利得乗算器 56 及び複素数 / 実数変換器 58 を備える。さらに第 2 及び第 3 のフィンガは遅延部 60 を含む。

第 1 のフィンガは、0 番目のフィンガとして知られており、基準フィンガとして機能する。第 2 及び第 3 のフィンガ (1 番目及び 2 番目のフィンガと呼ばれる) はそれぞれ 0 番目のフィンガに対して Δ_1 及び Δ_2 により定義される遅延量を有する。遅延部 60 は 0 番目のフィンガに対する遅延分だけ受信信号 $r(n)$ を遅らせる。完全な場合には、 $\Delta_0 = 0$ に設定される。

逆拡散器 50 は、上で定義された拡散信号 q_{user} を用いて受信信号 $r(n)$ (0 番目のフィンガ) 或いは遅れた信号 (1 番目及び 2 番目のフィンガ) を逆拡散する。窓加算器 52 は図に示されるように N サンプルの窓に渡って逆拡散器 50 の出力を加算し、その結果を N で割る。サンプラ 54 は全ての N 番目のデータポイントをサンプリングする。フィンガ利得乗算器 56 はサンプリングされた信号に関連するチャネルタップ h_i の共役複素数を掛け合わせる。変換器 58 は合成信号の実数部を取り出す。加算器 62 は各フィンガの出力を加算し、そこからデータ信号 $x(n)$ を生成する。

第 3 B 図のレイク受信機 12 は、第 3 A 図のレイク受信機に類似である (それゆえ同じ構成要素に同じ参照番号が付与される) が、乗算器 56 と変換器 58 との間に 3 つの減算器 64 が加わる。減算器 64 は、関連するフィンガのフィンガ干渉作用成分 $B_i(n)$ を関連する乗算器 56 の出力から減算する。

本実施例ではレイク受信器 12 の出力は補正されたデータ信号 $x(n)$ であることは理解されよう。

ここで第 4 図を簡単に参照すると、マルチパイロット干渉を低減することができるデータ検出器 10 が示される。第 4 図の検出器は特に、移動局ユニットが 2 つ或いは 3 つ以上の基地局間の概ね等距離に位置する場合に有用である。この位置では、移動局ユニットは概ね等しい強度を有する多数の基地局のパイロット信号を受信する。パイロット信号はいずれも送信データ信号と干渉する。

データ検出器 10 は、レイク受信器 12、減算器 22 及び選択的な復号化器 18 を備えるという点で第 1 図のデータ検出器 10 と同様である。またデータ検出器 10 は、干渉する基地局当たり 1 つの複数 NB の干渉プロセッサ 20 及び関連するパイロットプロセッサ 11 も備えている。上記のように、各パイロットプロセッサ 11 は同期部、チャネル推定部及び遅延推定部を備える。しかしながらデータ検出器 10 では、各パイロットプロセッサ 11 は異なる基地局のパイロット信号に同期しており、従って各干渉プロセッサ 20 は異なる基地局のパイロット信号の干渉作用成分を発生する。減算器 22 はプロセッサ 20 の多数の干渉作用成分出力をデータ信号 $x(n)$ から除去し、後に選択的な復号化器 18 が復号化する補正された信号 $x(n)$ を生成するようになる。

パイロット及び干渉プロセッサ 11 及び 20 はそれぞれ、隣接基地局のパイロット信号に同期するために、及び基地局が受信する複数 NU の各ユーザ信号に対する隣接パイロット信号の干渉作用成分を確定するために基地局に組み込むことができる。こうして第 5 図に示されるように、基地局は NU データ信号 $x_i(n)$ を生成する検出器 80 を備える。本発明の好適な実施例に従えば、基地局は、隣接する基地局のパイロット信号用の少なくとも 1 つのパイロットプロセッサ 11 及び各ユーザのデータ信号に対する隣接パイロット信号の干渉作用成分を確定するためにユーザ毎に 1 つの NU 個の干渉プロセッサ 20 を備える。また基地局はデータ信号 $x_i(n)$ から関連する干渉プロセッサ 20 の干渉作用成分 $C_i(n)$ を除去するために、ユーザ毎に 1 つの NU 個の減算器 22 を備える。

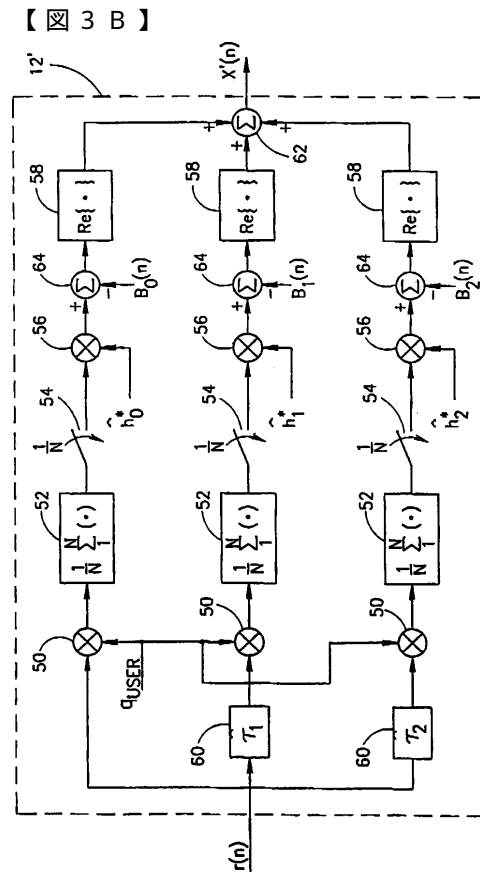
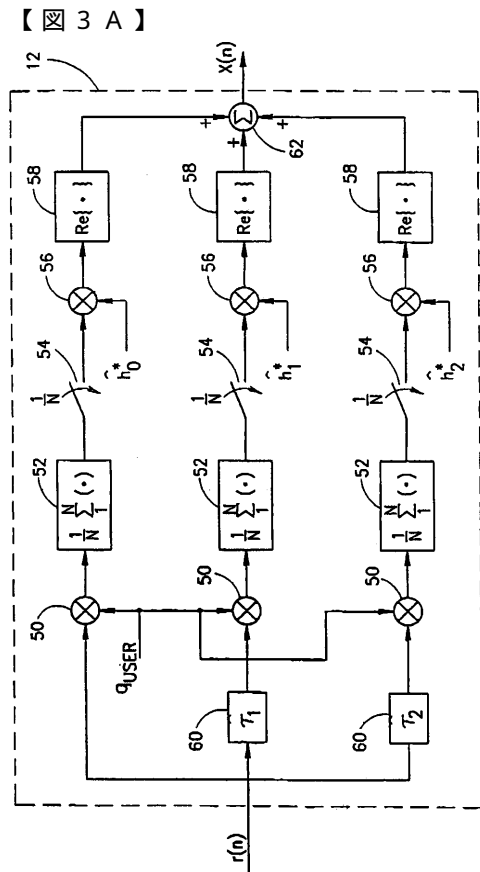
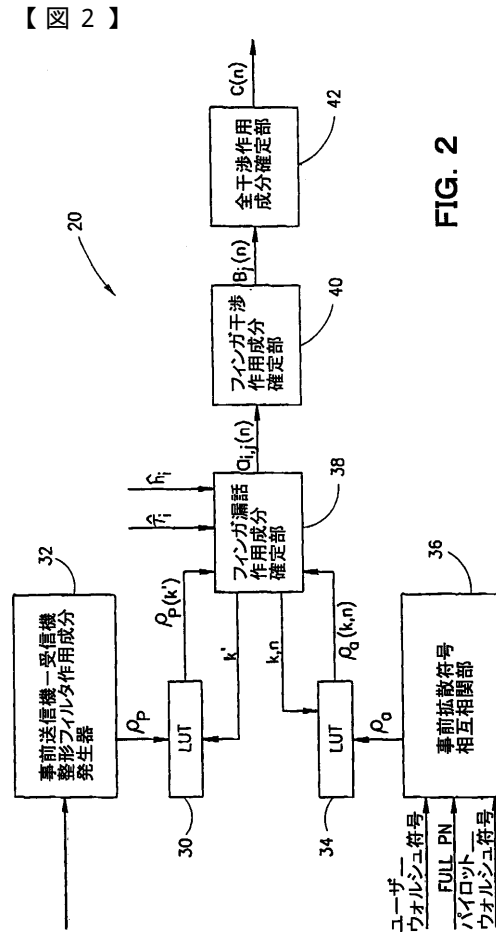
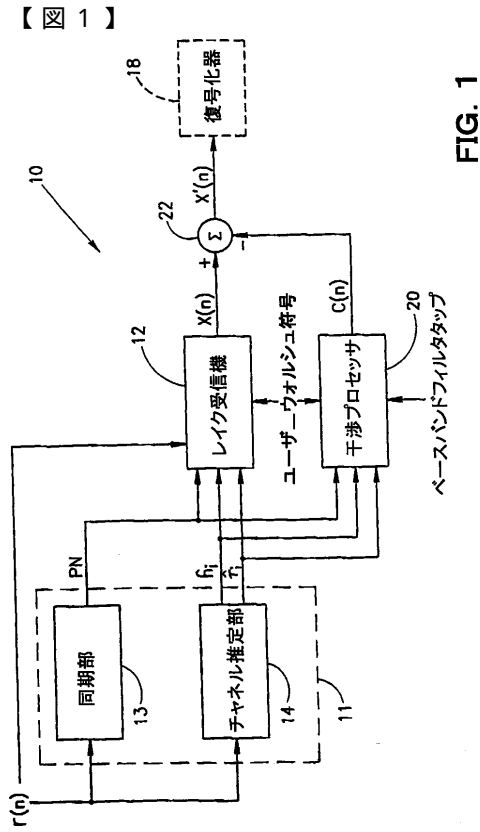
本発明は、ここに詳細に示され、記載されたものに限定されるわけではないことは当業者には理解されよう。むしろ本発明の範囲は以下の請求の範囲によってのみ画定される。

10

20

30

40



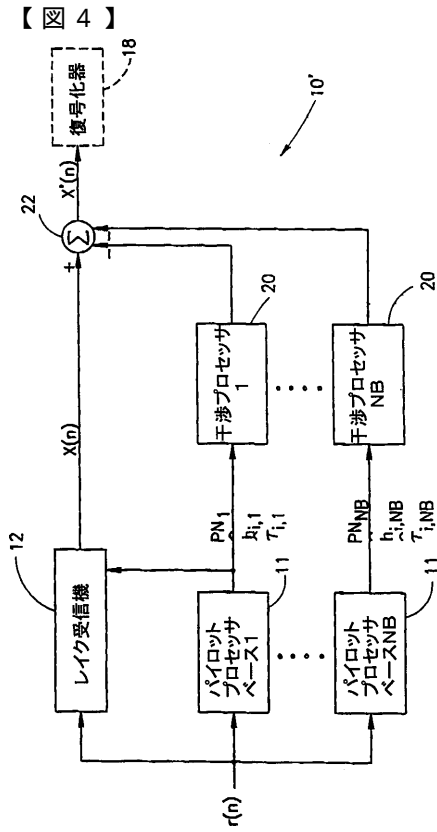


FIG. 4

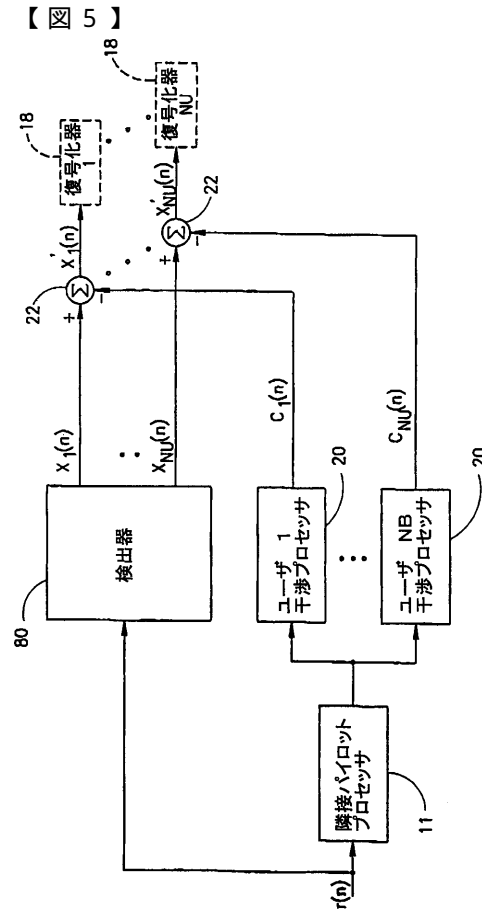


FIG. 5

フロントページの続き

(56)参考文献 特表平06-510415(JP,A)
特開平08-079130(JP,A)
特開平07-250008(JP,A)
特開平07-231286(JP,A)
特表平07-501427(JP,A)
特開平06-350503(JP,A)
特開平08-084096(JP,A)
特開平10-262028(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 1/10

H04B 1/707