

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5078301号
(P5078301)

(45) 発行日 平成24年11月21日(2012.11.21)

(24) 登録日 平成24年9月7日(2012.9.7)

(51) Int.Cl.	F I
H04B 1/16 (2006.01)	H04B 1/16 R
H03G 3/20 (2006.01)	H03G 3/20 C
H03G 3/30 (2006.01)	H03G 3/30 B
H04J 11/00 (2006.01)	H03G 3/20 A
H04J 3/00 (2006.01)	H04J 11/00 Z

請求項の数 10 (全 15 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号	特願2006-221864 (P2006-221864)	(73) 特許権者	500587067
(22) 出願日	平成18年8月16日(2006.8.16)		アギア システムズ インコーポレーテッド
(65) 公開番号	特開2007-53766 (P2007-53766A)		アメリカ合衆国、18109 ペンシルヴァニア、アレントウン、アメリカン パークウェイ エヌイー 1110
(43) 公開日	平成19年3月1日(2007.3.1)		
審査請求日	平成21年6月12日(2009.6.12)	(74) 代理人	100094112
(31) 優先権主張番号	11/204631		弁理士 岡部 譲
(32) 優先日	平成17年8月16日(2005.8.16)	(74) 代理人	100064447
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 岡部 正夫
		(74) 代理人	100085176
			弁理士 加藤 伸晃
		(74) 代理人	100096943
			弁理士 臼井 伸一

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 低電力SDARS受信機用の単一経路アーキテクチャおよび自動利得制御 (AGC) アルゴリズム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

可変利得増幅器に結合した自動利得制御を、前記可変利得増幅器の利得を少なくとも第1の動作モード、第2の動作モード、及び第3の動作モードで制御するように、動作させる方法において、

a) 少なくとも前記第1の動作モード、前記第2の動作モード、及び前記第3の動作モードのうちの1つの動作モードで自動利得制御を動作させるステップと、

b) 前記自動利得制御を少なくとも前記第1の動作モード、前記第2の動作モード、及び前記第3の動作モードのうちの1つの動作モードで動作させている間、第1の信号変調型に対応する第1の出力レベルを第2の信号変調型に対応する第2の出力レベルと比較するステップと、

c) 前記比較ステップに応答して、自動利得制御を、前記可変利得増幅器の利得が前記第1の信号変調型と前記第2の信号変調型との両方に適合した前記第3のモードから、前記可変利得増幅器の利得が前記第1の信号変調型に適合した第1の動作モード、および前記可変利得増幅器の利得が前記第2の信号変調型に適合した第2の動作モードのうちの1つの動作モードに遷移するステップと、を有し

前記第1の動作モード、前記第2の動作モード及び前記第3の動作モードの各々において、前記可変利得増幅器を、前記第1の信号変調型の第1の信号と前記第2の信号変調型の第2の信号との両方に共用されることを特徴とする自動利得制御方法。

【請求項 2】

10

20

さらに、d) 前記第1の動作モードから、前記比較ステップに応答して、自動利得制御を、前記第3の動作モードに遷移するステップと、

e) 前記第2の動作モードから、前記比較ステップに応答して、自動利得制御を、前記第3の動作モードに遷移するステップとを含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項3】

前記ステップb)は、前記第1の出力レベルと前記第2の出力レベルとの差を計算するステップを含み、ステップc)は、前記差が第1の定数よりも小さいことに応じて前記第1のモードに遷移し、前記差が第2の定数よりも大きいことに応じて前記第2のモードに遷移するステップを含むことを特徴とする請求項2に記載の方法。

【請求項4】

前記ステップd)は、前記差が前記第1の定数よりも大きいことに応じて行われ、前記ステップe)は、前記差が前記第2の定数よりも小さいことに応じて行われることを特徴とする請求項3に記載の方法。

【請求項5】

前記ステップc)は、前記差が前記第1の定数からプリセット・ヒステリシス・オフセット値を引いた値よりも小さいことに応じて前記第3のモードから前記第1のモードに遷移するステップを含み、前記ステップd)は、前記差が前記第1の定数に前記プリセット・ヒステリシス・オフセット値を加えた値よりも大きいことに応じて前記第1のモードから前記第3のモードに遷移するステップを含むことを特徴とする請求項4に記載の方法。

【請求項6】

さらに、前記第2の信号変調型と、前記第1の信号変調型の存在に対応する第1の追跡信号と、前記第2の信号変調型の存在に対応する第2の追跡信号とに適合する第4の動作モードを含み、かつ

さらに、f) 前記第1の動作モードから、前記第1の追跡信号が存在しないことに応じて前記第4のモードに遷移するステップと、

g) 前記第4の動作モードから、前記第2の追跡信号が存在しないことに応じて前記第3の動作モードに遷移するステップとを含むことを特徴とする請求項3に記載の方法。

【請求項7】

さらに、h) 前記第3のモードから、前記第1の追跡信号が存在しないことに応じて前記第4のモードに遷移するステップを含むことを特徴とする請求項5に記載の方法。

【請求項8】

ステップc)は、遷移条件が最初に確定された後、プリセットされた時間だけ遷移を遅らせるステップをさらに含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項9】

前記第1の信号変調型は、時分割多重(TDM)変調型を含み、前記第2の信号変調型は、符号直交周波数分割多重(COFDM)変調型を含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項10】

可変利得増幅器に結合し、前記可変利得増幅器の利得を少なくとも第1の動作モード、第2の動作モード、及び第3の動作モードで制御する自動利得制御部、及びプロセッサを有し、

前記プロセッサが、プログラムされて、

少なくとも前記第1の動作モード、前記第2の動作モード、及び前記第3の動作モードのうちの1つの動作モードで自動利得制御部を動作させ、

前記自動利得制御部を少なくとも前記第1の動作モード、前記第2の動作モード、及び前記第3の動作モードのうちの1つの動作モードで動作させている間、第1の信号変調型に対応する第1の出力レベルを第2の信号変調型に対応する第2の出力レベルと比較し、

前記比較ステップに응答して、自動利得制御を、前記可変利得増幅器の利得が前記第1の信号変調型と前記第2の信号変調型との両方に適合した前記第3のモードから、前記可変利得増幅器の利得が前記第1の信号変調型に適合した第1の動作モード、および前記可

10

20

30

40

50

変利得増幅器の利得が前記第2の信号変調型に適合した第2の動作モードのうちの1つの動作モードに遷移させ、

前記第1の動作モード、前記第2の動作モード及び前記第3の動作モードの各々において、前記可変利得増幅器を、前記第1の信号変調型の第1の信号と前記第2の信号変調型の第2の信号との両方に共用されることを特徴とする自動利得制御デバイス。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、ラジオ受信機の自動利得制御に関するものであり、具体的には、無線周波数および中間周波数(RF/IF)フロント・エンドの単一経路および単一アナログ・デジタル・コンバータを使用して複数の種類の信号を受信するように適合されたデジタル・ラジオ受信機の自動利得制御に関するものである。

10

【背景技術】

【0002】

衛星デジタル・オーディオ・ラジオ・サービス(SDARS)では、衛星から直接エンド・ユーザのラジオ受信機にオーディオ番組を放送するため、典型的なSDARS放送は、広範囲にわたる、多様な、地理的地域に届く。この放送が届く全受信地域内において高品質の途切れることのない伝送を保証するために、SDARS放送事業者は、典型的には、高層ビルが建ち並ぶ都市など、衛星受信状態がよくないか、まったくない地域に配置された地上放送局を利用してギャップ・フィリング再放送で衛星放送を補完する。衛星から、および地上放送局により放送される信号は、同じオーディオ・データを含み、典型的には、隣接周波数で搬送されるが、異なる変調法を使用する。地上波信号は、さらに、典型的には、著しく高い信号強度で放送されるが、それは主に、地上放送局は電力を容易に利用できるが、衛星は太陽パネルから利用できる電力に制限される。

20

【0003】

例示的なSDARSシステムは、ニューヨーク州ニューヨークのSirius Radio Systemsにより提供されているサービスであり、衛星から直接、適切な受信機を備えるユーザに100チャンネルを超えるオーディオ番組を放送する。

【0004】

図1は、Siriusシステムにおける信号の相対周波数および電力レベルを示している。2基の静止衛星がSバンド(2.3GHz)の時分割多重(TDM)信号を直接エンド・ユーザの受信機に送信するが、エンド・ユーザの受信機は、典型的には、自動車またはトラックに搭載された移動体受信機である。衛星受信状態がよくない地域では、地上中継局が、衛星信号で放送されるデータと同じオーディオ・データを含む符号直交周波数分割多重(COFDM)信号を放送する。地上COFDM信号は、2つの衛星TDM信号の周波数の間にあるSバンド周波数で、著しく高い電力レベルにより、放送される。

30

【0005】

図2は、Siriusシステム信号に含まれるオーディオ・チャンネルを受信し、復号化するように設計された従来技術によるデジタル・ラジオ受信機の概略図を示している。受信機10は、2つの復号化回路12および14を備え、一方はTDM信号を直接衛星から受信し、もう一方はCOFDM信号を受信する。TDM復号化回路は、信号を受信するためのTDMアンテナ16を備え、次いで信号はTDM可変利得増幅器(VGA)18により増幅される。増幅された信号は、TDMアナログ・デジタル・コンバータ(ADC)20によりデジタイズされる。デジタイズされたTDM信号は、TDMデジタル・ダウン・コンバータ(DDC)22により、復調前に下方変換される。Siriusシステムでは、どの時点においても2つの静止衛星が見えるため、2つのTDM復調器24および26があり、一方でそれぞれの信号を処理する。

40

【0006】

典型的には約52dBの使用可能なダイナミック・レンジを持つ10ビット・デバイスであるADC 24は、デジタル・ラジオ受信に重要な役割を果たす。デジタイズされた

50

信号が着信アナログ信号を正確に表している限り、デジタル・フィルタ処理技術により、かなりのノイズが存在する場合であっても衛星から受信された信号など、非常に弱い信号を抽出することが可能である。正確なデジタイズを行うには、着信信号を十分に増幅し、A D Cのダイナミック・レンジをできるだけ多く埋めるようにする必要がある。しかし、A D Cが過剰駆動およびオーバーフローする場合には、ノイズの多い背景内の小信号は完全に失われる可能性があるため、着信信号を増幅しすぎないことも非常に重要である。これは、A D Cが過剰信号を単純に切り捨てるため生じる。

【 0 0 0 7 】

A D Cの最適なレベルになるまで着信信号を増幅するV G A 1 8の適切な利得設定は、T D M自動利得制御(A G C) 2 8により制御される。A G Cは、復調されたT D M信号を監視し、2つの復調されたT D M信号のうちの強い方を使用して、V G A 1 8の利得を設定し、最良のT D M信号を含む受信信号の部分が適宜増幅され、一定レベルの出力が得られるようにする。

10

【 0 0 0 8 】

使用可能なC O F D M信号は、C O F D Mアンテナ3 0、V G A 3 2、A D C 3 4、C O F D M 3 6、C O F D M復調器3 8、およびC O F D M A G C 4 0を備える、並列C O F D M復号化回路1 4を使用して復調される。すべての復調信号は、総和モジュール4 2内で足し合わされる。

【 0 0 0 9 】

20

S i r i u sシステム用に設計された従来技術の受信機では、T D MおよびC O F D M復号化回路の両方のフロント・エンドは、実質的に同一のコンポーネントを含む、つまり、T D MおよびC O F D M アンテナ1 6および3 0、V G A 1 8および3 2、およびA D C 2 0および3 4は、互いに同じである。電力要件および受信機のコストを下げるために、図3に概略が示されているように、フロント・エンドを1つだけ持つ、つまり、1本のアンテナ1 6、1つのV G A 1 8、および1つのアナログ・デジタル・コンバータ(A D C) 2 0だけを備える受信機を用意することが非常に望ましいことである。

【 0 0 1 0 】

しかし、図3に示されているタイプの単一フロント・エンド回路の実用的実装は、単純ではない。このような回路の大きな問題の1つは、2種類の信号に対するV G A利得設定が互いに両立しえないという点である。このため、一方の状態ではC O F D M信号の利得を最適化し、もう一方の状態ではT D M信号のV G A利得を最適化する単純な2状態A G C 4 3を使用してV G A利得を制御した場合に問題が生じる。このようなシステムでは、衛星からの弱いT D M信号に対し最適なV G A利得は、典型的には、地上放送局からの着信C O F D M信号を過剰増幅し、その結果、C O F D M信号がA D Cのダイナミック・レンジをオーバーフローすることになる。A D Cのダイナミック・レンジのこのようなオーバーフローは、復調されたC O F D Mオーディオ・データの品質が非常に悪く、存在しない場合すらあることを意味する。受信機は、さらに、T D M信号の受信をブロックされる場合もある。

30

【 0 0 1 1 】

40

同様に、V G A利得設定が強いC O F D M信号を含む信号の部分をデジタイズするためにA D Cに対し最適である場合、T D M信号を含む信号の部分は、増幅が不足し、A D Cによるデジタイズも劣る。その結果、受信機が地上C O F D M信号にロックオンした場合、さらにより衛星信号が利用可能であっても、地上波信号にロックオンしたままになることがある。

【 0 0 1 2 】

V G AおよびA D Cでもたらされる非常に望ましい電力およびコスト節減を達成するために、利用可能な最良の信号を使用することを可能にするようにV G A利得を調整できる自動利得制御を持ち、A D Cダイナミック・レンジに関して信号の一部を不足または過剰増幅することにより適切な信号の利用可能性が隠されないようにする必要がある。

50

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0013】

本発明は、すべての種類の信号に使用される復号化回路に共通の単一の受信機フロント・エンド、つまり、単一のアンテナ、VGA、およびアナログ・デジタル・コンバータ(ADC)の組み合わせを使用して少なくとも2種類の入力信号を処理することを可能にするデジタル・ラジオ受信機において使用するための自動利得制御(AGC)の方法および装置を提供する。

【課題を解決するための手段】

【0014】

好ましい一実施形態では、本発明のAGCは、それぞれ一方の特定の信号の種類をサポートするように最適化された2つの動作モード、および両方のモードをサポートすることができるが、いずれに対しても最適化されていない第3の動作モードをサポートすることにより2つの異なる種類の信号の単一フロント・エンド処理を可能にする。AGCを使用することで、受信機は非最適化モードを介して最適化された動作モードを切り替えることができ、それにより、最適化された動作モード間を滑らかに遷移できる。

【0015】

本発明の好ましい一実施形態では、AGCは、それぞれの種類の信号の復調された出力を監視し、信号強度を比較することにより、3つの動作モード間を遷移する。特に、AGCは、それぞれの種類の信号の復調された信号の強度間の差を測定する。この差は、2つのプリセットされた閾値と比較される。受信機が第3の非最適化動作モードにある間、この差が2つの閾値の間の値を持つ場合、受信機は、第3の非最適化動作モードのままである。しかし、システムがこの第3の動作モードに入っている間、差が第1の低い閾値よりも小さい値を持つ場合、システムは、第1の種類の信号に合わせて最適化された第1の動作モードに遷移する。システムがこの第1の動作モードに入っている間、差が第1の閾値を超えた場合、システムは、第3の動作モードに遷移して戻る。同様に、システムがこの第3の動作モードに入っている間、差が第2の高い閾値よりも高い場合、受信機は、第2の種類の信号に合わせて最適化された第2の動作モードに遷移する。システムがこの第2の動作モードに入っている間、差が第2の閾値を下回った場合、受信機は、第3の動作モードに遷移して戻る。

【0016】

本発明の好ましい一実施形態では、それぞれの動作モードにおいて、AGCはVGAの利得を調整し、着信信号が必要な種類の信号をデジタル形式に変換するアナログ・デジタル(ADC)コンバータに適したレベルまで増幅されるようにする。

本発明のこれらの特徴および他の特徴は、以下の図面を参照するとより完全に説明される。

【発明を実施するための最良の形態】

【0017】

本発明は、単一フロント・エンドを備えるデジタル・ラジオで複数の異なる入力信号を処理することを可能にする自動利得制御(AGC)を提供する。AGCは、これを行うために、それぞれ受信機が使用できる特定の受信環境に特有の多数の動作モード、およびそれらの動作モードを切り替えるための意志決定アルゴリズムを備える。

【0018】

本発明の好ましい一実施形態では、単一フロント・エンド、つまり、単一のアンテナ、VGAの単一の経路、および単一のアナログ・デジタル・コンバータ(ADC)、および複数のバック・エンド、つまり、複数のデジタル・ダウン・コンバータ(DDC)およびデジタル復調器を備えるデジタル・ラジオ受信機は、単一のAGCを使用して制御される。AGCは、出力の信号を複数の設定点に保持できるようにVGAの利得を設定し、保持することができる。それぞれの設定点は、特定の受信環境内の受信機に典型的に利用可能な種類の信号の実質的に最適な復号化に合わせて選択される。AGCは、さらに、複数の

受信機バック・エンドのそれぞれの復調された信号を監視し比較し、他の設定点に遷移するかどうかを決定するためその比較を使用することができる。特に、本発明のA G Cは、良好な信号が特定の設定点で増幅不足であるため受信機が低品質の信号にロックオンすること、または低品質の信号が特定の設定点でA D Cをオーバーフローしているため良好な信号から隠されることを回避する。A G Cは、この方法で、利用可能な最良の信号が常時使用されるようにする。

【 0 0 1 9 】

本発明のA G Cでは、単一のV G AおよびA D Cを使用することができ、それにより、そのような受信機のコストおよび電力要件をかなり低減するため、衛星デジタル・オーディオ・ラジオ(S D A R S)システム、特にギャップ・フィリング地上中継局が同じオーディオ・データを含む相補信号を放送するシステムにおいて使用するのに特に適している。さらに、A G Cシステムおよび方法は、既存のS D A R S送信機能と互換性を有する。そのような地上中継局は、典型的に、衛星放送信号に隣接する周波数で、異なる変調方法を使用し、著しく異なる信号強度により放送する。

10

【 0 0 2 0 】

2つの見える衛星およびさらに一部の場所のギャップ・フィリング地上中継局を含む、典型的なS D A R S送信システムは、受信機が動作しなければならない少なくとも4つの環境を持つ。

【 0 0 2 1 】

第1の環境は、オープン・スペースであり、衛星受信は良好であり、平坦な農村地域などでは中継局はない。この第1の環境では、衛星放送信号のみが利用可能であり、受信機は、最もよく使用される衛星放送信号をのみを選択しなければならない。

20

【 0 0 2 2 】

第2の環境は、衛星受信状態がよくないか、または受信されていないが、地上受信は良好である地域である。このような環境の一例は、ニューヨーク市であり、そこでは、高層ビルが衛星受信を遮る。このような地域では、ラジオ受信機は、地上放送信号を復号化するだけでよい。

【 0 0 2 3 】

第3の環境は、衛星と地上中継局の両方からの信号が許容可能な信号強度で利用可能な遷移地域である。このような地域の一例は、ワシントンD.C.周辺の環状道路である。このような地域では、ラジオ受信機は、復号化の後、最良の品質のオーディオ・データを供給する信号を選択しなければならない。

30

【 0 0 2 4 】

第4の環境は、衛星放送信号が良好でないか、または存在しない、地上波受信がよくない地域である。このような地域の一例は、ニュージャージー州ニューアークであり、この地域のビルは、衛星受信に問題を起こすほど高層であるが、地上放送局が十分に対応できていない。

【 0 0 2 5 】

本発明の好ましい一実施形態は、4つの動作モードを持つA G Cを備える。それぞれの動作モードでは、上述の4つの受信環境のうちの1つにおいて、受信機で利用可能なS D A R S信号の実質的に最適な復号化を行う。このようなA G Cは、これから、できる限り類似の番号は類似の要素を表す、付属の図を参照しつつ詳しく説明される。

40

【 0 0 2 6 】

図4は、単一フロント・エンドを備え、図1の例示的なS D A R Sシステムに含まれるオーディオ・チャンネルを受信し、復号化することができ、V G A利得が4状態A G Cにより制御される、デジタル・ラジオ受信機の概略図である。デジタル・ラジオ受信機46は、アンテナ16、V G A 18、アナログ-デジタル・コンバータ20、C O F D Mデジタル・ダウン・コンバータ(D D C)36、C O F D M復調器38、T D M D D C 22、第1のT D M復調器24、第2のT D M復調器26、信号混合器42、および単一経路自動利得制御(S A G C)44を備える。S A G C 44は、C O F D M復調器出力

50

モニタ線 52、COFDM DDC 前置フィルタ電力出力線 49、TDM1 モニタ線 50、および TDM2 モニタ線 48 を含むモニタ入力を備える。

【0027】

COFDM 復調器出力モニタ線 52 は、2 つの信号、COFDM 信号の後置フィルタ電力、および COFDM 信号が現在追跡されているかどうかを示す COFDM 追跡信号を含む。

【0028】

TDM1 復調器出力モニタ線 50 は、さらに、2 つの信号、TDM1 信号の電力、P1、および TDM1 信号が現在追跡されているかどうかを示す TDM1 追跡信号も含む。

同様に、TDM2 復調器出力モニタ線 48 は、2 つの信号、TDM2 信号の電力、P2、および TDM2 信号が現在追跡されているかどうかを示す TDM2 追跡信号も含む。

AGC 44 は、監視される信号に基づいて VGA 18 の利得を設定する。

【0029】

デジタル・ラジオ受信機 46 は、当業でよく知られている電子回路からなり、よく知られている電子コンポーネント技術により製造できるか、または限定はしないが、デジタル・シグナル・プロセッサなどの汎用計算および制御デバイス上に全体としてまたは一部実装できる。

【0030】

図 5 は、図 3 の単一フロント・エンド・デジタル・ラジオ受信機を制御するのに適している単一経路自動利得制御 (AGC) の状態遷移図である。状態遷移図は、4 つの異なる動作状態、状態 1 ~ 4 を含む。これら 4 つの状態は、上述の受信状態に対応する。

【0031】

状態 1 では、AGC 44 は、復号化の後最も正確なデータを出力するために第 1 の受信環境において予想される信号の処理を実質的に最適化するように VGA 18 の利得を設定する。好ましい一実施形態では、状態 1 において、VGA 利得は、衛星から受信された TDM 信号を実質的に最適な形で増幅するように設定される。

【0032】

状態 2 では、AGC 44 は、復号化の後最も正確なデータを出力するために第 2 の受信環境において予想される信号の処理を実質的に最適化するように VGA 18 の利得を設定する。好ましい一実施形態では、状態 2 において、VGA 利得は、地上放送局から受信された COFDM 信号を実質的に最適な形で増幅するように設定される。

【0033】

状態 3 では、AGC 44 は、復号化後に両方の信号から許容できるデータを出力するために、両方の種類を適宜処理するように VGA 18 の利得を設定する。好ましい一実施形態では、AGC は、VGA 18 の利得を、衛星から受信された TDM 信号と地上放送局から受信された COFDM 信号の両方が復号化後使用可能なオーディオ・データを必ず出力するように実質的に保証する中間または妥当値に設定する。

【0034】

状態 4 では、AGC 44 は、衛星放送信号がなく、地上信号が弱い環境で動作させるために、COFDM 信号の復調を最適化するように VGA 利得を設定する。状態 4 の VGA 利得は状態 2 と同じであるが、これは、状態 4 への、また状態 4 からの遷移の条件が後述のように状態 2 への、また状態 2 からの遷移の場合と異なるため、別々の状態として示されている。

【0035】

好ましい一実施形態では、4 つの状態の間の遷移は、図 4 に示されている遷移規則に従って管理される。特に、AGC 44 は、復調された地上 COFDM 信号の電力レベル P0 と電力レベル P1 および P2 のうちの大きい方との差を計算する。(P1 および P2 は、復調された、衛星放送 TDM 信号の電力レベルである。) 次いで、この差を 2 つのプリセットされた閾値、下限値 D1 および上限値 D2 と比較する。この比較に応じて、また受信機が現在どの状態で動作しているかに応じて、さまざまな遷移が行われる。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 6 】

好ましい一実施形態では、受信機 4 6 が、A G C が両方の種類の信号の妥当な復号化を行うように妥協値に設定され、その差が上限値 D 2 よりも小さく、下限閾値 D 1 以上である、状態 3 モードで動作している場合、受信機 4 6 は、遷移 5 4 により示されているように、状態 3 モードで動作し続ける。受信機が状態 3 モードにあり、差が下限閾値 D 1 未満である場合、A G C 4 4 は遷移 5 6 にそって受信機 4 6 を遷移させ、衛星放送 T D M 信号に含まれるデータを復調するように最適化されている状態 1 モードで動作するようにする。状態 3 動作モードからの他の遷移は、差が上限閾値以上であり、したがって状態 2 に遷移し、A G C 4 4 は C O F D M 信号について最適化する、遷移 5 8、および A G C 4 4 が T D M 追跡信号なしを検出し、したがって状態 4 に遷移し、A G C 4 4 が C O F D M 信号について最適化する、遷移 6 0 を含む。

10

【 0 0 3 7 】

A G C が T D M 信号について最適化する、状態 1 動作モードからの遷移は、差が下限閾値 D 1 未満の場合に状態 1 モードに留まる遷移 6 2、差が下限閾値 D 1 以上である場合に T D M と C O F D M の両方の信号の妥当な復号化を行わせる妥協設定を A G C 4 4 が使用する状態 3 動作モードへの遷移 6 4、および T D M 追跡信号が検出されない場合に A G C 4 4 が C O F D M 信号について最適化する、状態 4 動作モードへの遷移 6 6 を含む。

【 0 0 3 8 】

A G C 4 4 が C O F D M 信号について最適化する、状態 2 動作モードからの遷移は、差が上限閾値以上の場合に状態 2 動作モードに留まる遷移 6 8、および差が上限閾値 D 2 未満の場合に A G C が両方の種類の信号の妥当な復号化を行わせる妥協値に設定される状態 3 動作モードへの遷移 7 0 を含む。

20

【 0 0 3 9 】

A G C 4 4 が C O F D M 信号について最適化する、状態 4 動作モードからの遷移は、差が上限閾値 D 2 未満の場合に状態 4 に留まる遷移 7 2、差が上限閾値 D 2 以上の場合に、A G C 4 4 が C O F D M 信号について最適化する、T D M および C O F D M の両方の信号の妥当な復号化を行わせるために A G C 4 4 が妥協値を使用する、状態 2 動作モードへの遷移 7 4、および C O F D M 追跡信号が検出されない場合に A G C が T D M 信号について最適化する状態 3 動作モードへの遷移 7 6 を含む。

【 0 0 4 0 】

本発明の他の好ましい実施形態では、ヒステリシス・オフセット値、つまり、システムの過程に応じて異なる値がある。ヒステリシス・オフセット値は、差の値がプリセット値に近い場合に切り換えの繰り返しを防ぐために使用される。本発明のこの実施形態では、一方向の状態間の遷移は、差がヒステリシス・オフセット値の量だけプリセット値を超える場合のみ生じるが、反対方向の同じ状態間の遷移は、差がヒステリシス・オフセット値の量だけプリセット値よりも小さい場合のみ生じる。例えば、状態 3 から状態 2 への遷移 5 8 は、差の値がプリセット値にヒステリシス・オフセット値を加えた量以上の場合にのみ生じるが、状態 2 から状態 3 への遷移 7 0 は、差がプリセット値からヒステリシス・オフセット値を引いた量よりも小さい場合にのみ生じる。これは、差の値がプリセット値に近い場合に状態 2 と 3 との間の切り換えの繰り返しを防ぐ。

30

40

【 0 0 4 1 】

好ましい他の実施形態では、プリセット時間値である保証時間がある。本発明のこの実施形態では、状態間の遷移は、上述のように、遷移条件が少なくともプリセット時間値に等しい時間の長さだけ保持される場合にのみ生じる。

【 0 0 4 2 】

状態および状態間の遷移は、限定はしないが、デジタル・シグナル・プロセッサまたはデジタル・マイクロプロセッサなどの汎用デジタル計算および制御デバイスをプログラムすることにより実装できる。付録 I は、典型的な、実用的利得および閾値を含む、そのようなデバイス上に本発明の例示的な実施形態を実装するためのコンピュータ・コードのリスティングである。

50

【 0 0 4 3 】

本発明の他の実施形態では、A G Cは、限定はしないが、信号の信号対雑音比を含む、復調信号の他の属性を監視することができる。これらの属性の比較は、上述の本発明の実施形態で電力レベルが使用される方法と同様の方法で 사용할 ことができる。例えば、本発明の発明概念により、復号化された衛星信号の信号対雑音比と復号化された地上信号の信号対雑音比との差を使用して、V G Aの利得を調整することができる。

【 0 0 4 4 】

本発明は構造的機能および / または方法論的活動に固有の言語で説明されているが、添付の特許請求の範囲で定められている発明は、説明した特定の機能または活動に必ずしも限られないことは理解されるであろう。むしろ、特定の機能および活動は請求されている発明を実施するための複数の実施形態の例として開示されている。

【 0 0 4 5 】

[r e f 1]

付録 I : 本発明の例示的な実施形態のコンピュータ・コード・リスティング

SAGCアルゴリズム仕様 :

```
#define TDM1      1
#define TDM2      2
#define COMM      0
#define UR        100    // IF AGC更新速度(Hz)
#define TIMER_INTVL  UR*2 //2秒間に制限されたタイマー、
#define ALPHA      0.9    // 電力試験に通るパーセンテージ ;
#define D1         11     // dBに関して、異なる値に構成できる ;
#define D2         14     // dBに関して、異なる値に構成できる ;
#define TDM_SetPoint_dB_A  10.4 // 状態Aで使用する通常のTDM設定点
#define TDM_D        4     // dBに関する最大TDM設定点オフセット ;
#define OFDM_D       4     // dBに関する最大COMM設定点オフセット ;
#define OVERLAP      1     // オーバーラップ領域内の状態遷移を減らすオーバーラップ・
                           オフセット ;
#define COMM_SetPoint_dB  32.2 // COFDM IFAGC設定点 ;
#define A  1    // 3状態インデックス
#define B  2
#define C  3
#define D  4
static int State =A; // 初期SAGC FSMは状態Aである
static int OldState;
static int CountA=0; // FSMで使用するカウンタ
static int WindowA=0; static int CountC=0; static int WindowC=0;
static int CounterD=0;
float FSM_SAGC (P1, P2, Po_Pre, Po_Post, TDM1_Track, TDM2_Track, COFDM_Track)
// P[1]、P[2] : 後置フィルタTDM1およびTDM2の電力(dB)
// Po_Pre、Po_Post : COFDMの前置フィルタおよび後置フィルタ電力(dB)
// TDM1_Track、TDM2_Track : TDM1/2追跡ステータス。 1 は追跡中を意味し、 0 は追跡中でないことを意味する ;
// COFDM_Track : COFDM追跡ステータス。 1 は追跡中を意味し、 0 は追跡中でないことを意味する ;
{
    float Delta;
    OldState = State;
    Switch (State)
    {
```

10

20

30

40

50

```

case A: //I ' DM主要領域 ;
TDM_AGC(P1 , P2, TDM_SetPoint_dB_A); //従来のTDM AGC機能呼び出す;
if( Po_Post - max(P1, P2) <D1 + OVERLAP) //TDM領域
{
  if(CountA)
    WindowA ++;
  if ( TDM 1_Track = 0 && TDM2_Track = 0)
  {
    CountD++;
    if(CountD >=TIMER_INTVL) //追跡中のTDMなし、状態Dにジャンプする 10
    {
      State = D; CountA=0;
      WindowA=0; CountD=0;
      break;
    }
  }else{CountD=0; //カウンタをリセットする ;
  }
  else { //可能な3ストリームまたはCOFDM領域CountA++ ;
    WindowA++;
  } 20
  if(WindowsA >= TIMER_INTVL & CountA>=ALPHA* TIMER_INTVL) //状態 B へ{
  WindowA=0;
  CountA=0;
  State=B;
  }
  else if(WindowA >= TIMER_INTVL & CountA< ALPHA* TIMER_INTVL ) {//カウンタを
  リセットする ;
  WindowA=0;
  CountA=0;
  break; 30
}
case B: //3ストリーム領域、まずTDM AGC設定点を計算する ;
Delta= COFDM_SetPoint_dB - (Po_Post - max(P1, P2) + TDM_SetPoint_dB_A ) //間
の差
if (Delta< OFDM-D )
  Delta= 0;
else
  Delta = Min(TDM_D, Delta - OFDM_D);
TDM_AGC(P1 , P2, TDM_SetPoint_dB_A+ Delta); //高い設定点のTDM AGC機能呼び
出す
if( Po_Post - max(P1, P2) ) < D1 -OVERLAP) //可能なTDM領域; 40
{ CountA++; WindowA++;}
else if( Po_Post - max(P1, P2) >= D2+OVERLAP ) //可能なCOFDM領域; {
  CountC++;
  WindowC++;
}
else //3ストリーム領域内に留まる; {
  if ( TDM1-Track = 0 && TDM2-Track = 0)
  { CountD++;
  if(CountD >=TIMER_FP TVL) //追跡中のTDMなし、状態Dにジャンプする;
  {
    50

```

```

        State = D; CountA=0; WindowA=0;
        CountC=0; WindowC=0; CountD=0;
        Break;
    }
}
else{
    CountD=0;
}
if( CountA)
    WindowA++;
If(CountC)
    WindowC++;
}
if (WindowA>= TIMER_INTVL)
{
    if(CountA >= ALPHA_TIMER_INTVL )
    { //状態Aにジャンプする、状態 = A ;
        CountA=0; WindowA=0;
        CountC=0; WindowC=0;
    }
    else //カウンタをリセットする ;
    {
        CountA=0;
        WindowA=0;
    }
}
if( WindowC>= TIMER_INTVL)
{
    if(CountC >= ALPHA* TIMER_INTVL)
    { //状態Cへ;
        State=C;
        CountA=0; WindowA=0;
        CountC=0; WindowC=0;
    }
    else //カウンタをリセットする ;
    {
        CountA=0;
        WindowA=0;
    }
}
break;
case C: //COFDM主要領域 ;
COFDM_AGC(Po_Pre, Po_Post, COMM_SetPoint_dB) ; //通常のCOFDM AGCを呼び出す if(P
o_Post - max(PI, P2) ) >=D2 - OVERLAP) // COMM領域内に留まる ;
{
    if( CountC )
        WindowC++;
}
else //可能な3ストリームまたはTDM領域 ;
{
    CountC ++; WindowC ++;
}

```

```

}
if( WindowC >= TIMER_MTVL && CountC >= TIMER_INTVL*ALPHA )
//状態Bへ
{
    State=B; //3ストリーム領域にジャンプする ;
    CountC=0;
    WindowC=0;
}
else if( WindowC >= TIMER_INTVL && CountC <TIMER-INTVL*ALPHA )
//カウンタをリセットする ;
{
    CountC=0;
    WindowC=0;
}
break;
case D://TDMの追跡がないため状態AまたはBからジャンプする ; 次にSAGCがOFDMを追跡する
COFDM_AGC(Po_Pre, Po_Post, COFDM_SetPoint_dB); //通常のCOFDM AGCを呼び出す(COFMD
TEACK==0) // COFDMは追跡中でない ;
{
    CountA++;
    if(CountA-TIMER_INTERVAL/4) //0.5秒超の間追跡中のTDMなし、状態Aにジャンプする ;
    {
        CountA=0; CountC=0; WindowC=0;
        State=B;
        Break:
    }
}
else if(Po_Post-max(P1, P2)>=D2)
// OFDM電力はD2よりも大きく、TDMよりも強い。状態Cへ
{
    CountC++; WindowC++;
}
else if(CountC)
    WindowC++;
if(WindowC >= TIMER_INTVL && CountC >=TIMER_INTVL*ALPHA)
//状態Cへ
{
    State=C;
    CountC=0;
    WindowC=0;
    CountA=0;
    break;
} // FSM_SAGC(...)の終わり ;

```

【図面の簡単な説明】

【0046】

【図1】例示的な衛星デジタル・オーディオ・ラジオ（SDARS）システムにおける信号の相対周波数および電力レベルを示す図である。

【図2】図1の例示的なSDARSシステムに含まれるオーディオ・チャンネルを受信し

10

20

30

40

50

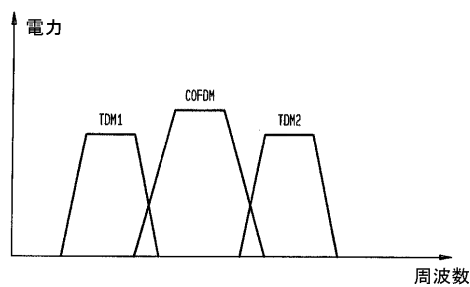
、復号化するように設計されたデジタル・ラジオ受信機の概略図である。

【図 3】単一フロント・エンドを備え、図 1 の例示的な S D A R S システムに含まれるオーディオ・チャンネルを受信し、復号化することができるが、2 状態 A G C を備えるデジタル・ラジオ受信機の概略図である。

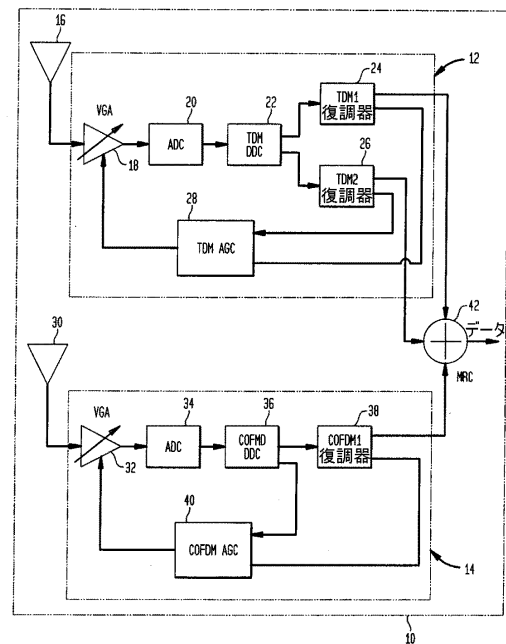
【図 4】単一フロント・エンドを備え、図 1 の例示的な S D A R S システムに含まれるオーディオ・チャンネルを受信し、復号化することができるが、4 状態 A G C を備えるデジタル・ラジオ受信機の概略図である。

【図 5】図 3 に示されている種類の単一フロント・エンド・デジタル・ラジオ受信機を制御するのに適している単一経路自動利得制御 (A G C) の状態遷移図である。

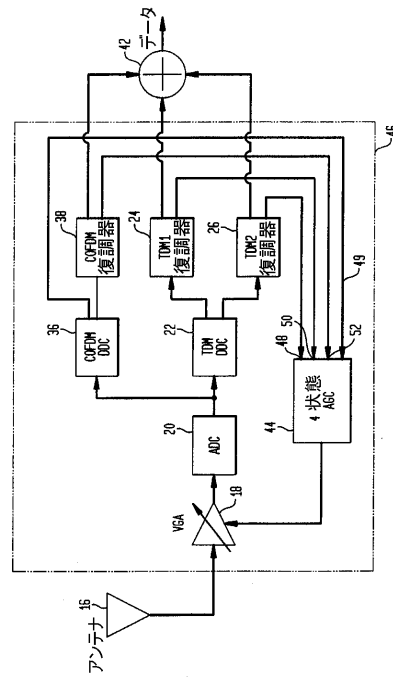
【図 1】



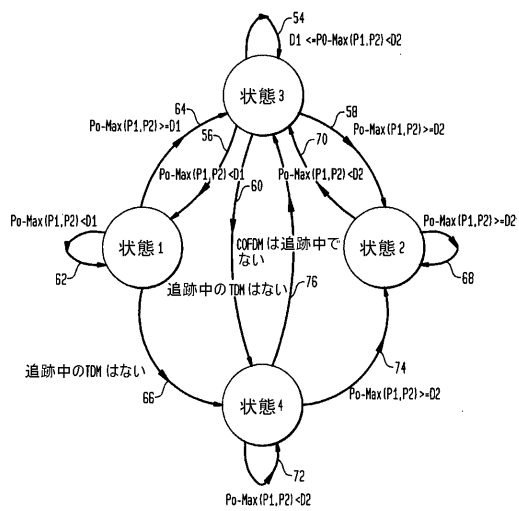
【図 2】



【 図 4 】



【 図 5 】



フロントページの続き

(51)Int.Cl.

F I

H 0 4 J 3/00

H

(74)代理人 100101498

弁理士 越智 隆夫

(74)代理人 100096688

弁理士 本宮 照久

(74)代理人 100104352

弁理士 朝日 伸光

(74)代理人 100128657

弁理士 三山 勝巳

(72)発明者 ロバート マルケメス

アメリカ合衆国 0 8 7 2 4 ニュージャーシィ,ブリックタウン,ウィンディング リヴァー
ロード 6 6 7

(72)発明者 デニス オーランド

アメリカ合衆国 0 7 7 2 8 ニュージャーシィ,フリーホールド,コーニグ レーン 6 8

(72)発明者 ジー ソング

アメリカ合衆国 0 7 7 3 1 ニュージャーシィ,ホーウェル,セクオイア コート 3 3 5

(72)発明者 エリック ソング

アメリカ合衆国 0 8 8 1 6 ニュージャーシィ,イースト ブランズウィック,パルマー コー
ト 6

審査官 石井 則之

(56)参考文献 特開 2 0 0 5 - 2 7 8 1 2 2 (J P , A)

国際公開第 2 0 0 6 / 1 1 6 1 4 0 (W O , A 1)

特開 2 0 0 1 - 2 3 7 7 8 2 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl., D B 名)

H 0 4 B 1 / 1 6

H 0 3 G 3 / 2 0

H 0 3 G 3 / 3 0

H 0 4 J 3 / 0 0

H 0 4 J 1 1 / 0 0