

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4772893号  
(P4772893)

(45) 発行日 平成23年9月14日 (2011.9.14)

(24) 登録日 平成23年7月1日 (2011.7.1)

(51) Int.Cl.	F I
HO4W 52/08 (2009.01)	HO4Q 7/00 432
HO4W 52/52 (2009.01)	HO4Q 7/00 454
HO4B 1/707 (2011.01)	HO4J 13/00 400

請求項の数 5 (全 31 頁)

(21) 出願番号	特願2009-167933 (P2009-167933)	(73) 特許権者	596008622
(22) 出願日	平成21年7月16日 (2009.7.16)		インターデジタル テクノロジー コーポレーション
(62) 分割の表示	特願2009-82890 (P2009-82890)の分割		アメリカ合衆国 19810 デラウェア州 ウィルミントン シルバーサイド ロード 3411 コンコルド プラザ ハイグリー ビルディング スイート 105
原出願日	平成7年12月22日 (1995.12.22)		
(65) 公開番号	特開2009-239967 (P2009-239967A)	(74) 代理人	110001243
(43) 公開日	平成21年10月15日 (2009.10.15)		特許業務法人 谷・阿部特許事務所
審査請求日	平成21年7月16日 (2009.7.16)	(74) 復代理人	100115624
審査番号	不服2010-22186 (P2010-22186/J1)		弁理士 濱中 淳宏
審査請求日	平成22年10月1日 (2010.10.1)	(74) 復代理人	100145388
(31) 優先権主張番号	08/368, 710		弁理士 藤原 弘和
(32) 優先日	平成7年1月4日 (1995.1.4)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 スペクトラム拡散通信送信機の適応型電力制御システムに適合した移動加入者局

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

移動局であって、

複数の電力コマンドを受信するように構成された少なくとも一つのアンテナデバイスと

、

複数の電力制御アルゴリズムを実行するように構成されたアルゴリズムデバイス回路とを含み、

前記複数の電力制御アルゴリズムの第1の電力制御アルゴリズムは、前記複数の電力コマンドを比較せずに受信した電力コマンドのそれぞれについて固定量ずつ送信電力レベルを増加または減少させ、

前記複数の電力制御アルゴリズムの第2の電力制御アルゴリズムは、前記複数の電力コマンドを比較して、前記送信電力レベルの増加または減少を決定し、

前記第1および第2の電力制御アルゴリズムはお互いに独立して実行される

ことを特徴とする移動局。

【請求項 2】

前記アルゴリズムデバイス回路に応じて前記送信電力レベルを調整するように構成された可変利得デバイスをさらに含むことを特徴とする請求項1に記載の移動局。

【請求項 3】

受信されたスペクトラム拡散チャネルを逆拡散する逆拡散器であって、該受信されたスペクトラム拡散チャネルは複数の電力コマンドを搬送し、該複数の電力コマンドは前記受

信されたスペクトラム拡散チャネルにおいて多重化されている、逆拡散器と、

逆拡散された前記受信されたスペクトラム拡散チャネルから前記複数の電力コマンドを逆多重化するように構成されたデマルチプレクサと

をさらに含むことを特徴とする請求項 1 に記載の移動局。

【請求項 4】

前記複数の電力コマンドのそれぞれが同一でない場合、前記送信電力レベルは調整されないことを特徴とする請求項 1 に記載の移動局。

【請求項 5】

移動局によって送信電力レベルを設定する方法であって、

複数の電力コマンドを受信するステップと、

複数の電力制御アルゴリズムを実行するステップと

を含み、

前記複数の電力制御アルゴリズムの第 1 の電力制御アルゴリズムは、前記複数の電力コマンドを比較せずに受信した電力コマンドのそれぞれについて固定量ずつ送信電力レベルを増加または減少させ、

前記複数の電力制御アルゴリズムの第 2 の電力制御アルゴリズムは、前記複数の電力コマンドを比較して、前記送信電力レベルの増加または減少を決定し、

前記第 1 および第 2 の電力制御アルゴリズムはお互いに独立して実行される

ことを特徴とする方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明はスペクトラム拡散通信に関し、より詳細にいうとマルチパスプロセッサ、可変帯域幅デバイスおよび送信電力制御システムに関する。

【背景技術】

【0002】

スペクトラム拡散変調は、ある情報の送信に最低限必要とされる帯域幅以上の帯域幅をその情報のスペクトラム拡散信号に占有させる通信手段を提供する。スペクトラム拡散は情報データ信号をその情報データ信号とは無関係のチップング系列信号で変調することにより達成される。情報データ信号は、コンピュータなどのデータデバイスまたは情報データ信号の形にデジタル化する音声信号やビデオ信号などのアナログ信号を出力するアナログデバイスから供給される。チップング系列信号は各々の持続時間  $T_C$  をデータビットまたはデータシンボルよりも実質的に短くしたチップ符号で構成する。情報データ信号を受信側でチップング系列信号と同期受信することによってスペクトラム拡散信号を逆拡散し、データをスペクトラム拡散信号から再生する。

【0003】

スペクトラム拡散変調は事業者向け環境用または都市環境用の通信システムとして多数の利点を備えている。例えば、意図的なおよび非意図的な干渉の低減、マルチパス問題の緩和、多数利用者共用通信システムへの多元接続の提供などである。事業者向けの用途としては、コンピュータ用のローカルエリアネットワークやパーソナル電話または通信網などがあるが、これらに限定されない。

【0004】

基地局と多数の移動加入者局との間の交信にスペクトラム拡散変調を用いたセルラー通信網では移動加入者局の送信電力レベルを制御する必要がある。一つのセル内で基地局の近くに位置するときの移動加入者局はセルの外周付近に位置するときよりも低い送信電力レベルで送信しなければならない。この送信電力レベルの調整は基地局における各移動加入者局からの受信電力レベルが一定になるように行う。

【0005】

都市部などの第 1 の地域では、基地局相互間を近距離にして各移動加入者局の送信電力レベルを低くする小セルでセルラー網を構成する。農村などの第 2 の地域では、基地局を

10

20

30

40

50

互いに遠く分散させて各移動加入者局の所要送信電力レベルを相対的に高くする大セルでセルラー網を構成する。上記第1の地域から第2の地域へ移動する移動加入者局は、通常その移動先の地域の要求に合うように送信電力レベルを調整する。その調整を行わないと、スペクトラム拡散送信機で相対的に高い送信電力レベルを用いている移動加入者局が、人口の少ない大セル地域から人口稠密な多数小セル地域に移動した場合に、その移動先の小セル内やそれに隣接する小セルに望ましくない干渉を引き起こす。また、移動加入者局が建物の陰に移動し基地局への信号がその建物で遮られた場合は、移動加入者局の送信電力レベルを高くしなければならない。これらの調整は、大きいダイナミックレンジで、しかも基地局における受信電力レベルをほぼ一定にし、その一定レベルからの誤差実効値を低く保ち偏差ピーク値を低く保つように迅速に行わなければならない。

10

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】特表平04-502841号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

したがって、移動加入者局のスペクトラム拡散送信機の送信電力レベル制御をセルラー通信網における動作時に自動的に行うスペクトラム拡散通信システムおよび方法が必要とされている。

20

【0008】

本発明の概括的な目的はマルチパスフェージングを低下させ等価帯域幅およびデータ速度を低下させた大容量通信を提供することである。

【0009】

本発明の第2の概括的な目的は可変および/または可調整信号帯域幅機能を備えるスペクトラム拡散送信機を提供することである。

【0010】

本発明のもう一つの概括的な目的は、セル領域内の移動加入者局密度をそれら移動加入者局の送信電力を最小に保ちながら最大にするシステムおよび方法を提供することである。

30

【0011】

本発明のもう一つの目的は、各セルの基地局における各移動加入者局からの受信電力レベルが互いに等しくなるように移動加入者局の送信電力レベルを制御する装置および方法を提供することである。

【0012】

本発明のさらにもう一つの目的は、セルラー通信網における移動加入者局の送信電力レベルを自動的に適応的に制御するシステムおよび方法を提供することである。

【0013】

本発明のさらにもう一つの目的は、スペクトラム拡散送信機が互いに異なる地域、すなわち各々が大きさおよび送信電力要件を異にする複数のセルから成る互いに異なる地域で動作できるようにするスペクトラム拡散通信システムおよび方法を提供することである。

40

【課題を解決するための手段】

【0014】

マルチパス環境では、スペクトラム拡散信号は建物の壁面などの複数の表面で反射し、複数のスペクトラム拡散信号を発生するものとみられる。これら複数のスペクトラム拡散信号は各々が複数のスペクトラム拡散信号から成る複数のスペクトラム拡散信号群の形で通常現れる。これら複数のスペクトラム拡散信号群はスペクトラム拡散信号がマルチパス環境で反射した結果生じたものである。

【0015】

複数の群として受信されるスペクトラム拡散信号を追跡するマルチパスプロセッサをこ

50

の発明は提供する。このマルチパスプロセッサは第１の複数の相関器と、第２の複数の相関器と、第１の加算器と、第２の加算器と、選択器または合成器とを備える。第１の加算器は第１の複数の相関器と選択器または合成器との間に接続してある。第２の加算器は第２の複数の相関器と選択器または合成器との間に接続してある。

【００１６】

第１の複数の相関器は第１の群の中の第１の複数のスペクトラム拡散信号を逆拡散して第１の複数の逆拡散信号を生ずる。第１の加算器はこれら第１の複数の逆拡散信号を加算または合成して第１の合成逆拡散信号を生ずる。

【００１７】

第２の複数の相関器は第２の群の中の第２の複数のスペクトラム拡散信号を逆拡散して第２の複数の逆拡散信号を生ずる。第２の加算器は第２の複数の逆拡散信号を加算または合成して第２の合成逆拡散信号を生ずる。

【００１８】

選択器は第１の合成逆拡散信号または第２の合成逆拡散信号のいずれかを選択する。選択された合成逆拡散信号は判定デバイスから出力逆拡散信号として出力される。合成器で第１の合成逆拡散信号を第２の合成逆拡散信号と合成または加算して出力逆拡散信号を生ずることもできる。

【００１９】

本発明はスペクトラム拡散送信機用の可変帯域幅スペクトラム拡散器をも含む。この可変帯域幅スペクトラム拡散器は拡散ずみ帯域幅を持つスペクトラム拡散信号を生ずる。また、この可変帯域幅スペクトラム拡散器は拡散帯域幅よりも小さいチップング周波数のチップング系列信号を用いる。

【００２０】

可変帯域幅スペクトラム拡散器はチップング系列信号発生器と、スペクトラム拡散処理手段と、インパルス発生器と、フィルタとを備える。スペクトラム拡散処理手段はチップング系列信号発生器に接続する。インパルス発生器はスペクトラム拡散処理手段に接続する。フィルタはインパルス発生器に接続する。

【００２１】

チップング系列信号発生器はチップング周波数のチップング系列信号を生ずる。スペクトラム拡散処理手段はチップング系列信号でデータ信号を処理して拡散ずみデータ信号を生ずる。インパルス発生器は、拡散ずみデータ信号に含まれる各チップに応答してインパルス信号を生ずる。フィルタは拡散ずみ帯域幅で各インパルス信号のスペクトラムをフィルタ処理する。

【００２２】

スペクトラム拡散処理手段は、排他的論理和ゲートや、積デバイスや、チップング系列信号でデータをスペクトラム拡散処理するための周知のそれ以外のデバイスで具体化できる。フィルタに可変帯域幅フィルタを含めることができる。可変帯域幅フィルタは各インパルス信号のスペクトラムの拡散帯域幅を変化させ、または調整するために用いる。したがって、スペクトラム拡散信号は可変帯域幅フィルタの帯域幅に基づき選んだ帯域幅をもつよう設計できる。帯域幅はシステム要件に応じて可変にまたは調節可能にすることもできる。本明細書で用いる可変帯域幅という用語は、特定のシステムにおける時間条件ほかの要件に応じて可変である帯域幅を意味する。調節可能帯域幅は可変帯域幅に似ているが、選択された設定値を保つように調節できる帯域幅という意味で用いてある。

【００２３】

本発明は、スペクトラム拡散送信機の適応型送信電力制御（ＡＰＣ）も提供する。複数の移動加入者局がスペクトラム拡散変調を用いたセルラー通信網で作動する。移動加入者局は第１のスペクトラム拡散信号を送信する。基地局は第２のスペクトラム拡散信号を送信する。

【００２４】

基地局は自動利得制御（ＡＧＣ）手段と、基地局相関器手段と、比較手段と、電力レベ

10

20

30

40

50

ル手段と、送信手段と、アンテナとを備える。基地局相関器手段はA G C手段に接続する。電力手段は基地局相関器手段と比較手段とに接続する。比較手段は電力レベル手段に接続する。アンテナは送信手段に接続する。

【 0 0 2 5 】

各移動加入者局は逆拡散手段と可変利得手段とを備える。

【 0 0 2 6 】

受信信号は、本明細書では、第1のスペクトラム拡散信号と干渉信号とを含むものと定義する。干渉信号は、本明細書では、雑音や他のスペクトラム拡散信号や第1のスペクトラム拡散信号と同一周波数の不都合な信号を含むものと定義する。

【 0 0 2 7 】

各受信信号についてA G C手段はA G C出力信号を生ずる。基地局相関器手段はA G C出力信号を逆拡散する。電力レベル手段は逆拡散ずみのA G C出力信号を処理して受信電力レベル信号を生ずる。比較手段は受信電力レベル信号をしきい値レベルと比較して送信電力コマンド信号を生ずる。送信電力コマンド信号はアナログ信号でもディジタル信号でも情報データビットと多重化したデータ信号でも構成できる。基地局の送信機手段は送信電力コマンド信号を第2のスペクトラム拡散信号として、または情報データビットと多重化したデータ信号として送信する。

【 0 0 2 8 】

各移動加入者局では、逆拡散手段が上記第2のスペクトラム拡散信号から送信電力コマンド信号を送信電力調整信号の形に逆拡散する。可変利得手段はこの送信電力調整信号を移動加入者局送信機からの第1のスペクトラム拡散信号の送信電力レベルの調整の基準として用いる。この送信電力レベルの調節は線形的にも非線形的にも行うことができる。

【 0 0 2 9 】

本発明はスペクトラム拡散変調を用いたセルラー通信網で動作する移動加入者局のスペクトラム拡散送信機の送信電力制御の方法も含む。移動加入者局は第1のスペクトラム拡散信号を送信する。基地局は移動局からの第1のスペクトラム拡散信号を捕捉する過程と、第1のスペクトラム拡散信号プラス雑音など干渉信号の受信電力レベルを検出する過程とを実行する。これらの過程は、受信信号からA G C出力信号を生ずることと、そのA G C出力信号を逆拡散することとを含む。逆拡散ずみのA G C出力信号を処理して受信電力レベル信号を生ずる。この方法は、さらに受信電力レベル信号をしきい値レベルと比較して送信電力コマンド信号を生ずることも含む。この送信電力コマンド信号を基地局から第2のスペクトラム拡散信号の一部として送信する。

【 0 0 3 0 】

この方法は移動加入者局で第2のスペクトラム拡散信号から送信電力コマンド信号を逆拡散し、この送信電力コマンド信号に応答して第1のスペクトラム拡散信号の送信電力レベルを調整する。

【 0 0 3 1 】

本発明の上記以外の目的および利点は次の説明に記載しており、部分的にはその説明から自明であり、また本発明の実施により習得できる。また、本発明の目的および利点は特許請求の範囲に詳細に指摘した構成要素およびそれらの組合せにより実現でき、達成できる。

【 発明の効果 】

【 0 0 3 2 】

スペクトラム拡散信号の送信電力レベルの最適化を急速に達成できる移動加入者局、すなわち携帯用セルラー電話送受信ハンドセットを提供できる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 3 3 】

【 図 1 】 いくつかのマルチパス信号を生じさせるチャネルインパルス応答の図解。

【 図 2 】 いくつかのマルチパス信号の二つの群の発生の原因となる条件の図解。

【 図 3 】 二つのスペクトラム拡散信号群として受信したスペクトラム拡散信号を逆拡散す

10

20

30

40

50

る相関器ふた組を用いたマルチパスプロセッサのブロック図。

【図 4】遅延を伴うチップング系列信号を生ずる手段のブロック図。

【図 5】通信チャネルのタップ付き遅延線モデルを示す図。

【図 6】相関器のブロック図。

【図 7】図 6 の相関器から生ずる自己相関関数の概略図。

【図 8】受信信号を追跡する手段のブロック図。

【図 9】受信したスペクトラム拡散信号からパイロット信号を合成する手段のブロック図

。【図 10】スペクトラム拡散信号のパイロットチャネルに埋め込まれているパイロット信号を追跡する手段のブロック図。

【図 11】受信信号と基準チップング系列信号との間の相互相関を基準遅延の関数として示す図。

【図 12】図 11 の相互相関関数の重心を示す図。

【図 13】二つのスペクトラム拡散信号群として受信したスペクトラム拡散信号を逆拡散する整合フィルタふた組を用いたマルチパスプロセッサのブロック図。

【図 14】三つのスペクトラム拡散信号群として受信したスペクトラム拡散信号を逆拡散する相関器三組を用いたマルチパスプロセッサのブロック図。

【図 15】三つのスペクトラム拡散信号群として受信したスペクトラム拡散信号を逆拡散する整合フィルタ三組を用いたマルチパスプロセッサのブロック図。

【図 16】可変帯域幅スペクトラム拡散デバイスのブロック図。

【図 17】スペクトラム拡散ずみのデータ信号のチップを図解する。

【図 18】図 17 のスペクトラム拡散ずみのデータ信号のチップに対応するインパルス信号を示す。

【図 19】図 16 の可変帯域幅スペクトラム拡散装置の代替のブロック図。

【図 20】基地局のブロック図。

【図 21】移動加入者局のブロック図。

【図 22】非線形送信電力調整を示す図。

【図 23】線形および非線形送信電力調整を示す図。

【図 24】基地局で受信した等価送信電力の複数の信号についての送信中におけるフェージングを示す。

【図 25】固定ステップアルゴリズムの場合についての一斉通報送信電力の適応型電力制御信号を示す。

【図 26】固定ステップアルゴリズムの場合についての逆拡散出力電力を示す。

【図 27】可変ステップアルゴリズムの場合についての一斉通報送信電力の適応型電力制御信号を示す。

【図 28】可変ステップアルゴリズムの場合についての逆拡散出力電力を示す。

【発明を実施するための形態】

【0034】

本発明の好適な実施例を同一の構成要素には同一の参照符号を付けて示した図面を参照して次に詳細に説明する。

【0035】

〔マルチパスプロセッサ〕

マルチパス環境では、信号がいくつかの建物またはそれ以外の構造物で反射する。それらいくつかの建物からの反射によって、いくつかの信号またはいくつかの信号群が受信機に到達する結果になる。図 1 は一つの信号が時間的に互いにずれたいくつかの信号として到達する様子を示している。図 2 は一つの信号が時間的に互いにずれたいくつかの信号の二つの信号群として到達する様子を示している。受信機に到達する複数の信号が時間的に一様に分散して到達することは通常はない。すなわち、マルチパス環境では受信信号  $r(t)$  は二つ以上のスペクトラム拡散信号群を含み得る。

【0036】

マルチパス環境では、一つのスペクトラム拡散信号は各々が複数のスペクトラム拡散信号を有する複数のスペクトラム拡散信号群を生ずるとみなされる。これら複数の信号群はスペクトラム拡散信号がマルチパス環境で反射した結果である。複数の信号群に応答しそれら信号群を処理する手段として、マルチパスプロセッサがスペクトラム拡散受信システムを改良する。

【 0 0 3 7 】

図 3 に示す構成例では、スペクトラム拡散信号を追跡するマルチパスプロセッサを示す。このマルチパスプロセッサはスペクトラム拡散受信システムの一部として用いられている。

【 0 0 3 8 】

マルチパスプロセッサは第 1 の逆拡散手段と、第 2 の逆拡散手段と、第 1 の合成手段と、第 2 の合成手段と、選択手段または出力合成手段とを備える。第 1 の合成手段は第 1 の逆拡散手段と選択手段または出力合成手段との間に接続してある。第 2 の合成手段は第 2 の逆拡散手段と選択手段または出力合成手段との間に接続してある。

【 0 0 3 9 】

第 1 の逆拡散手段は第 1 の信号群の中の第 1 の複数のスペクトラム拡散信号を含む受信信号を逆拡散する。このようにして第 1 の逆拡散手段は第 1 の複数の逆拡散信号を生ずる。第 1 の合成手段は第 1 の複数の逆拡散信号を合成、すなわち加算して第 1 の合成逆拡散信号を生ずる。

【 0 0 4 0 】

第 2 の逆拡散信号は第 2 の信号群の中の第 2 の複数の 2 スペクトラム拡散信号を含む受信信号を逆拡散する。これによって第 2 の逆拡散手段は第 2 の複数の逆拡散信号を生ずる。第 2 の合成手段は第 2 の複数の逆拡散信号を第 2 の合成逆拡散信号に合成、すなわち加算する。

【 0 0 4 1 】

選択手段は第 1 の合成逆拡散信号または第 2 の合成逆拡散信号を選択する。選択された合成逆拡散信号は選択手段から出力逆拡散信号として出力される。選択手段は第 1 の合成逆拡散信号および第 2 の合成逆拡散信号のうち信号強度の大きい方、平均 2 乗誤差の最小値、最尤度その他の選択基準に응答して動作させることができる。選択手段の代わりに出力合成手段を用い、第 1 の合成手段の出力と第 2 の合成手段の出力とを適当な重みづけのあとコヒーレントに合成または加算することもできる。

【 0 0 4 2 】

図 3 に示すとおり、第 1 の逆拡散手段に第 1 の複数のスペクトラム拡散信号をそれぞれ逆拡散する第 1 の複数の相関器を備えることもできる。第 1 の複数の相関器は、図示の例では第 1 の乗算器 1 1 1 と、第 2 の乗算器 1 1 2 と、第 3 の乗算器 1 1 3 と、第 1 のフィルタ 1 2 1 と、第 2 のフィルタ 1 2 2 と、第 3 のフィルタ 1 2 3 とを備え、第 1 のチップング系列信号  $g(t)$ 、第 2 のチップング系列信号  $g(t - T_0)$ 、および第 3 のチップング系列信号  $g(t - 2T_0)$  の供給を受ける。第 2 のチップング系列信号  $g(t - T_0)$  と第 3 のチップング系列信号  $g(t - 2T_0)$  とは第 1 のチップング系列信号  $g(t)$  と同じであるが時間  $T_0$  および時間  $2T_0$  だけそれぞれ遅れている。各チップング系列信号の間には一定の遅延  $T_0$  があることが好ましい。

【 0 0 4 3 】

入力に受信信号  $r(t)$  を加える。第 1 の乗算器 1 1 1 を入力と第 1 フィルタ 1 2 1 との間に接続し、第 1 のチップング系列信号  $g(t)$  の信号源にも接続する。第 2 の乗算器 1 1 2 を入力と第 2 のフィルタ 1 2 2 との間に接続し、第 2 のチップング系列信号  $g(t - T_0)$  の信号源にも接続する。第 3 の乗算器 1 1 3 を入力と第 3 のフィルタ 1 2 3 との間に接続し、第 3 のチップング系列信号  $g(t - 2T_0)$  の信号源にも接続する。第 1 のフィルタ 1 2 1、第 2 のフィルタ 1 2 2 および第 3 のフィルタ 1 2 3 の出力は第 1 の加算器 1 2 0 に接続する。

【 0 0 4 4 】

10

20

30

40

50

種々の遅延を伴うチップング系列信号の発生のための回路および装置は当業者に周知である。図4を参照すると、チップング系列信号発生器401を電圧制御発振器402および複数の遅延素子403、404、405、406に接続してある。電圧制御発振器には、群遅延信号を供給する。この群遅延信号はある受信信号群の逆拡散にチップング信号群が用いた遅延値に対応する。電圧制御発振器402は発振信号を生ずる。チップング系列信号発生器401はこの発振信号から第1のチップング系列信号 $g(t)$ を生じ、この第1のチップング系列信号 $g(t)$ の初期位置は群遅延信号から判定される。第1のチップング系列信号 $g(t)$ は複数の遅延素子403、404、405、406によって遅延を受けて、第2のチップング系列信号 $g(t - T_0)$ 、第3のチップング系列信号 $g(t - 2T_0)$ 、第4のチップング系列信号 $g(t - 3T_0)$ および以下同様の信号が生ずる。このように、第2のチップング系列信号 $g(t - T_0)$ および第3のチップング系列信号 $g(t - 2T_0)$ は第1のチップング系列信号 $g(t)$ の遅延出力として発生することができる。以上のほかに、受信回路の一部として、受信スペクトラム拡散信号に埋め込まれた特定のチップング系列信号の捕捉のための捕捉追跡回路を設ける。

#### 【0045】

図3のマルチパスプロセッサに第1の重みづけデバイス131、第2の重みづけデバイス132および第3の重みづけデバイス133を備えるオプションも可能である。第1の重みづけデバイス131は第1のフィルタ121の出力と第1の重みづけ信号 $W_1$ の信号源とに接続する。第2の重みづけデバイス132は第2のフィルタ122の出力と第2の重みづけ信号 $W_2$ の信号源とに接続する。第3の重みづけデバイス133は第3のフィルタ123の出力と第3の重みづけ信号 $W_3$ の信号源とに接続する。第1の重みづけ信号 $W_1$ 、第2の重みづけ信号 $W_2$ および第3の重みづけ信号 $W_3$ はオプションであり、第1の重みづけデバイス131、第2の重みづけデバイス132および第3の重みづけデバイス133の中でそれぞれプリセットすることもできる。また、第1の重みづけ信号 $W_1$ 、第2の重みづけ信号 $W_2$ および第3の重みづけ信号 $W_3$ をプロセッサまたはそれ以外の制御回路で制御することも可能である。第1のフィルタ121、第2のフィルタ122および第3のフィルタ123の出力は、それぞれ第1の重みづけデバイス131、第2の重みづけデバイス132および第3の重みづけデバイス133を通じて第1の加算器120に接続する。

#### 【0046】

同様に、第2の逆拡散手段に第2の複数のスペクトラム拡散信号の逆拡散のための第2の複数の相関器を備えることもできる。第2の複数の相関器は、図示の例では第4の乗算器114と、第5の乗算器115と、第6の乗算器116と、第4のフィルタ124と、第5のフィルタ125と、第6のフィルタ126とを備え、第4のチップング系列信号 $g(t - T_{D1})$ 、第5のチップング系列信号 $g(t - T_0 - T_{D1})$ および第6のチップング系列信号 $g(t - 2T_0 - T_{D1})$ の供給を受ける。第4の乗算器114は入力と第4のフィルタ124との間に接続し、第4のチップング系列信号 $g(t - T_{D1})$ の信号源にも接続する。第5の乗算器115は入力と第5のフィルタ125との間に接続し、第5のチップング系列信号 $g(t - T_0 - T_{D1})$ の信号源にも接続する。第6の乗算器116は入力と第6のフィルタ126との間に接続し、第6のチップング系列信号 $g(t - 2T_0 - T_{D1})$ の信号源にも接続する。第4のチップング系列信号 $g(t - T_{D1})$ 、第5のチップング系列信号 $g(t - T_0 - T_{D1})$ および第6のチップング系列信号 $g(t - 2T_0 - T_{D1})$ は第1のチップング系列信号 $g(t)$ と同じであるが、それぞれ時間 $T_{D1}$ 、時間 $T_0 + T_{D1}$ 、および時間 $2T_0 + T_{D1}$ だけ遅延を受けている。これによって、第2の複数の相関器が第2の複数の逆拡散信号を生ずる。第4のフィルタ124、第5のフィルタ125および第6のフィルタ126の出力を第2の加算器130に接続する。

#### 【0047】

第4のフィルタ124、第5のフィルタ125および第6のフィルタ126の出力側に第4の重みづけデバイス134、第5の重みづけデバイス135および第6の重みづけデ

10

20

30

40

50



バイス 1 3 6 をオプションとして配置することも可能である。第 4 の重みづけデバイス 1 3 4、第 5 の重みづけデバイス 1 3 5 および第 6 の重みづけデバイス 1 3 6 は、第 4 の重みづけ信号  $W_4$ 、第 5 の重みづけ信号  $W_5$  および第 6 の重みづけ信号  $W_6$  をそれぞれ生ずる信号源に接続する。第 4 の重みづけ信号  $W_4$ 、第 5 の重みづけ信号  $W_5$  および第 6 の重みづけ信号  $W_6$  はオプションであり、第 4 の重みづけデバイス 1 3 4、第 5 の重みづけデバイス 1 3 5 および第 6 の重みづけデバイス 1 3 6 の中にそれぞれプリセットすることもできる。第 4 の重みづけ信号  $W_4$ 、第 5 の重みづけ信号  $W_5$  および第 6 の重みづけ信号  $W_6$  をプロセッサその他の制御回路で制御することもできる。第 4 のフィルタ 1 2 4、第 5 のフィルタ 1 2 5 および第 6 のフィルタ 1 2 6 の出力は、第 4 の重みづけデバイス 1 3 4、第 5 の重みづけデバイス 1 3 5 および第 6 の重みづけデバイス 1 3 6 をそれぞれ通して第 2 の加算器 1 3 0 に接続する。第 1 の加算器 1 2 0 および第 2 の加算器 1 3 0 の出力を判定デバイス 1 5 0 に接続する。判定デバイス 1 5 0 は選択器または合成器で構成できる。

10

#### 【 0 0 4 8 】

重みづけデバイスは、大きさと位相を変える増幅器または減衰回路で構成できる。それら増幅器または減衰回路はアナログデバイスまたはデジタル回路で構成できる。これら増幅器回路または減衰回路は、利得を重みづけ信号で制御できるようにして調整可能型にすることができる。特定の重みづけデバイスで重みづけ信号を用いるオプションもある。特定の重みづけデバイスを固定増幅器利得などのように固定の重みまたはプリセットした量をもつ設計にすることもできる。

20

#### 【 0 0 4 9 】

図 5 は通信チャネルのタップ付き遅延線モデルを示す図である。通信チャネルに入ってくる信号  $s(t)$  は、遅延時間  $T_0$  をもつ複数の遅延素子 4 1 1、4 1 2、4 1 3、4 1 4 を通過する。信号  $s(t)$  は各遅延素子出力ごとに複数の複素減衰係数  $h_n$  でそれぞれ減衰を受け、加算器 4 1 9 に供給される。加算器 4 1 9 からの出力 OUTPUT が通信チャネルからの出力である。

#### 【 0 0 5 0 】

ある与えられた通信チャネルはインパルス応答のフーリエ変換である周波数応答を備える。

#### 【 0 0 5 1 】

30

#### 【 数 1 】

$$H(f) = \sum_{i=1}^N a_i e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (\text{式 1})$$

#### 【 0 0 5 2 】

ここで、 $a_i$  は通信チャネルのマルチパスの複素利得を表し、 $\tau_i$  は通信チャネルのマルチパスの遅延を表す。

#### 【 0 0 5 3 】

通信チャネル周波数応答  $H_c(f)$  を検討する。通信チャネル周波数応答は帯域  $B$  を有する。以下の検討では、この帯域は一定になっており、通信チャネル周波数応答  $H_c(f)$  は等価低域フィルタ関数である。通信チャネル周波数応答をフーリエ級数に展開すると、次のようになる。

40

#### 【 0 0 5 4 】

$$H_c(f) = \sum_n h_n e^{-j2\pi f \tau_n} \quad \text{式 (2)}$$

ここで、 $h_n$  はフーリエ係数である。これは通信チャネルのタップ付き遅延線モデルであり、その場合、図 3 の受信装置は  $T_0 = 1/B$  のとき整合フィルタとして作用し、重み  $W_n$  は値  $h_n$  の複素共役値に設定されている。すなわち、 $W_n = h_n^*$  である。

#### 【 0 0 5 5 】

好ましくは、第 1 の複数の相関器の各相関器がチップング系列信号  $g(t)$ 、すなわち、第 1 の複数の相関器の他方の各々でそれぞれ用いたチップング系列信号の各々の各遅延

50

とは異なる遅延を有するチップング系列信号  $g(t)$  で逆拡散する。第1の複数の相関器はチップング系列信号  $g(t)$ 、 $g(t - T_0)$ 、 $g(t - 2T_0)$  を使用する。ここで、 $T_0$  はチップング系列信号相互間の遅延である。遅延  $T_0$  は各チップング系列信号相互間で同一にしても異ならせても差し支えない。ここでは説明の便宜上遅延  $T_0$  は同一としている。

#### 【0056】

同様に、第2の複数の相関器の各々は、第2の複数の相関器の他方の相関器の各々で用いた他のチップング系列信号の各遅延とは異なる遅延をもつチップング系列信号で逆拡散する。また、第2の複数の相関器の各々は、第1の複数の相関器のそれぞれで用いた各チップング系列信号の各遅延とは異なる遅延  $T_{D1}$  をもつチップング系列信号で逆拡散する。このように、第2の複数の相関器はチップング系列信号  $g(t - T_{D1})$ 、 $g(t - T_0 - T_{D1})$ 、 $g(t - 2T_0 - T_{D1})$  を用いる。ここで、遅延  $T_{D1}$  は第1の複数の相関器と第2の複数の相関器との間の遅延である。遅延  $T_{D1}$  は第1の受信スペクトラム拡散信号群と第2の受信スペクトラム拡散信号群との間とほぼ等しい遅延である。

#### 【0057】

図6は相関器、すなわち入力信号  $s(t)$  に乗算器674で入力信号の遅延出力  $s(t - T)$  を乗算する相関器である。これら二つの信号の積をフィルタ675によってフィルタ処理し、その出力に自己相関関数  $R(T)$  を得る。方形波入力信号  $s(t)$  に対する自己相関関数  $R(T)$  を図7に示す。チップ時間  $T_c$  にわたって相関関数  $R(T)$  は点AとBの振幅が等しくなったとき最大になる。この機能を実行するための当業者に周知の回路を図8に示す。図8に示すとおり、逆拡散信号  $s(t)$  をチップ時間の半分  $T_c / 2$  だけ遅延させ、チップ時間の半分  $T_c / 2$  だけ進ませる。これら三つの信号の各々に受信信号  $r(t)$  を乗算する。遅延させた乗算出力および進めた乗算出力をフィルタ処理し、振幅検出にかける。二つのフィルタ処理出力を、進めた出力から遅延させた出力を減算することによって合成し、その差信号すなわち誤差信号を信号  $s(t)$  の逆拡散用のチップング系列信号のタイミングの調整に用いる。したがって、遅延させた出力が進めた出力よりも進んでいれば、信号  $s(t)$  の逆拡散のためのチップング系列信号は遅延を受ける。同じように、進めた出力が遅延させた出力よりも進んでいれば、信号  $s(t)$  を逆拡散するチップング系列信号は進められる。

#### 【0058】

マルチパス環境を通過してきた受信信号  $r(t)$  からパイロット信号を推算するのに同じ手法を用いる。図9を参照すると、この図の下部に図3の相関器に対応する相関器を示す。この図の上部はパイロットチップング系列信号  $g_p(t)$  の遅延出力で処理した受信信号を示す。図9において、受信信号  $r(t)$  は複数の乗算器661、651、641により、パイロット信号  $g_p(t)$ 、およびパイロット信号の複数の遅延出力  $g_p(t - T_0)$ 、 $\dots$ 、 $g_p(t - kT_0)$  と乗算される。複数の乗算器661、651、641の出力を複数のフィルタ662、652、642によってそれぞれフィルタ処理する。複数のフィルタ662、652、642の出力を第2の複数の乗算器663、653、643でそれぞれ乗算し、乗算出力を第2の複数のフィルタ664、654、644でそれぞれフィルタ処理する。第2の複数のフィルタ664、654、644の出力を複数の複素共役デバイス665、655、645を通して処理する。複数の複素共役デバイス665、655、645の出力はそれぞれ複数の重み  $W_1$ 、 $W_2$ 、 $W_k$  である。これら複数の重みを第3の複数の乗算器666、656、646で複数の第1のフィルタ662、652、642の出力とそれぞれ乗算したあと、合成器667によって合成する。合成器667の出力には合成逆拡散パイロット信号が得られる。

#### 【0059】

第2の複数のパイロットフィルタ664、654、644の各々はフェージング帯域幅にほぼ等しい帯域幅を持っている。この帯域幅は通常は非常に狭く、数百ヘルツ程度である場合がある。

#### 【0060】

図10を参照すると、合成器667の出力を第4の乗算器668で乗算し、第4の乗算器668からの複素信号の虚数成分を算定するための虚数部デバイス669を通過させる。虚数部デバイス669の出力はループ・フィルタ672を通過して電圧制御発振器673または数値制御発振器(NCO)に供給される。電圧制御発振器673の出力は第4の乗算器668と、第2の複数の乗算器663、653、643の各々とに供給される。

#### 【0061】

図11を参照すると、上述の回路は受信信号と基準パイロットチップング信号との間の相互相関関数を基準遅延の関数、すなわち遅れとして生ずることができる。図11に示すとおり、これらの相互相関点は重心をもち得る。この重心は、図12に示すとおり、相関関数の左側マスが右側マスに等しいとき判定される。図8に示すものと同様の回路を第4

10

#### 【0062】

代替的实施例としては、図13に示すとおり第1の逆拡散手段に第1の複数のスペクトラム拡散信号をもつ受信信号 $r(t)$ の逆拡散のための第1の複数の整合フィルタを備えることが可能である。第1の複数の整合フィルタの出力には、第1の複数の逆拡散信号が得られる。第1の複数の整合フィルタの各々はインパルス応答特性 $h(t)$ 、 $h(t - T_0)$ 、 $h(t - 2T_0)$ をもち、他の整合フィルタから時間遅延 $T_0$ だけオフセットしている。図13を参照すると、図示の例では、第1の整合フィルタ141を入力と第1の重みづけデバイス131との間に接続し、その重みづけデバイス131経由で第1の加算器120に接続する。第2の整合フィルタ142は入力と第2の重みづけデバイス132との間に接続され、第2の重みづけデバイス132経由で第1の加算器120に接続する。第3の整合フィルタ143は入力と第3の重みづけデバイス133との間に接続され、デバイス133経由で第1の加算器120に接続する。前述のとおり、第1の重みづけデバイス131、第2の重みづけデバイス132および第3の重みづけデバイス133はオプションである。第1の重みづけデバイス131、第2の重みづけデバイス132、および第3の重みづけデバイス133は一般には第1の重みづけ信号 $W_1$ の信号源、第2の重みづけ信号 $W_2$ の信号源および第3の重みづけ信号 $W_3$ の信号源にそれぞれ接続されている。第1の複数の整合フィルタは第1の複数の逆拡散信号を生成する。

20

#### 【0063】

同様に、第2の逆拡散手段には、第2の複数のスペクトラム拡散信号をもつ受信信号 $r(t)$ を逆拡散する第2の複数の整合フィルタを含めることが可能である。したがって、第2の複数の整合フィルタの出力には第2の複数の逆拡散信号が得られる。第2の複数の整合フィルタの各々はインパルス応答 $h(t - T_{D1})$ 、 $h(t - T_0 - T_{D1})$ 、 $h(t - 2T_0 - T_{D1})$ などをもち、他の整合フィルタから遅延 $T_0$ だけオフセットされ、第1の複数の整合フィルタから遅延 $T_{D1}$ だけオフセットされている。第4の整合フィルタ144は入力と第4の重みづけデバイス134との間に接続され、そのデバイス134経由で第2の加算器130に接続してある。第5の整合フィルタ145は入力と第5の重みづけデバイス135との間に接続され、そのデバイス135を通して第2の加算器130に接続されている。第6の整合フィルタ146は入力と第6の重みづけデバイス136との間に接続され、そのデバイス136経由で第2の加算器130に接続する。前述のとおり、第4の重みづけデバイス134、第5の重みづけデバイス135、および第6の重みづけデバイス136はオプションである。第4の重みづけデバイス134、第5の重みづけデバイス135および第6の重みづけデバイス136を第4の重みづけ信号 $W_4$ 、第5の重みづけ信号 $W_5$ および第6の重みづけ信号 $W_6$ を生ずる信号源にそれぞれ接続する。また、相関器の実施例の場合と同じように、第1の加算器120と第2の加算器130とを判定デバイス150に接続する。判定デバイス150は選択器または合成器として実現できる。

30

40

#### 【0064】

本発明には、第3の信号群の中に配置されているスペクトラム拡散信号を逆拡散するこ

50

とも含めることが可能である。したがって、本発明には第3の逆拡散手段と第3の合成手段とを含めることが可能である。第3の合成手段は第3の逆拡散手段と選択手段との間に接続する。

#### 【0065】

図14に示すとおり、第3の逆拡散手段は第3の信号群の中の第3の複数のスペクトラム拡散信号として受信した受信信号  $r(t)$  を逆拡散する。したがって、第3の逆拡散手段は第3の複数の逆拡散信号を生ずる。第3の合成手段は第3の複数の逆拡散信号を第3の合成逆拡散信号の形に合成する。選択手段は第1の合成逆拡散信号、第2の合成逆拡散信号および第3の合成逆拡散信号のうちの一つを選択する。選択手段の出力は出力逆拡散信号である。

10

#### 【0066】

図14に示すとおり、第3の逆拡散手段には第3のスペクトラム拡散信号を逆拡散する第3の複数の相関器を備え得る。第3の複数の相関器は、図示の例では、第7の乗算器117と、第8の乗算器118と、第9の乗算器119と、第7のフィルタ127と、第8のフィルタ128と、第9のフィルタ129と、第7のチップング系列信号  $g(t - T_{D_2})$ 、第8のチップング系列信号  $g(t - T_0 - T_{D_2})$  および第9のチップング系列信号  $g(t - 2T_0 - T_{D_2})$  を生成する信号源とから構成する形で示してある。第7の乗算器117は入力と第7のフィルタ127との間に接続する。第8の乗算器118は入力と第8のフィルタ128との間に接続する。第9の乗算器119は入力と第9のフィルタ129との間に接続する。第7の乗算器117、第8の乗算器118および第9の乗算器119は、第7のチップング系列信号の信号源、第8のチップング系列信号の信号源および第9のチップング系列信号の信号源にそれぞれ接続する。オプションとして、第7のフィルタ127、第8のフィルタ128および第9のフィルタ129の出力側に第7の重みづけデバイス137、第8の重みづけデバイス138および第9の重みづけデバイス139をそれぞれ配置することもできる。したがって、第7のフィルタ127の出力は第7の重みづけデバイス137を通して第3の加算器140に接続されている。第8のフィルタ128の出力は第8の重みづけデバイス138を通して第3の加算器140に接続されている。第9のフィルタ129の出力は第9の重みづけデバイス139を通して第3の加算器140に接続されている。第3の加算器140は判定デバイス150に接続してある。第3の複数の相関器の出力には第3の複数の逆拡散信号が得られる。

20

30

#### 【0067】

第3の複数の相関器の各々は第3の複数の相関器のそれ以外の相関器で用いる各チップング系列信号の各遅延とは異なる遅延  $T_0$  をもつチップング系列信号  $g(t - T_{D_2})$ 、 $g(t - T_0 - T_{D_2})$ 、 $g(t - 2T_0 - T_{D_2})$  を用いて逆拡散するのが好ましい。また、第3の複数の相関器の各々は第2の複数の相関器の各々で用いる各チップング系列信号の各遅延とは異なる遅延をもつチップング系列信号を用いて逆拡散する。また、第3の複数の相関器の各々は第1の複数の相関器の各々で用いる各チップング系列信号とは異なる遅延  $2T_0$  をもつチップング系列信号を用いて逆拡散する。

#### 【0068】

図15に示すとおり、第3の逆拡散手段に第3の複数のスペクトラム拡散信号を逆拡散する第3の複数の整合フィルタを備えることもできる。第3の複数の整合フィルタは第7の整合フィルタ147と、第8の整合フィルタ148と、第9の整合フィルタ149とを含む。第7の整合フィルタ147は入力と第7の重みづけデバイス137との間に接続し、そのデバイス137を通して第3の加算器140に接続する。第8の整合フィルタ148は入力と第8の重みづけデバイス138との間に接続しこのデバイスを通して第3の加算器140に接続する。第9の整合フィルタ149は入力と第9の重みづけデバイス139との間に接続し、このデバイス139を通して第3の加算器140に接続する。第3の加算器140は判定デバイス150に接続する。第3の複数の整合フィルタの出力には第3の複数の逆拡散信号が得られる。

40

#### 【0069】

50

本発明には第4の逆拡散手段と第4の合成手段とを、その第4の合成手段を第4の逆拡散手段と選択手段との間に接続して含めることができる。第4の逆拡散手段は第4の信号群の中の第4の複数のスペクトラム拡散信号を逆拡散する。第4の逆拡散手段の出力は第4の複数の逆拡散信号となる。第4の合成手段は第4の複数の逆拡散信号を第4の合成逆拡散信号の形に合成する。選択手段は第1の合成逆拡散信号、第2の合成逆拡散信号、第3の合成逆拡散信号および第4の合成逆拡散信号のうちの一つを出力逆拡散信号として選択する。

#### 【0070】

同じように、第4の逆拡散手段は第4の複数のスペクトラム拡散信号を逆拡散して第4の複数の逆拡散信号を生ずるための第4の複数の相関器または第4の複数の整合フィルタを備える。第4の複数の相関器の各々は第4の複数の相関器のそれ以外の相関器で用いる各チップング系列信号の各遅延とは異なる遅延をもつチップング系列信号を用いて逆拡散する。また、このチップング系列信号は、第3の複数の相関器の各々で用いるチップング系列信号とも、第2の複数の相関器の各々で用いるチップング系列信号とも、第1の複数の相関器の各々で用いるチップング系列信号とも異なる。この考え方が第5のスペクトラム拡散信号群にも、さらに一般化して複数のスペクトラム拡散信号群にも拡張できることは上述の説明に基づき当業者には容易に理解されよう。

#### 【0071】

整合フィルタの各々は弾性表面波(SAW)デバイスまたはディジタル整合フィルタを用いて実現でき、また応用特定集積回路(ASIC)チップまたはディジタルシグナルプロセッサ(DSP)チップで具体化することもできる。これらのデバイスを用いて整合フィルタを設計する手法はこの技術分野では周知である。

#### 【0072】

マルチバスプロセッサは輻射線群から個々の信号経路を選択することができる。各重みづけデバイスの重みは相関器組で算出され、参照符号により各輻射線内のチップング系列信号を追跡できる。

#### 【0073】

マルチバスプロセッサを用いた方法を複数の信号群の中のスペクトラム拡散信号の追跡に用いることもできる。その方法は第1の信号群の中の第1の複数のスペクトラム拡散信号として受信した受信信号 $r(t)$ を逆拡散して第1の複数の逆拡散信号を生ずる過程を含む。次に、これら第1の複数の逆拡散信号を第1の合成逆拡散信号の形に合成する。この方法は、第2の信号群の中の第2の複数のスペクトラム拡散信号として受信した受信信号 $r(t)$ を逆拡散して第2の複数の逆拡散信号を生ずる過程も含む。それら第2の複数の逆拡散信号を第2の合成逆拡散信号の形に合成する。さらに、この方法は上記第1の合成逆拡散信号および第2の合成逆拡散信号のいずれかを出力逆拡散信号として選択する過程も含む。

#### 【0074】

第1の複数のスペクトラム拡散信号を逆拡散する過程には、第1の複数の相関器または第1の複数の整合フィルタを用いて第1の複数のスペクトラム拡散信号の相関をとる過程または整合フィルタ処理する過程を含めることができる。第2の複数のスペクトラム拡散信号を逆拡散する過程には、第2の複数の相関器または第2の複数の整合フィルタを用いて第2の複数のスペクトラム拡散信号の相関をとる過程または整合フィルタ処理する過程を含めることができる。

#### 【0075】

この方法は第3の信号群の中の第3の複数のスペクトラム拡散信号を逆拡散して第3の複数の逆拡散信号を生ずる過程をさらに含むこともできる。それら第3の複数の逆拡散信号を第3の合成逆拡散信号の形に合成する。選択する過程は、第1の合成逆拡散信号、第2の合成逆拡散信号および第3の合成逆拡散信号のいずれか一つを出力逆拡散信号として選択する過程を含む。同様に、第3の複数のスペクトラム拡散信号を逆拡散する過程には第3の複数の相関器または第3の複数の整合フィルタを用いて相関をとる過程または整合

10

20

30

40

50

フィルタ処理する過程を含めることができる。

【 0 0 7 6 】

第 1 の複数のスペクトラム拡散信号の各々を逆拡散する過程は、第 1 の複数のスペクトラム拡散信号のそれ以外のスペクトラム拡散信号の逆拡散に用いたチップング系列信号の各々の遅延とは異なる遅延を有するチップング系列信号で逆拡散する過程を含む。同様に、第 2 の複数のスペクトラム拡散信号の各々を逆拡散する過程は、第 2 の複数のスペクトラム拡散信号のそれ以外のスペクトラム拡散信号の逆拡散に用いたチップング系列信号の各々の遅延とは異なる遅延を有するチップング系列信号で逆拡散する過程を含む。また、第 2 の複数のスペクトラム拡散信号の各々を逆拡散する過程は、第 1 の複数のスペクトラム拡散信号のそれ以外のスペクトラム拡散信号の逆拡散に用いたチップング系列信号の各々の遅延とは異なる遅延を有するチップング系列信号で逆拡散する過程を含む。

10

【 0 0 7 7 】

この方法が第 3 の複数のスペクトラム拡散信号を逆拡散する過程を含む場合は、この方法には、第 3 の複数のスペクトラム拡散信号のそれ以外のスペクトラム拡散信号の逆拡散に用いたチップング系列信号の各々の遅延とは異なる遅延を有するチップング系列信号で逆拡散する過程を含む。また、遅延は第 2 の複数のスペクトラム拡散信号のスペクトラム拡散信号の逆拡散に用いた各チップング系列信号ごとに異なり、第 1 の複数のスペクトラム拡散信号のスペクトラム拡散信号の逆拡散に用いたチップング系列信号の各々の遅延とは異なる。

【 0 0 7 8 】

この方法は第 4、第 5 または複数のスペクトラム拡散信号群に拡張できる。

20

【 0 0 7 9 】

[ 可変帯域幅フィルタ ]

本発明はスペクトラム拡散送信機用の可変帯域幅スペクトラム拡散デバイスをも含む。可変帯域幅スペクトラム拡散デバイスは拡散ずみの帯域幅をもつスペクトラム拡散信号を生ずる。本明細書で用いる用語「拡散ずみの帯域幅」は、送信したスペクトラム拡散信号の帯域幅を意味する。可変帯域幅スペクトラム拡散デバイスは拡散帯域幅以下のチップ速度をもつチップング系列信号を用いる。本明細書で用いる用語「チップ速度」は、チップング系列信号の帯域幅を意味する。

【 0 0 8 0 】

可変帯域幅スペクトラム拡散デバイスは第 1 の発生手段と、第 2 の発生手段と、スペクトラム拡散処理手段と、フィルタ手段とを含む。スペクトラム拡散処理手段は第 1 の発生手段に接続してある。第 2 の発生手段はスペクトラム拡散処理手段とフィルタ手段との間に接続してある。

30

【 0 0 8 1 】

第 1 の発生手段はそのチップ速度をもつチップング系列信号を生ずる。スペクトラム拡散処理手段はチップング系列信号でデータ信号を処理して拡散ずみのデータ信号を生ずる。第 2 の発生手段は拡散ずみのデータ信号の各チップに应答してインパルス信号を生ずる。フィルタ手段は拡散ずみの帯域幅に等しい通過帯域で各インパルス信号のスペクトラムをフィルタ処理する。

40

【 0 0 8 2 】

図 1 6 に図解したとおり、第 1 の発生手段はチップング系列信号発生器 1 6 1 として具体化でき、第 2 の発生手段はインパルス発生器 1 6 5 として具体化でき、スペクトラム拡散処理手段は排他的論理和ゲート積デバイス 1 6 4 またはデータ信号をチップング系列信号と混合するための当業者に公知の上記以外のデバイスで具体化でき、フィルタ手段はフィルタ 1 6 6 で具体化できる。

【 0 0 8 3 】

積デバイス 1 6 4 はチップング系列信号発生器 1 6 1 に接続してある。インパルス発生器 1 6 5 は積デバイス 1 6 4 とフィルタ 1 6 6 との間に接続してある。

【 0 0 8 4 】

50

チップング系列信号発生器 161 はチップ速度をもつチップング系列信号を生ずる。積デバイス 164 はチップング系列信号でデータ信号を処理し、図 17 に示す拡散ずみデータ信号を生ずる。インパルス発生器 165 は図 17 の拡散ずみデータ拡散信号の中の各チップにตอบสนองして図 18 に示すインパルス信号を生ずる。図 18 の各インパルス信号はインパルス帯域幅を有する。本明細書で用いる用語「インパルス帯域幅」はインパルス信号の帯域幅を意味する。インパルス信号は理論上は無限の帯域幅を有するが、実際にはインパルス信号は拡散帯域幅よりも大きい帯域幅を有する。

【0085】

フィルタ 166 は拡散帯域幅に調整した帯域幅を有する。したがって、フィルタ 166 は拡散帯域幅をもつ拡散ずみデータ信号の各インパルス信号のスペクトラムを通過させる。フィルタ 166 はインパルス信号の各々について上記フィルタ処理を行う。

10

【0086】

フィルタ 166 は好ましくは可変帯域幅フィルタを含む。この可変帯域幅フィルタは各インパルス信号のスペクトラムの拡散帯域幅の変更または調整に使える。したがって、スペクトラム拡散信号は可変帯域幅フィルタの帯域幅に基づいて選択した帯域幅をもつ設計にすることができる。この帯域幅は特定のシステム要件に応じて可変にすることも調節可能にすることもできる。本明細書で用いる可変帯域幅という用語は、時間条件、背景信号もしくは干渉、または特定のシステムにおける上記以外の要件に応じて変化させられる帯域幅を意味する。調節可能帯域幅は可変帯域幅と似ているが、本明細書では選択された設定値を保つように調節できる帯域幅を意味する。

20

【0087】

第 1 の発生手段は、図 19 に示すとおり、周波数領域チップング系列信号発生器 161 と逆フーリエ変換デバイス 162 とを含む。周波数領域チップング系列信号発生器 161 はチップング系列信号の周波数領域表示を生ずるのに使用できる。逆フーリエ変換デバイス 162 はチップング系列信号の周波数領域表示をチップング系列信号に変換する。

【0088】

第 1 の発生手段には、チップング系列信号を蓄積するメモリ 163 をさらに含めることができる。

【0089】

本発明は送信機用の可変帯域幅スペクトラム拡散方法も含む。この方法はチップ速度をもつチップング系列信号を生ずる過程と、拡散ずみデータ信号を生ずるようにチップング系列信号でデータ信号をスペクトラム拡散処理する過程とを含む。スペクトラム拡散信号の中の各チップをインパルス信号の発生に用いる。各インパルス信号を拡散帯域幅でフィルタ処理して所望の帯域幅信号を生ずる。

30

【0090】

したがって、可変帯域幅スペクトラム拡散デバイスは、低チップ速度を用いながら、より広い帯域幅の信号を出力する。フィルタ処理した拡散ずみデータ信号  $s(t)$  のフィルタ 166 の出力における電力スペクトラム密度はそのフィルタの周波数応答  $H(f)$  に比例する。

【0091】

$$PSD_{s(t)} = k |H(f)|^2 \quad \text{式(3)}$$

40

したがって、フィルタ 166 はフィルタ処理した拡散ずみデータ信号のスペクトラムの形状を制御する。

【0092】

処理利得 (PG) は、フィルタ処理した拡散ずみデータ信号の帯域幅  $W$  を、フィルタ処理した拡散ずみデータ信号のチップ速度  $R_b$  で除した値である。

【0093】

$$PG = W / R_b \quad \text{式(4)}$$

フィルタ処理した拡散ずみデータ信号の容量  $N$  は次式、すなわち

【0094】

50

【数 2】

$$N \leq \frac{PG}{E_b/N_o} + 1 \quad (\text{式 5})$$

【0095】

与えられる。容量はチップ速度ではなく帯域幅に左右される。チップ速度が帯域幅よりも大きければ容量の上限を達成できる。しかし、チップ速度が低い場合は、電力消費を削減でき、すなわち電力消費を決めるCMOSのクロック周波数を低くできる。

【0096】

[ 適応型電力制御システム ]

10

本発明は複数の移動加入者局がスペクトラム拡散変調を用いたセルラー通信網で動作することを前提にしている。セルラー通信網には各々が複数のセルを有する多数の地域がある。第1の地域の中のセルのサイズを第2の地域の中のセルのサイズと異ならせる。都市部などの第1の地域では、各々を小さい面積にした多数のセルから成り、各セル対応の基地局を互いに近接配置したセルラーアーキテクチャを備える。農村部などの第2の地域では、各々を大きい面積にした少数のセルから成るセルラーアーキテクチャを備える。セルのサイズは特定の地域の中でも互いに異ならせることができる。

【0097】

移動加入者局は、第1の地域の都市部に位置する場合は、第2の地域の農村部に位置する場合よりも低い送信電力レベルで送信する必要がある。この要求は、基地局から移動加入者局までの距離が小さいことによる。一つのセルの中では、そのセルの基地局の近くに位置する移動加入者局は、そのセルの外周近くに位置するときよりも低い送信電力レベルで送信する必要がある。この送信電力レベルの調整は、基地局における各移動加入者局からの受信電力レベルが一定になるようにするために必要である。

20

【0098】

適応型送信電力制御は、各ユーザの受信信号対雑音比(SNR)を測定し、ユーザの総数と干渉がシステム容量以下である場合に高信頼性通信の達成に十分である共通値に全てのユーザのSNRを一致させるようにユーザの送信電力を変化させる。この実施例では、全てのユーザは同じサービス、例えば32kbs音声データサービスを受けるものとして、互いに異なるサービスオプションを要求側ユーザのためにサポートしていることがこの明細書で述べるシステムの特徴である。この特徴は、設定点を各ユーザごとに互いに独立に調整することにより得られる。

30

【0099】

適応型送信電力制御システムの基本動作の検討の際には二つの問題が生ずる。第1の問題は、SNRと送信負荷およびその費用とについて得られる送信電力関連の共通値であり、第2の問題はシステムの安定性である。安定性とは、静止状態からの擾動によりそのシステムが静止状態の回復に向けて反応することである。静止点は一つだけ存在するのが望ましい。「チャッタ」または発振が起こり得るからである。いかなる制御システムでも安定性への対応策が必要になるが、この発明の場合は、ユーザがお互いに影響しあい、その結果、制御変数、送信電力およびその結果のSNRが動的に結合するので事情は若干複雑である。個々のユーザの信号を相互間でまたは他の信号源からの信号と区別しない共通AGC機能によって全ての信号を処理することを認識すれば上記結果は自明である。

40

【0100】

本発明の送信電力制御システムは閉ループ方式である。このシステムは相関器出力電力を各ユーザごとに測定し、その測定値を目標値または設定点と比較する。この電力測定値には望ましい信号成分と不要な電力または雑音との両方が含まれている。

【0101】

AGCは各相関器への入力総電力を所定のレベルに保つ。このレベルはAPC動作の関数として変化することはない。すなわち、AGCのその役割はAPCから独立している。また、いずれかのユーザまたはひと組のユーザからの受信電力の増加はAGCによって「

50



阻止」される。これができるのは、A G Cの時定数がA P Cの時定数より小さい、すなわちA G CのほうがA P Cより高速であるからである。A G Cから利用できる総電力は一定であるので、一人のユーザに起因する部分増加はそれ以外の全てのユーザの犠牲を伴うことになる。これはシステムの見かけ上の安定性に対して有効であるが、A G C制御信号を測定しそれによって総受信電力を測定するA G Cセンサは、ユーザごとの最小受信電力に対応する静止状態をシステムが求めるようにする。送信電力を最小にするとセル間干渉の最小化と電池電力節減とを達成できるので望ましい。余分の送信電力は全てのユーザが余分の電力を送信している限りA G Cで消失する。

【0102】

図に示す実施例は代表的なものと理解されたい。より詳細に述べると、遠隔配置の送信機の送信電力を減衰器および可変利得増幅器で制御する方法はおそらく冗長である。これらの手段の一方または両方を制御の所要（ダイナミック）レンジに応じて用いることができる。また、制御はI F周波数またはR F周波数で行うことができる。

【0103】

説明の便宜上、一つのセルの中の移動加入者局が第1のスペクトラム拡散信号を送信し、基地局が第2のスペクトラム拡散信号を送信するものとする。

【0104】

図20に示す構成例において、スペクトラム拡散送信機の適応型送信電力制御を行うシステムの一部として基地局のブロック図を示す。

【0105】

図20は、自動利得制御（A G C）手段と、電力手段と、比較手段と、送信手段と、アンテナとを備える基地局適応型送信電力制御システムを示す。A G C手段は自動利得制御（A G C）増幅器228として示し、相関器手段は逆拡散器231として示し、電力手段は電力測定デバイス233で示す。比較手段は比較器239として示し、送信手段はアンテナ226に接続した電力増幅器237として示す。また、比較器239と電力増幅器237との間に接続したデルタ変調器235も示してある。

【0106】

A G C増幅器228は逆拡散器231に接続してある。電力測定デバイス233も逆拡散器231に接続する。比較器239は電力測定デバイス233の出力とA G C増幅器228とに接続してある。マルチプレクサ234を比較器239と電力増幅器237との間に接続する。デルタ変調器235を電力増幅器237とマルチプレクサ234との間に接続する。電力増幅器237はアンテナ56に接続する。

【0107】

電力測定デバイス233で測定した受信電力レベルの比較対象としてしきい値レベルを比較器239で用いる。

【0108】

受信信号の各々について、A G C増幅器228はA G C出力信号とA G C制御信号とを生ずる。A G C出力信号は逆拡散器231により逆拡散され、第1のユーザの信号を生ずる。逆拡散器231からの逆拡散済みA G C出力信号を合成器241によりA G C増幅器228からのA G C制御信号と合成する。A G C増幅器228からのA G C制御信号は合成器242によりオフセットレベルS1だけオフセットし、重みづけデバイス243で重みづけすることができる。重みづけデバイス243は増幅器または減衰器で構成できる。

【0109】

電力デバイス233からの受信電力レベルは合成器244によりオフセットレベルS2だけオフセットし、重みづけデバイス245で重みづけできる。重みづけデバイス245は増幅器または減衰器で構成できる。合成器241はA G C制御信号を受信レベル信号と合成し、調整ずみの受信電力レベルを生成する。比較器239は調整ずみの受信電力レベルをしきい値レベルと比較して比較信号を生ずる。比較信号はアナログまたはデジタルデータ信号で構成できる。比較信号は移動加入者局に送信電力の減少を指示する。例えば、上記調整ずみの受信電力レベルがしきい値以上である場合は、比較信号は移動加入者局

10

20

30

40

50

に送信電力を減らさせるメッセージを送信する。調整済み受信電力レベルがしきい値以下である場合は、比較信号は移動加入者局に送信電力を増加させるメッセージを送信する。比較信号はデルタ変調器 235 により送信電力コマンド信号に変換される。

#### 【0110】

送信電力コマンド信号は第2のスペクトラム拡散信号とともに、または別々に送信できる。例えば、第1のチップ系列を用いるスペクトラム拡散信号は第1のスペクトラム拡散チャネルと考えることができ、第2のチップ系列を用いるスペクトラム拡散信号は第2のスペクトラム拡散チャネルと考えることができる。上記送信電力コマンド信号は、第2のスペクトラム拡散信号と同じスペクトラム拡散チャネル、すなわち第1のスペクトラム拡散チャネルで送信できるが、その場合は、送信電力コマンド信号は第2のスペクトラム拡散信号の送信の際とは異なる時間間隔で送信する。このフォーマットは、移動加入者局が第2のスペクトラム拡散信号を用いて第1の系列との同期を捕捉することを可能にする。送信電力コマンド信号は第2のスペクトラム拡散信号とは異なる第2のスペクトラム拡散チャネル経由で送信することもできる。この場合は、送信電力コマンド信号を有する第2のスペクトラム拡散信号を第2のチップ系列発生器と第2の積デバイスとによって捕捉する。送信電力コマンド信号は第2のスペクトラム拡散信号と時分割多重化したり周波数分割多重化したりすることも可能である。

10

#### 【0111】

基礎相関器手段を第1の逆拡散器 231 として図 20 に示す。図示の例のシステムでは、積デバイス、チップ系列発生器および帯域フィルタとして実現できる基礎相関器手段を備える。基礎相関器手段は弾性表面波デバイスなどの整合フィルタとして、またはデジタルシグナルプロセッサに実働化したデジタル整合フィルタとして実現できる。概括的には、基礎相関器手段は受信中のスペクトラム拡散信号のチップ系列を用いるか、それに整合させる。スペクトラム拡散信号を逆拡散する相関器と整合フィルタとはこの技術分野では周知である。

20

#### 【0112】

通常は、AGC 回路 228 は低雑音増幅器 227 に接続し、アイソレータ 225 経由でアンテナ 226 に接続する。図 20 は、複数の逆拡散器 229 乃至逆拡散器 231 を複数の移動加入者局からの複数のスペクトラム拡散チャネルを逆拡散するものとして示してある。同様に、逆拡散器 229 乃至 231 の各々の出力を逆拡散済み AGC 出力信号からのデータをそれぞれ復調する複数の復調器、すなわち図中の復調器 230 乃至 232 に接続する。したがって、複数のデータ出力を基地局で得られる。

30

#### 【0113】

あるスペクトラム拡散チャネルについて、第1の逆拡散器 231 を図示のとおり電力デバイス 233 とマルチプレクサ 234 とに接続してある。電力デバイス 233 は、逆拡散済みの AGC 出力信号を受信電力レベルの形に信号処理する電力測定回路で通常は構成する。電力デバイス 233 はデジタル受信電力レベルを出力する A-D 変換器回路を備えることができる。比較回路 239 として具体化してある比較手段は、信号処理済みの受信電力レベルをしきい値と比較する。マルチプレクサ 234 は比較回路 239 経由で電力デバイス 233 の出力に接続する。マルチプレクサ 234 は必要に応じて適切なフレーム形成ビットを挿入する。

40

#### 【0114】

送信手段は電力増幅器 237 に接続した直交位相偏移変調器 (QPSK) またはデルタ変調器 235 として具体化できる。図 20 に示すとおり、デルタ変調器 235 への入力は通常は k 番目のチャネルからのデータと多重化した電力デバイス 233 からの電力コマンド信号である。複数のスペクトラム拡散チャネルのデータと適切な電力コマンド信号とを合成器 236 で合成し電力増幅器 237 で増幅する。電力増幅器 237 の出力はアイソレータ 225 経由でアンテナ 226 に接続する。

#### 【0115】

電力コマンド信号は周期的に送信する。受信信号瞬時値と一定の所期信号との間の自乗

50

平均誤差と誤差ピーク値とを低く保つために周期 T を 250 マイクロ秒にする。

【0116】

移動加入者局を図 21 に示す。移動加入者局逆拡散手段は逆拡散器 334 として示し、可変利得手段は可変利得デバイス 341 として示してある。可変利得デバイス 341 は送信機 342 に接続するとともにアイソレータ 336 経由でアンテナ 335 に接続してある。逆拡散器 334 はアイソレータ 336 とデマルチプレクサ 339 とに接続してある。逆拡散器 334 の出力は復調器 340 にも接続してある。逆拡散器 334 は k 番目のチャンネルの逆拡散用の適切な相関器または整合フィルタで具体化できる。無線周波数 (RF) 増幅器や RF フィルタまたは中間周波数 (IF) 増幅器や IF フィルタなどの追加回路をこの技術分野で周知のとおり使用できる。

10

【0117】

アンテナ 335 で受信した第 2 のスペクトラム拡散信号はアイソレータ 336 経由で逆拡散器 334 に達する。逆拡散器 334 は所望のスペクトラム拡散チャンネルのチップ系列に整合させてある。逆拡散器 334 の出力は所望のスペクトラム拡散チャンネルからデータの復調のための復調器 340 を通過する。また、デマルチプレクサ 339 は逆拡散器 334 からの逆拡散ずみの信号から電力コマンド信号を多重化解除する。電力コマンド信号は可変利得デバイス 341 を駆動する。

【0118】

判定デバイス 345 と累算器 346 とをデマルチプレクサ 339 と可変利得デバイス 341 との間に接続する。ステップサイズアルゴリズムデバイス 344 は判定デバイス 345 の出力およびアキュムレータ 346 に接続する。

20

【0119】

ステップサイズアルゴリズムデバイス 344 は可変利得デバイス 341 の電力レベルを調整するアルゴリズムを蓄積している。使用可能な非線形アルゴリズムを図 22 に示す。図 23 は非線形アルゴリズムと線形ステップサイズアルゴリズムとを比較している。

【0120】

デマルチプレクサ 339 からの電力コマンド信号は可変利得デバイス 341 の電力レベルを図 23 に示すステップサイズアルゴリズムのしきい値に基づいて判定デバイス 345 に増減させる。累算器は電力レベルの推移を追跡し、図 23 のアルゴリズムに従って電力レベルのステップサイズの所要調整を算定する。

30

【0121】

可変利得デバイス 341 は可変利得増幅器、可変利得減衰器または上記可変利得デバイス 341 と同じ機能の任意デバイスで実現できる。可変利得デバイス 341 は上記電力コマンド信号に基づいて遠隔配置の送受信局の送信機の送信電力レベルを増減させる。

【0122】

図 20 に図示する例では、電力測定回路のブロック図に基地局用の干渉消去を含む。すなわち、図 20 に示すとおり、AGC 増幅器 228 を逆拡散器 231 に接続し、逆拡散器 231 の出力を電力測定回路 233 に接続する。また、AGC 増幅器 228 を比較器 239 経由で合成器 236 に接続する。

【0123】

40

受信信号には、電力 PC の第 1 のスペクトラム拡散信号と、図 20 の AGC 増幅器への入力での電力 PJ の干渉信号など上記以外の入力信号とを含む。干渉信号は、一つ以上の不要信号、雑音、マルチパス信号および第 1 のスペクトラム拡散信号への干渉信号となる上記以外の信号に起因する。受信信号を AGC 増幅器 228 によって正規化する。したがって、例示すると、AGC 増幅器 228 の電力出力は  $PC + PJ = 1$  となり得る。正規化した受信信号を逆拡散器 231 で逆拡散し、特定の移動ユーザの信号を受信する。逆拡散器 231 のチップ系列発生器 231 は、第 1 のスペクトラム拡散信号で用いたものと同じチップ系列を用いてチップ系列信号を生ずる。逆拡散器 231 に整合フィルタを用いた場合は、その整合フィルタのインパルス応答を第 1 のスペクトラム拡散信号で用いたものと同じチップ系列に整合させる。逆拡散器 231 の出力は、第 1 のスペクトラム拡散信号の

50

正規化電力に干渉信号の正規化電力を加え、その和をスペクトラム拡散信号の処理利得  $P_G$  で除したものである。電力測定回路 233 は第 1 のスペクトラム拡散信号の受信電力レベルを生ずる。比較器 239 は逆拡散ずみの受信信号を  $AGC$  制御信号で処理し、第 1 のスペクトラム拡散信号の電力制御信号を出力する。干渉信号の電力レベルは処理利得  $P_G$  だけ低減される。

#### 【0124】

比較器 239 は、 $AGC$  制御信号と逆拡散ずみの正規化受信信号との乗算、または  $AGC$  制御信号の逆拡散ずみの正規化受信信号による対数処理によって、これら二つの信号を処理する。後者の場合は、受信信号の電力  $P_C + P_J$  の対数を取り、逆拡散ずみ正規化受信信号の対数をとる。これらの 2 対数を加算し、受信電力レベルを得る。

10

#### 【0125】

本発明が効果的に動作するには、逆拡散ずみ信号をそれ以外の信号の変動や妨害に関係なくほぼ一定に保たなければならない。この目的を達成する好適な実施の態様を図 20 の回路に示す。図 20 は基地局で受信信号に複数の信号と雑音とが含まれていた場合に第 1 のスペクトラム拡散信号の電力を算定する手段を示す。図 20 の回路を用いない場合は、雑音、マルチパス信号およびそれら以外の不要信号を含み得る干渉信号が基地局の受信機への入力で電力レベル測定値を上昇させ、第 1 のスペクトラム拡散信号を抑圧することが起こり得る。不要電力レベル測定値は遠隔配置の局に必要な以上の電力を送信させ、基地局での受信電力量を増加させる。

#### 【0126】

20

前述のとおりこの  $APC$  システムは閉ループシステムである。 $APC$  ループは送信電力を更新ずみの速度で増減するコマンドを発生することによって動作する。この動作は実際には遠隔側送信機にフィードバックすべき情報量を制限するために行われる量子化プロセスである。増減量は事前に固定しておくことも、制御下の遠隔側端末でローカルに測定したチャネルの特性に応じて適応させることも可能である。より詳しく述べると、遠隔側端末はそこで受信したコマンドの系列を精査できる。例えば、長い増加コマンド系列は、ステップサイズを大きくできることを意味する。通常の手法では、二つの互いに相続くビットが互いに同じである場合に固定量または固定割合だけステップサイズを大きくする。例えば、二つの互いに相続くビットが互いに同じである場合はステップサイズを 50% だけ大きくし、それら二つのビットが互いに異なっている場合は 50% だけ小さくする。これはステップサイズのかなり粗い変動であり、所要送信電力の局部変動または時間的にすぐ近い変動に適応できることを狙っている。このプロセスによるとステップサイズは時間とともに大きく変動する。

30

#### 【0127】

適応型ステップサイズアルゴリズムには別の見方も可能である。より詳しく述べると、ステップサイズはほぼ一定または所要送信電力の局部的変動に应答しないものと考えることができるが、その値はチャネル誘起制御動作のグローバル特性に基づいて自動的に調整できる。したがって、ほぼ非移動環境では一定のステップサイズを小さくし、移動環境ではステップサイズを大きくする必要がある。

#### 【0128】

40

遠隔局の送信機の送信電力レベルの調整は、線形にも非線形にも行うことができる。次に述べるアルゴリズムはステップサイズをほぼ最適な一定値に落ち着かせる。受信側は互いに相続く  $APC$  ビットを調べてこれらのビットの一致の場合は係数  $(1 + x)$  だけステップサイズを大きくし、不一致の場合は係数  $(1 + x)$  だけステップサイズを小さくする。この例では、パラメータ  $x$  は小さい (例えば  $x = 0.01$ )。この手順では局部的適応化は ( $x$  が小さいので) できないが、グローバル条件への適応が得られる。より詳細に述べると、送信されてきた  $APC$  ビットストリームが互いに相続くビットの一致の傾向を示す場合は (すなわち、1 または 0 の並びが明白になる)、システムがチャネル条件の変化に追従しておらず (すなわち、システムは低速に制約される)、ステップサイズを大きくする必要があることを示す。一方、互いに相続くビットが互いに同一でない傾向を示す場合、

50

システムは互いに余分に隔たった二つの値の間の値でハンティングする。最適であると思われる統計はこれらの極端な値の間になる。すなわち、A P Cビットストリームは互いに相続くビットのどのペアでパターン(0, 0)、(0, 1)、(1, 0)および(1, 1)を同様に含むと見えなければならない。上記アルゴリズムはシステム挙動がこの方向に向かうように駆動する。

#### 【0129】

上記アルゴリズム(グローバル適応化)は、システムがチャンネルのダイナミックスに対して高い更新速度を採っている場合にとくに効果的に働く。

#### 【0130】

図23に示すとおり、例えば線形調整を用いて送信電力レベルを上げるには、送信電力を基地局における受信電力レベルが十分に上がるまで1ボルトずつまたは基地局の指示するそれ以外の一定の増分ずつ増加させる。線形調整は所要電力調整が大幅である場合は時間がかかる。

#### 【0131】

図22に示すとおり、非線形調整の利用により送信電力を大きくするには、送信機電圧を、送信電力が所望レベルを超えるまで等比級数的に上げていく。次に送信電力を所望レベル以下になるまで幾何級数的に下げることでもある。好ましい手法はステップサイズ電圧を係数1.5で大きくし、係数0.5で小さくすることである。上記以外の非線形アルゴリズムも利用できる。図23に示すとおり、このプロセスを所望信号レベルの達成まで所望電力レベル以上および以下の領域で誤差を小さくしながら繰り返す。非線形調整は線形調整による場合よりも大幅に高速の立上りと立下りを可能にするので、送信電力の大幅な調整を要する場合は非線形調整が好ましい。

#### 【0132】

制御更新の速度 $1/T$ の場合、システムは区分ごとに誤り状態(A P Cビット)を判断する。更新速度は低い値100Hzから非常に高い値100kHzまで変動する。システムの誤り状態の測定の機会は、新しいシンボルの受信の度ごとに生ずる。したがって更新速度はシンボル速度と等しくなる。そのような更新速度がサポートされていない場合は、利用できる誤り測定値を利用しそれら測定値を更新と更新の間に合成する(または平均化する)のが有利である。このようにすると、誤り信号自体の雑音のために生じ得る誤った方向の電力調整の可能性を最小にできる。

#### 【0133】

更新速度の選択はA P C動作以外の要因、すなわちチャンネル経由のA P Cビットの転送の容量の大きさおよび容量割当ての方法によって左右される。概括的には、更新を高速化すると、A P Cビットをとときどき誤って受信することを許容して更新速度を上げた場合も性能は向上する。より詳細に述べると、チャンネル誘起誤りなしで更新速度を1kHzとした場合は誤り発生率が25%で更新速度を100kHzとした場合よりも性能は低くなる。これは制御ループの自己訂正による。更新速度を上げると、性能を制限する主要要因である制御の待ち時間がなくなる。

#### 【0134】

スペクトラム拡散基地局は全ての入来信号を同時並行に受信する。したがって、ある信号がそれ以外の信号よりも高い電力レベルで受信されると、その信号の受信機の信号対雑音比は高くなり、したがってビット誤り率が低くなる。基地局は移動局の送信電力を上げるか下げるかを500マイクロ秒ごとに移動局に伝えることによって、各移動局が正しい電力レベルで送信できるようにする。

#### 【0135】

図24は、通常のフェージング信号、すなわち互いに独立にフェージングを起こしている10個の信号およびそれら信号のうちの一つと同じ電力の熱雑音とともに基地局で受信されるフェージング信号を示す。なお、フェージング持続時間は約5ミリ秒であり、これは時速60マイル以上の車両速度に対応する。図25乃至図26は、特定の適応型電力制御アルゴリズムを用いた場合に得られる結果を示す。この場合、受信信号の電力の変動が

10

20

30

40

50

あれば、基地局は遠隔加入者局側に伝え、遠隔局側はその電力を $\pm 1$  dBだけ変化させる。図25は遠隔局側の適応型電力制御信号を示す。図26は基地局側の受信電力を示す。なお、適応型電力制御は深いフェージングを追跡し、その結果として9 dBだけフェージングが生ずる。この電力レベル低下によりビット誤り率は $1.4 \times 10^{-2}$ になる。

#### 【0136】

図24に示したのと同じフェージングについて、別の適応型電力制御アルゴリズムを図27乃至図28に示すとおり採用したものとする。その場合では制御電圧により遠隔局ユニットがその送信電力を係数1.5だけ同じ方向に変化させるが、係数0.5だけ反対方向に変化させる。この特定の実施の形態では最小ステップサイズは0.25 dBであり、最大ステップサイズは4 dBであった。なお、誤りは通常 $\pm 2$  dBに制限され、電力はとき

10

#### 【0137】

動作の際には、セル内の移動局は第1のスペクトラム拡散信号を連続的にまたは反復周期的に送信する。そのセルの中の基地局はその第1のスペクトラム拡散信号を受信する。受信された第1のスペクトラム拡散信号は捕捉され、チップ系列発生器および積デバイスからのチップ系列信号で逆拡散される。逆拡散ずみの第1のスペクトラム拡散信号は帯域フィルタでフィルタ処理する。基地局は包絡線検波器により逆拡散ずみの第1のスペクトラム拡散信号を検出し、第1のスペクトラム拡散信号の受信電力レベルを測定し算定する

20

#### 【0138】

本発明は、スペクトラム拡散変調を用いたセルラー通信網で動作し、第1のスペクトラム拡散信号を送信する移動加入者局のためのスペクトラム拡散送信機の送信電力自動制御の方法も含む。この方法は、受信信号を受ける過程と、AGC出力信号を生ずる過程と、AGC出力信号を逆拡散する過程と、逆拡散ずみのAGC出力信号を信号処理して受信電力レベルを生ずる過程と、電力コマンド信号を生ずる過程と、その電力コマンド信号を第2のスペクトラム拡散信号として送信する過程と、第2のスペクトラム拡散信号からの電力コマンド信号を電力調整信号として逆拡散する過程と、第1のスペクトラム拡散信号の電力レベルを調整する過程とを含む。

30

#### 【0139】

受信信号は第1のスペクトラム拡散信号と干渉信号を含み、基地局で受信される。AGC出力信号は基地局で生成され、逆拡散AGC出力信号として逆拡散される。逆拡散ずみのAGC出力信号は基地局で信号処理され、受信電力レベルを生ずる。

#### 【0140】

受信電力レベルをしきい値と比較し、この比較を電力コマンド信号の発生に用いる。受信電力レベルがしきい値よりも大きい場合は、電力コマンド信号は送信電力を下げるように移動加入者局に指示する。受信電力レベルがしきい値より小さい場合は、電力コマンド信号は送信電力を上げるように移動加入者局に指示する。

#### 【0141】

電力コマンド信号を第2のスペクトラム拡散信号として基地局から移動加入者局に送信する。この第2のスペクトラム拡散信号に応答して移動加入者局は電力コマンド信号を電力調整信号の形に逆拡散する。電力コマンド信号が移動加入者局に送信電力の増加を指示したか減少を指示したかに応じて、移動加入者局は電力調整信号に応答して、第1のスペクトラム拡散信号の送信電力レベルをそれぞれ上げ下げする。

40

#### 【0142】

この方法には、AGC出力信号を受信信号から生成する過程と、AGC出力信号を逆拡散する過程とをさらに含めることもできる。受信信号は第1のスペクトラム拡散信号と干渉信号とを含む。受信信号を逆拡散ずみのAGC出力信号で処理して受信電力レベルを生ずる。次に、この方法は受信電力レベルをしきい値レベルと比較して比較信号を生ずる。

50

この方法は第 2 のスペクトラム拡散信号を送信しながら送信機からの第 1 のスペクトラム拡散信号の送信電力レベルを電力調整信号により調整する。

【 0 1 4 3 】

本発明のスペクトラム拡散システムおよび方法には本発明の範囲および真意を逸脱することなく多様な改変や変形が可能であることは当業者には理解されよう。本願特許請求の範囲の請求項の記載の範囲に含まれる限り、それら改変や変形は本発明の範囲に含めることを意図するものである。

【産業上の利用可能性】

【 0 1 4 4 】

スペクトラム拡散信号を用いたセルラー電話システムなどの無線通信システム通話品質を高め、システム容量を拡大できる。

10

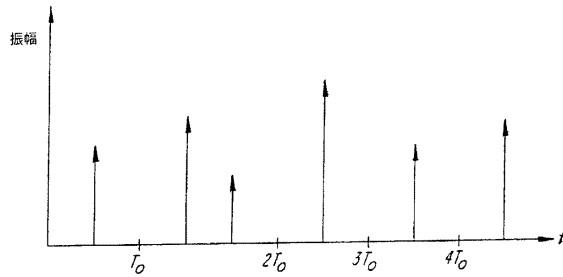
【符号の説明】

【 0 1 4 5 】

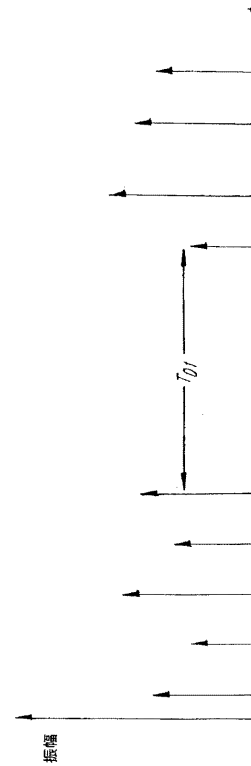
1 1 1 , . . . 1 1 6	乗算器
4 1 6 , . . . 4 1 8	乗算器
1 2 1 , . . . 1 2 6	フィルタ
1 2 0 , 1 3 0 , 4 1 9	加算器
1 5 0	選択器 / コンバイナ
4 0 1	チップング系列信号発生器
4 0 2	電圧制御発振器
4 0 3 , . . . 4 0 6	遅延素子
4 1 1 , . . . 4 1 4	遅延素子
6 4 1 , 6 5 1 , 6 6 1	乗算器
6 4 2 , 6 5 2 , 6 6 2	フィルタ
6 4 4 , 6 5 4 , 6 6 4	フィルタ
6 4 5 , 6 5 5 , 6 6 5	複素共役デバイス
6 6 7	合成器

20

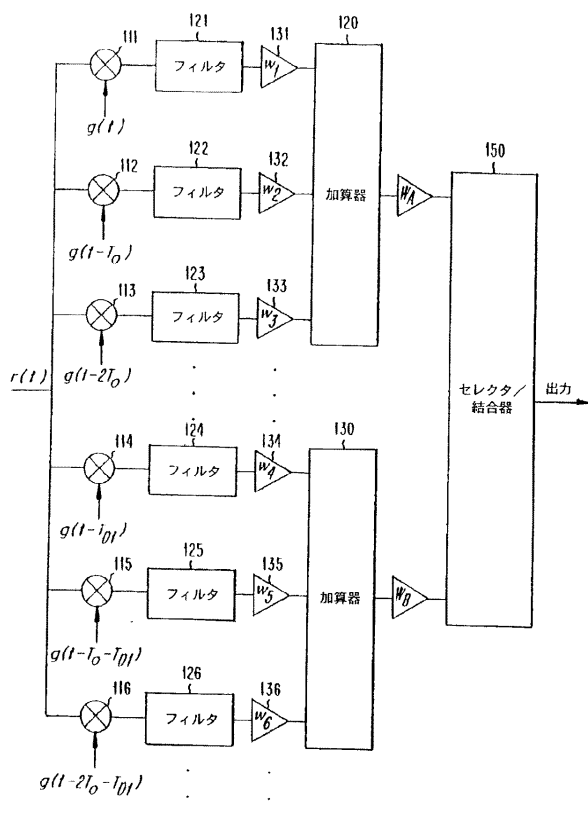
【図 1】



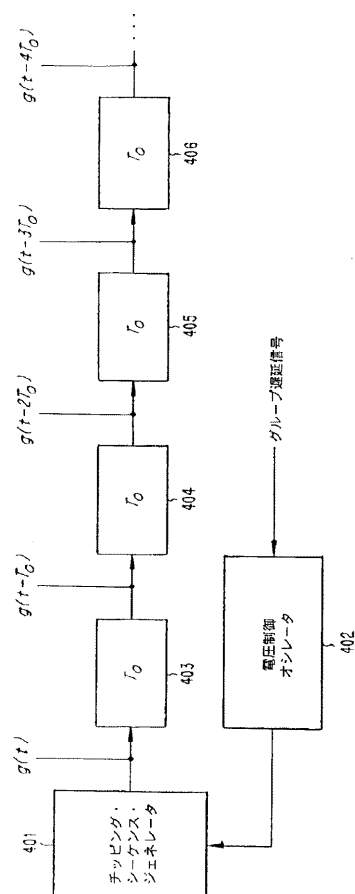
【図 2】



【図 3】

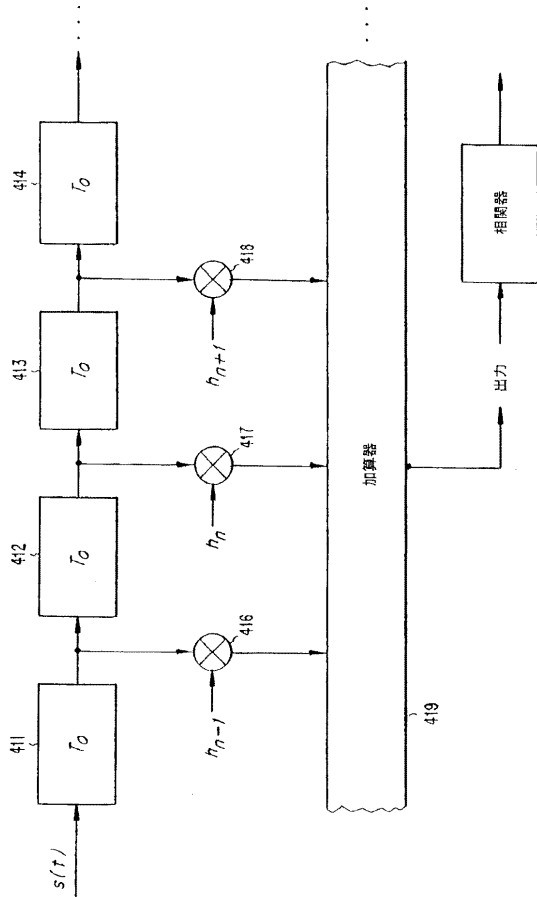


【図 4】

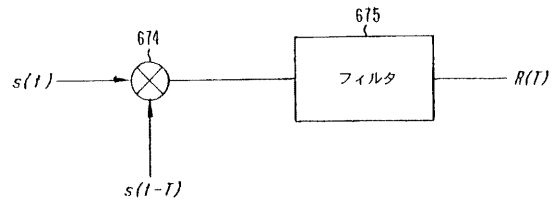




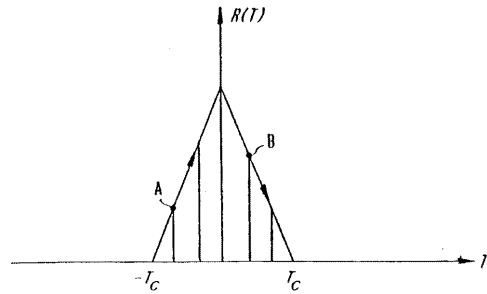
【図 5】



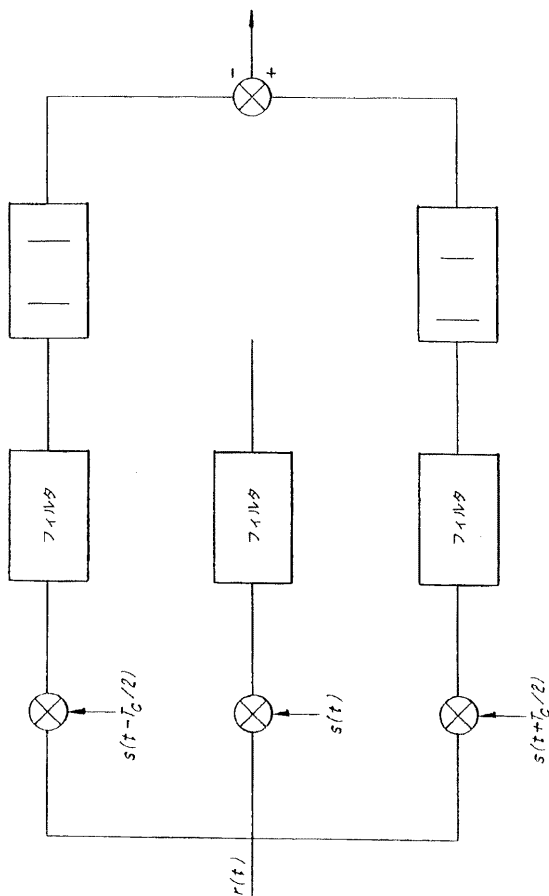
【図 6】



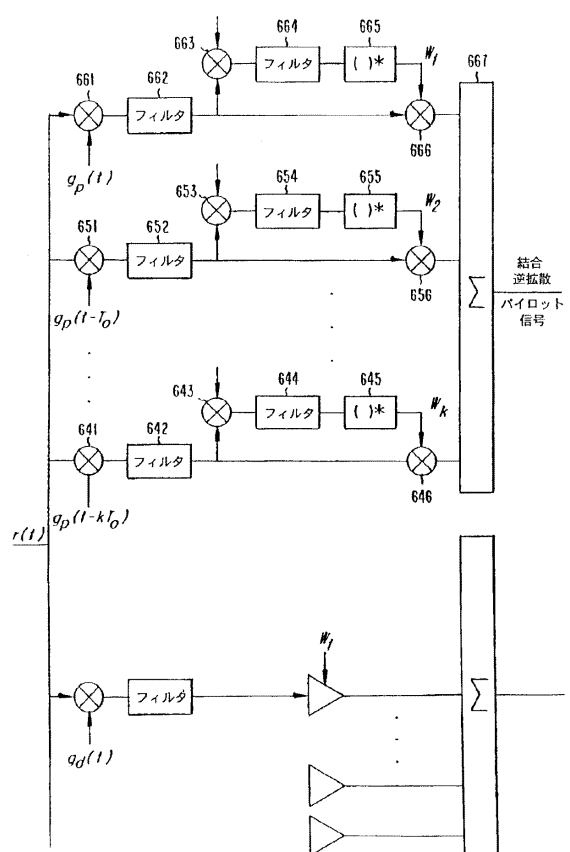
【図 7】



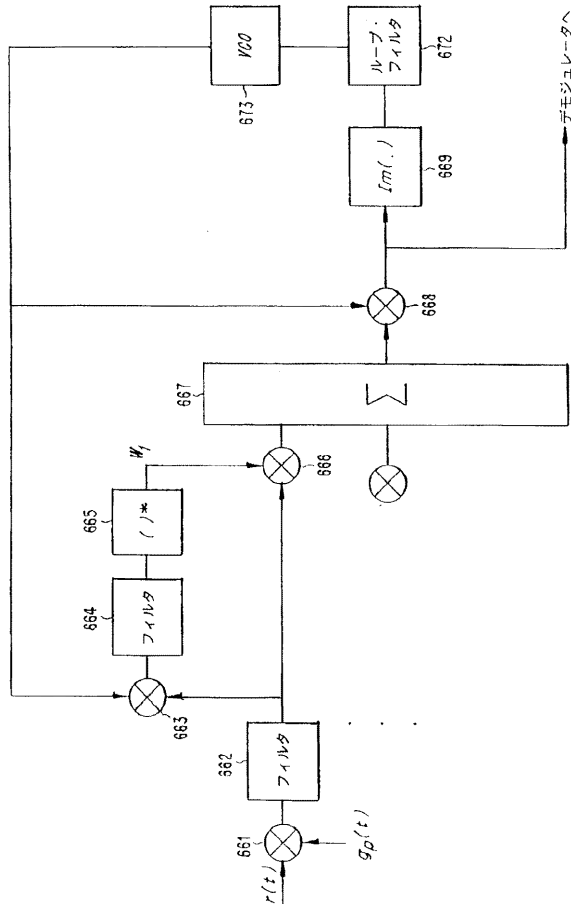
【図 8】



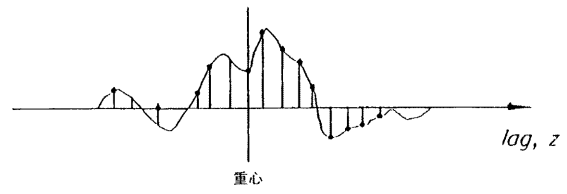
【図 9】



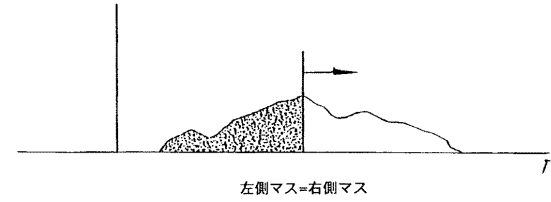
【図10】



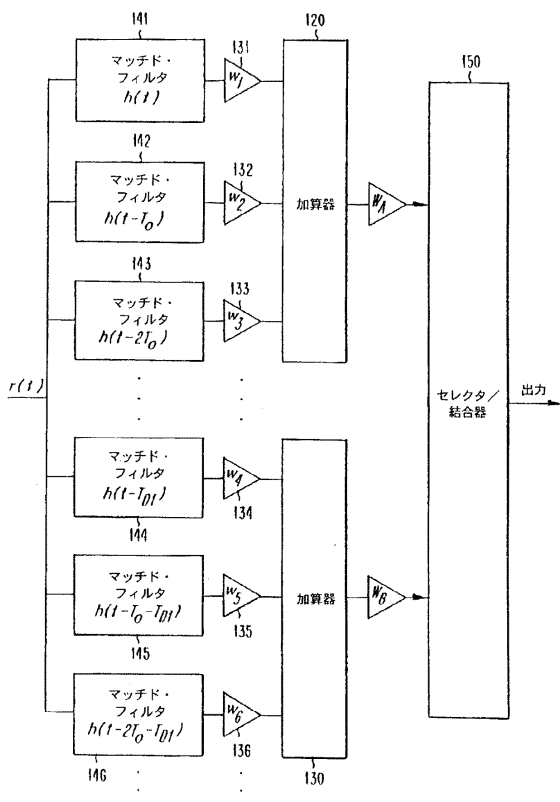
【図11】



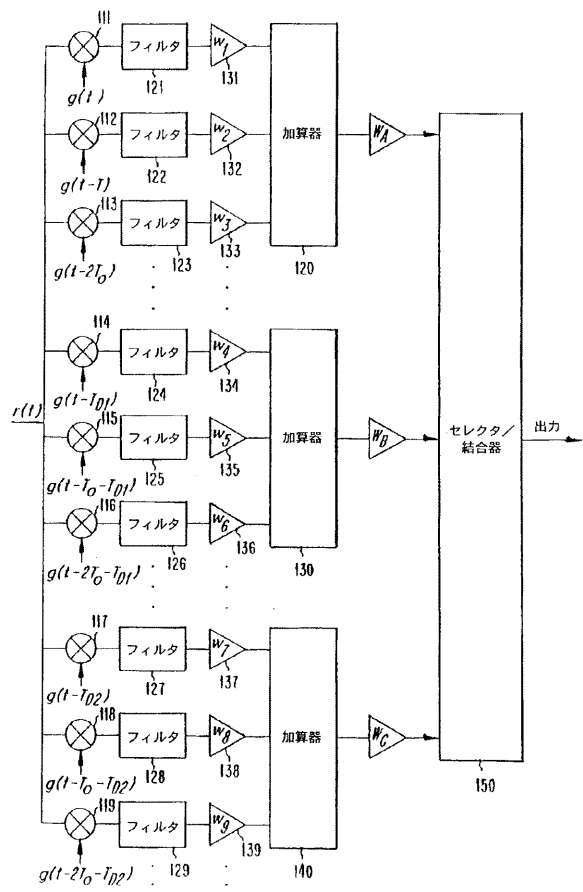
【図12】



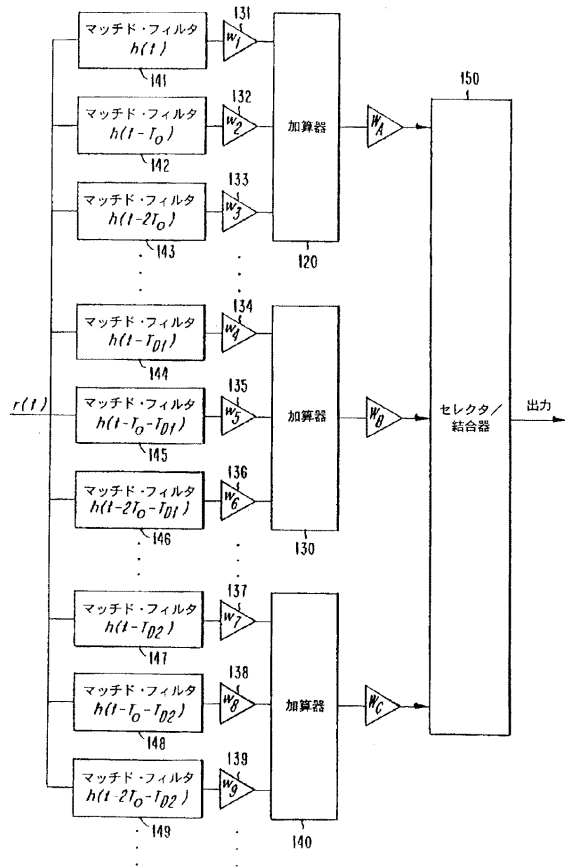
【図13】



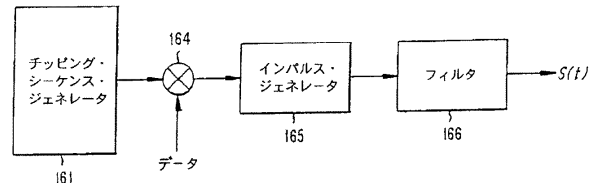
【図14】



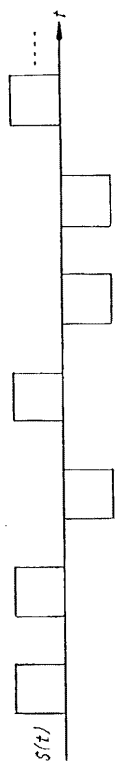
【図 15】



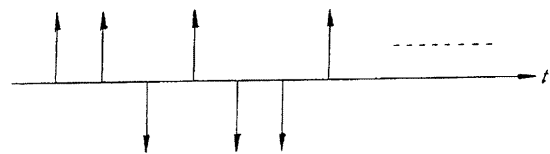
【図 16】



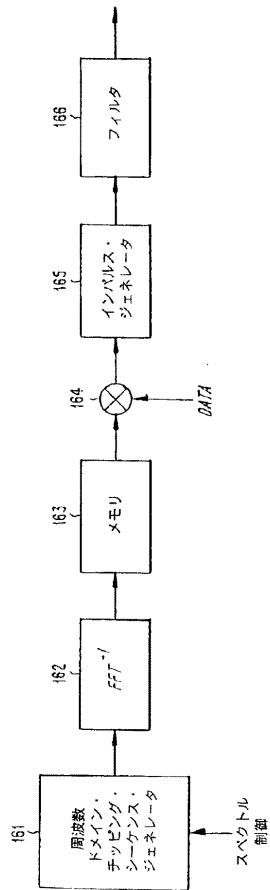
【図 17】



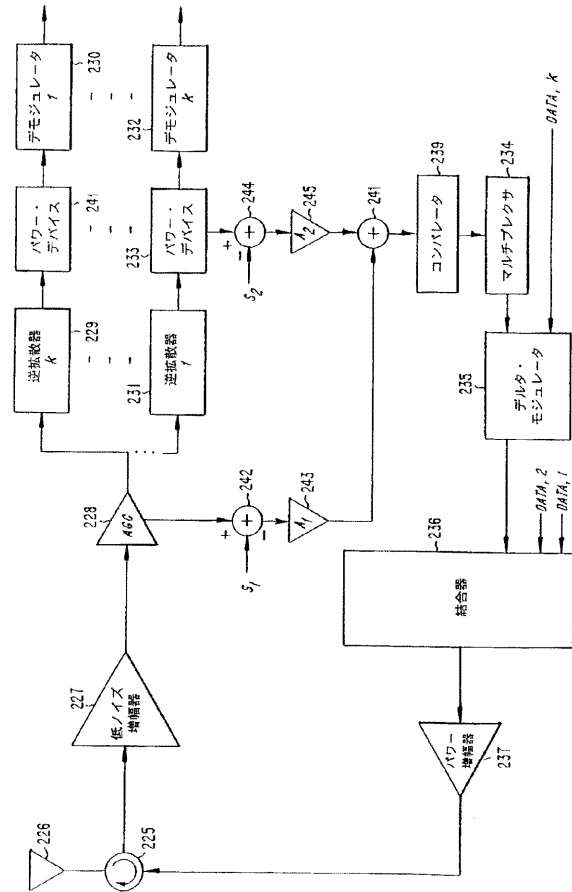
【図 18】



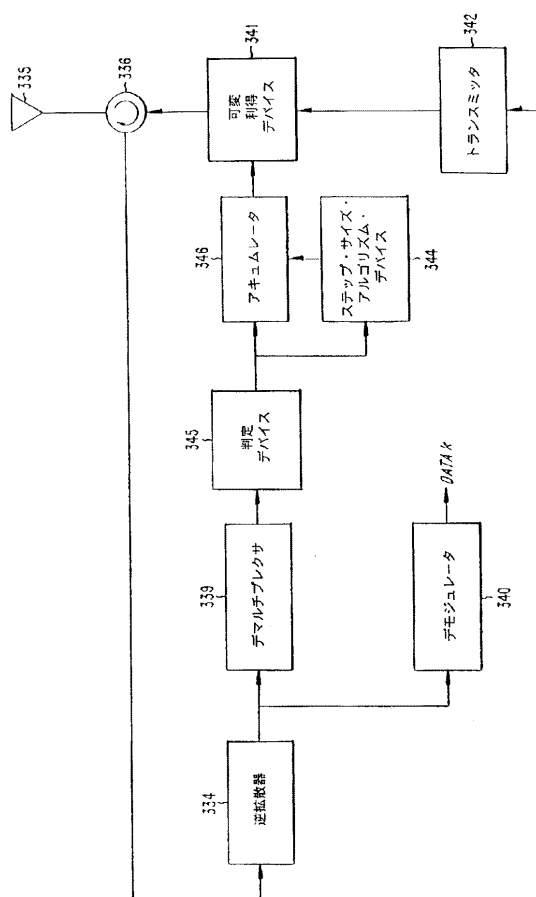
【 図 1 9 】



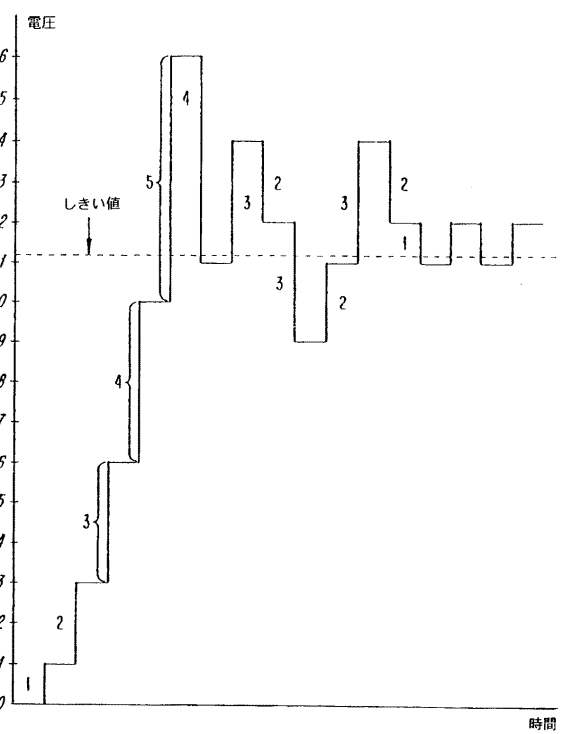
【 図 2 0 】



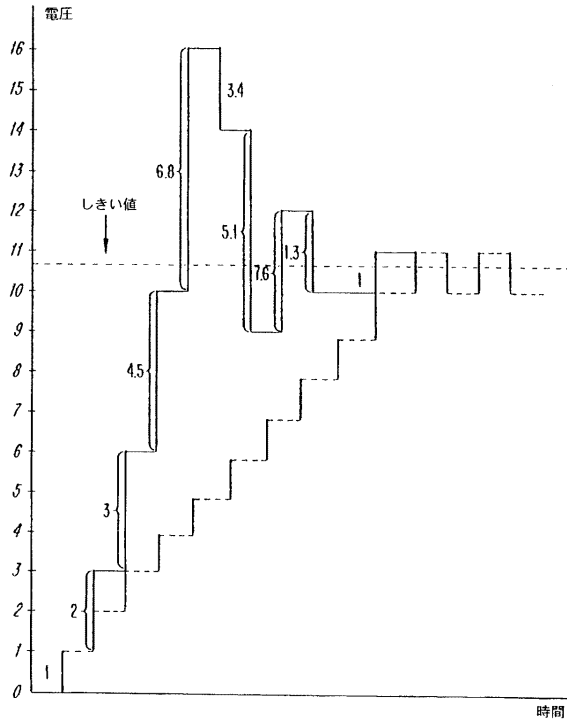
【 図 2 1 】



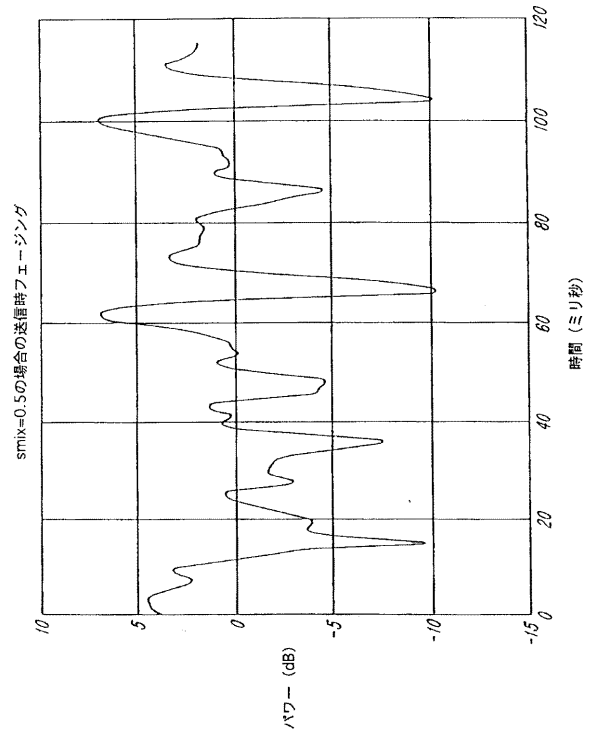
【 図 2 2 】



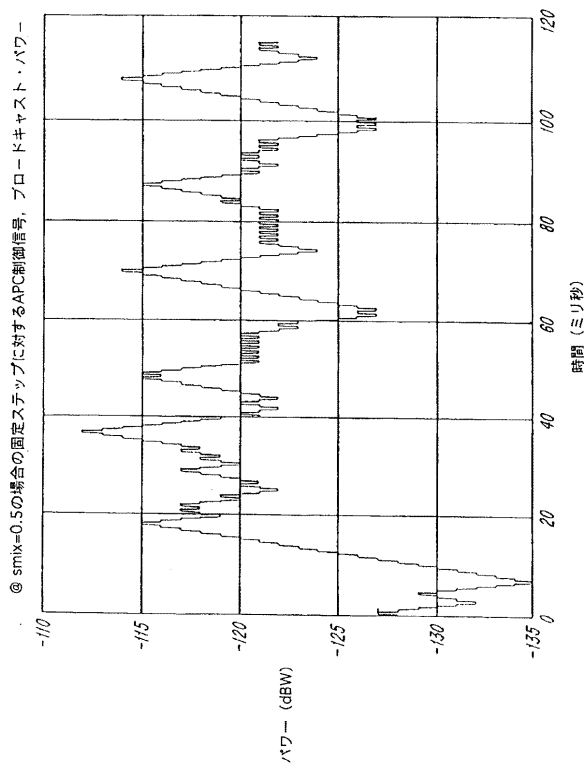
【図 23】



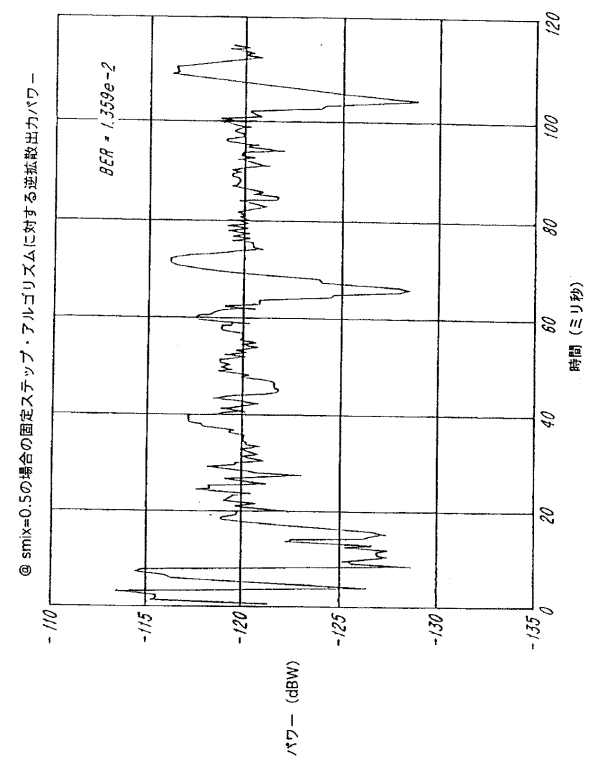
【図 24】



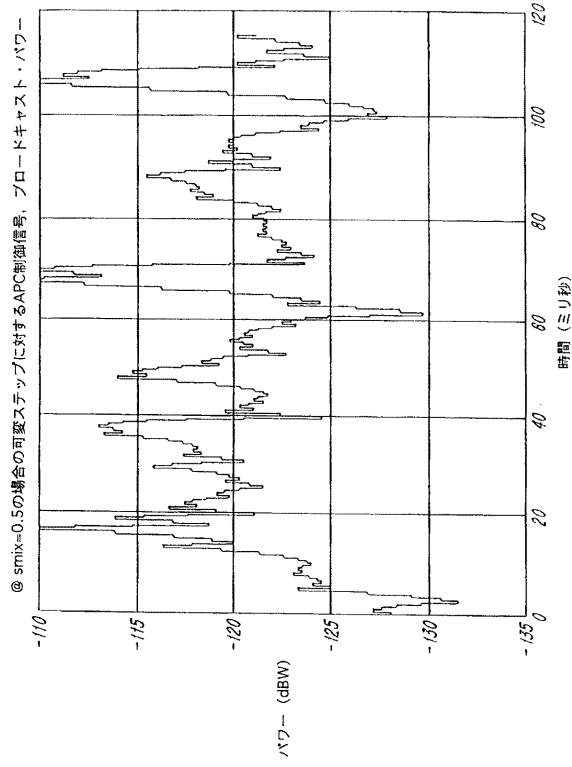
【図 25】



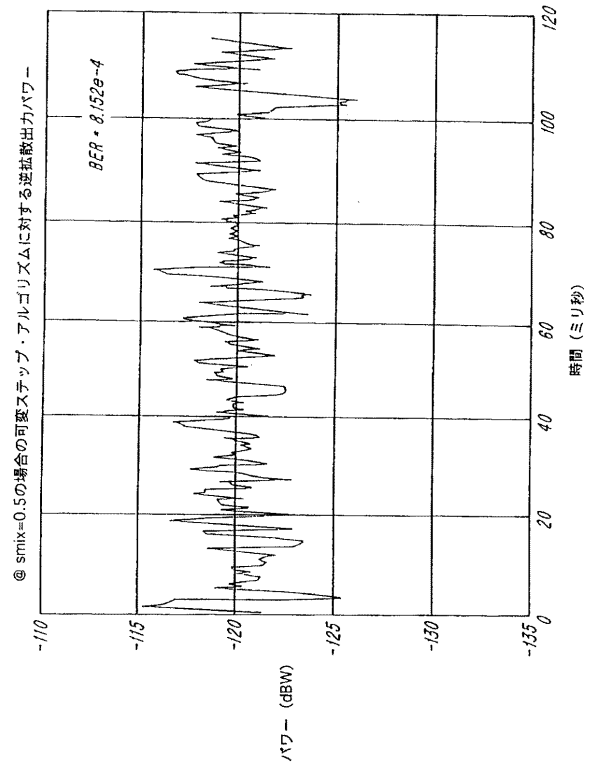
【図 26】



【図 27】



【図 28】



---

フロントページの続き

(72)発明者 ロンプ, ゲイリー アール.  
アメリカ合衆国 ニューヨーク州 1 1 7 2 1 センターポート, ワシントン ドライブ 1 3 0

## 合議体

審判長 水野 恵雄

審判官 近藤 聡

審判官 佐藤 匡

(56)参考文献 特開平 8 - 3 2 5 1 3 ( J P , A )  
特許第 3 9 3 8 1 8 6 ( J P , B 2 )  
特許第 4 0 5 8 0 8 0 ( J P , B 2 )  
特許第 4 6 4 4 2 3 4 ( J P , B 2 )

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H04Q 7/00

H04J 13/00