(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第3604709号
(P3604709)
(45)発行日　平成16年12月22日(2004.12.22)　(24)登録日　平成16年10月8日(2004.10.8)

(51)Int.Cl.[7]　F I
H04N　5/52　H04N　5/52

請求項の数 1　(全 12 頁)

(21)出願番号　特願平5-228342
(22)出願日　平成5年8月19日(1993.8.19)
(65)公開番号　特開平6-209440
(43)公開日　平成6年7月26日(1994.7.26)
審査請求日　平成12年8月9日(2000.8.9)
審判番号　不服2004-1324(P2004-1324/J1)
審判請求日　平成16年1月19日(2004.1.19)
(31)優先権主張番号　932131
(32)優先日　平成4年8月19日(1992.8.19)
(33)優先権主張国　米国(US)

(73)特許権者　391000807
アールシーエー　トムソン　ライセンシング　コーポレイション
ＲＣＡ　ＴＨＯＭＳＯＮ　ＬＩＣＥＮＳＩＮＧ　ＣＯＲＰＯＲＡＴＩＯＮ
アメリカ合衆国　ニュージャージ州　０８５４０　プリンストン　インデペンデンス・ウエイ　２
(74)代理人　100105360
弁理士　川上　光治
(74)代理人　100062993
弁理士　田中　浩

最終頁に続く

(54)【発明の名称】テレビジョン信号受信システムにおける装置

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
テレビジョン信号を受信するシステムにおける装置であって、
デジタル信号情報を表す信号を受け取る入力と、大きさを持った出力信号を供給する出力とを有する入力信号処理手段と、
適応型等化器を含み、上記入力信号処理手段から供給された上記出力信号に応動するデジタル信号処理手段と、
上記デジタル信号処理手段からの出力信号に応答して画像を表す信号を供給するビデオ信号処理手段と、
上記デジタル信号処理手段に結合された入力と、上記入力信号処理手段に結合された出力とを有し、この出力に、上記入力信号処理手段から上記デジタル信号処理手段に供給される出力信号の上記大きさを自動制御するための制御信号を生成する自動利得制御手段と、
を具え、
上記自動利得制御手段は上記適応型等化器の動作状態を表す信号に応動し、
上記自動利得制御手段は上記デジタル信号処理手段の入力アナログ－デジタル変換器によって処理される飽和サンプルを表す信号に応動するものである、
装置。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【産業上の利用分野】

この発明は、テレビジョン信号受信システムにおける、デジタル画像情報を表す受信テレビジョン信号の大きさを自動制御するための装置に関するものである。

【０００２】

【発明の背景】

通常、標準テレビジョン信号受信システムには、広範囲の受信信号レベルにわたって検波器段に供給される信号の大きさを実質的に一定に維持するための自動利得制御（ＡＧＣ）装置が含まれている。このようなＡＧＣ装置は、通常、検波されたベースバンドビデオ信号成分の水平同期成分の振幅の関数としてＡＧＣ信号を生成する。ＡＧＣ信号は、受信されたテレビジョン信号の大きさの逆関数として、無線周波（ＲＦ）増幅器及び中間周波（ＩＦ）増幅器の利得を増加させたり、減少させたりするために使用される。この形式のテレビジョン信号ＡＧＣシステムは、例えばルムライヒ（Ｒｕｍｒｅｉｃｈ）氏に付与された米国特許第４７６１６８７号に述べられているように周知のものである。

【０００３】

最近、画像情報、音声情報、及び同期情報等のテレビジョン情報を、デジタル形式で符号化及び復号する高精細度テレビジョンシステムの開発が非常に注目されるようになった。伝送されるデジタルテレビジョン信号は、振幅が変化するランダム雑音信号に類似しているランダム順序のパルスとして現れる点、また、ＲＦ搬送波が欠けている場合がある点で、標準ＮＴＳＣ方式のアナログテレビジョン信号とは異なっている。従って、標準ＮＴＳＣ信号におけるものと同様な水平同期信号成分或いはＲＦ搬送波のような簡単に識別できるＡＧＣ基準成分を持っていないため、デジタルテレビジョン信号に対して標準方式のＡＧＣ技術を効果的に使用することは困難であり、場合によっては不可能である。

【０００４】

これらの要因を踏まえて、１９９２年２月６日付でワグナー（Ｔ．Ｍ．Ｗａｇｎｅｒ）氏他により出願された米国特許出願第８３２１２６号には、デジタル情報を表す信号に応答するテレビジョン受像機における使用に適した平方２乗平均（ＲＭＳ）ＡＧＣ検波器回路網が記述されている。このＡＧＣ回路網は、本発明の発明者により出願中の米国特許出願第６５０３２９号に示されている形式のスペクトル形の振幅対周波数応答特性を有する高精細度直交振幅変調（ＱＡＭ）デジタルテレビジョンシステムに使用できる利点がある。このシステムでは、ＲＦ搬送波及び容易に識別可能なＮＴＳＣ方式の水平同期成分を持っていない伝送された高精細度テレビジョン信号が、高い信頼性をもって受信しようとしている高優先度の情報と、低優先度の標準情報とに分割される。この高優先度の情報及び低優先度の情報は、テレビジョン信号周波数スペクトル中の相異なる部分内にある別々のＱＡＭ搬送波信号として伝達される。高優先度の情報は、低優先度の情報よりも狭い帯域幅とかなり大きな振幅とを呈する。

【０００５】

【発明の概要】

この発明によれば、自動利得制御装置がデジタル画像情報を表すテレビジョンを受信するための装置内に含まれており、自動利得制御（ＡＧＣ）信号が適応形等化器の動作状態の関数として生成される。この発明の実施例では、デジタルテレビジョン信号の変調スペクトルが、高い信頼性をもって受信しようとする高優先度の情報を含む狭帯域成分と、低優先度の情報を含む広帯域成分とを含んでいる。これら２つの成分は、テレビジョン信号周波数スペクトル中の互いに異なる部分内にある別々のＱＡＭ搬送波信号として伝達される。ＡＧＣ検波器が、適応形等化器に関する係数の値の関数としてＡＧＣ信号を取り出し、等化器が飽和動作状態を呈することが無いようにする。また、ＡＧＣ検波器は入力アナログ－デジタル変換器により処理される飽和サンプルの数にも応答する。

【０００６】

【詳細な説明】

図１は、図２に示す形式の高精細度テレビジョン（ＨＤＴＶ）信号を受信してデジタル形式で処理するためのＨＤＴＶ受像機の一部を示す図である。この信号については、図１に示す受像機の説明をする前に、図２を参照して予め説明しておく。

【０００７】
図２は、６ＭＨｚの帯域幅の標準ＮＴＳＣ方式のテレビジョン信号チャンネルとコンパティブルで、かつ同時放送（ｓｉｍｕｌｃａｓｔ）信号として使用可能な高精細度テレビジョン信号のビデオ周波数スペクトルを示している。図２の周波数目盛に沿う周波数（－１．２５ＭＨｚ～４．５ＭＨｚ）は、標準的なＮＴＳＣ方式のシステムにおけるＲＦ画像搬送波の周波数位置を０．０ＭＨｚとして基準点としている。
【０００８】
ＨＤＴＶテレビジョン信号は、高優先度の情報成分と低優先度の情報成分とに分割されたデータ圧縮された信号である。この例では、高い信頼性をもって受信しようとする音声情報成分、同期情報成分、及び低い周波数のビデオ情報成分に高優先度が割り当てられている。同期情報は、受像機における信号の回復と処理を容易にするための独特のサイン即ちコードを含んだトレーニング信号と同様のものとすることができ、また、例えばフィールド周波数走査情報（例えばフィールド開始マーカ）等を含んでいる。高い周波数のビデオ情報等の重要性の少ない他の成分には低優先度が与えられる。高優先度の情報は、完全な画像より多少劣るにしても見るに耐え得る画像を生成するために必要な情報であり、低優先度の情報よりもかなり大きな電力で伝達される。高優先度情報は低優先度情報に比べて狭い帯域幅を呈し、搬送波を０．９６ＭＨｚの記号周波数（ｓｙｍｂｏｌ　ｒａｔｅ）で狭帯域直交振幅変調（ＱＡＭ）する。低優先度情報は、３．８４ＭＨｚの記号周波数で搬送波を広帯域直交振幅変調する。これによって、図２に示すように、高優先度の信号については６ｄｂ減衰の周波数間で測定した帯域幅が０．９６ＭＨｚとなり、標準の優先度の信号の帯域幅は３．８４ＭＨｚとなる。その結果生じる合成信号は、一種の多重ＱＡＭ信号、即ちこの例ではツイン（ｔｗｉｎ）ＱＡＭ信号である。この合成ツインＱＡＭ信号は、送信機側での適切な周波数変換によって６ＭＨｚの標準テレビジョン帯域に変換されていて、図２に示すスペクトルを呈している。
【０００９】
狭帯域ＱＡＭ成分の振幅は、広帯域ＱＡＭ成分の振幅よりも相当大きいものである。狭帯域ＱＡＭ成分の－６ｄｂの帯域幅は０．９６ＭＨｚであり、広帯域ＱＡＭ成分の－６ｄｂの帯域幅は３．８４ＭＨｚ、即ち狭帯域ＱＡＭ成分の帯域幅の４倍である。狭帯域ＱＡＭ成分及び広帯域ＱＡＭ成分の非線形の帯域エッジ遷移領域は、２乗コサインの平方根特性を持つ有限インパルス応答（ＦＩＲ）フィルタにより整形されて、尖鋭な遷移領域によって生じる望ましくない高い周波数による影響を除去した円滑な遷移領域が生成される。狭帯域成分は、ほぼ１７％の余剰帯域幅のある振幅対周波数特性を呈する。即ち式１／２×１／Ｔで規定される遷移領域の理論的な最小帯域幅よりも１７％広い帯域幅において振幅対周波数特性を呈する。ここでＴは対象とする信号の記号周期（ｓｙｍｂｏｌ　ｐｅｒｉｏｄ）である。帯域エッジ遷移領域における広帯域成分の振幅対周波数応答（正確な比率で示したものではない）は、急勾配である狭帯域成分の４分の１の勾配を有している。
【００１０】
狭帯域ＱＡＭ成分及び広帯域ＱＡＭ成分の各々は、同相成分「Ｉ」と直交位相成分「Ｑ」を含んでいる。Ｉ位相成分は抑圧コサイン搬送波を変調し、Ｑ位相成分は抑圧サイン搬送波を変調する。データ「記号」はＩ成分とＱ成分の両方で表される。例えば１６ＱＡＭ信号の場合は、Ｉ及びＱの各成分は、狭帯域ＱＡＭ信号及び広帯域ＱＡＭ信号の各々に対して４つの個別の振幅レベルを呈するため全体として４×４即ち１６の可能振幅レベル即ち可能な値が生じる。よって「１６」ＱＡＭなのである。Ｉ及びＱの各成分の４つのレベルを指定するには２ビットが必要であり、従って各データ記号は、１つのＩ、Ｑの組み合わせに対して１６レベルを指定するのに４ビットを必要とする。従って、３．８４ＭＨｚ（－６ｄｂ）の広帯域ＱＡＭ信号のビット速度は１５．３６Ｍｂｐｓ（３．８４ＭＨｚ×４ビット）であり、０．９６ＭＨｚ（－６ｄｂ）の狭帯域ＱＡＭ信号のビット速度は３．８４Ｍｂｐｓ（０．９６ＭＨｚ×４ビット）である。６４ＱＡＭシステムでは、狭帯域成分及び広帯域成分のビット速度は１６ＱＡＭの速度の１．５倍である。３２ＱＡＭ変調スキムは、固有のピーク電力制限特性があるため、望ましい変調モードである。前述した多重

（ツイン）ＱＡＭ信号は、標準ＮＴＳＣテレビジョン信号、即ち、ツインＱＡＭ信号と同じチャンネルで異なる位置から伝送されたＮＴＳＣテレビジョン信号に関する同一チャンネル干渉に対し相当な不感性を呈する。また、このツインＱＡＭ信号からＮＴＳＣ方式の信号への同一チャンネル干渉も、かなり低減される。

【００１１】

広帯域ＱＡＭ信号及び狭帯域ＱＡＭ信号のビット速度は、それぞれ１５．３６Ｍｂｐｓと３．８４Ｍｂｐｓであり、４：１の整数比関係を呈している。この関係によって、受像機側の狭帯域及び広帯域ＱＡＭ情報の回復が簡単になる。それは、取り出された同じデータクロックを両方のＱＡＭ成分のデータ回復動作のタイミングに容易に利用できるからである。受像機システムの所要データクロック周波数は、容易に回復される高電力の狭帯域ＱＡＭ信号から簡単に取り出すことが出来る。

【００１２】

図１の受像機システムでは、アンテナ１１０で受信した放送ツインＱＡＭ信号が、図４を参照して後述するようにＲＦ段及びＩＦ段を含む入力信号プロセッサ１１２に供給される。プロセッサ１１２は、伝送される信号を生成するために送信機側で使用された基準信号に周波数が対応する基準信号ＲＥＦ１とＲＥＦ２も受け入れる。プロセッサ１１２からの出力信号は、アナログ－デジタル変換器（ＡＤＣ）１１６及び１１７のそれぞれを介して高優先度信号プロセッサ１１９と低優先度信号プロセッサ１５０に伝送される狭帯域ＱＡＭ成分（ＮＢ）及び広帯域ＱＡＭ成分（ＷＢ）を含んでいる。ユニット１１２で処理された信号は図２に示す合成変調周波数スペクトルを呈する。

【００１３】

ユニット１１６からのサンプルされたデジタル２進出力信号は、素子１２０、１２２、１２４、１２６、及び１２８と共に狭帯域ＱＡＭ高優先度信号プロセッサ１１９を形成する復調器１１８に供給される。狭帯域ＱＡＭ復調器１１８は、図２に示すような変調された狭帯域ＱＡＭ成分の振幅対周波数特性の形状と実質的に同じ形の振幅対周波数応答特性を有する入力フィルタを含んでいる。ユニット１１７からの広帯域出力信号は、狭帯域ＱＡＭ高優先度プロセッサの素子と同様な素子を含む広帯域ＱＡＭ低優先度信号処理回路網１５０に供給される。広帯域ＱＡＭ低優先度プロセッサ１５０は、図２に示す変調された広帯域ＱＡＭ成分の振幅対周波数特性の形状と実質的に同じ形の応答特性を有する入力フィルタを持った復調器を含んでいる。従って、この受像機システムは、標準精細度テレビジョン信号の高エネルギ情報に関連する周波数に信号減衰ノッチを呈する。

【００１４】

従来構成の適応形等化器１２０には、復調器１１８から復調された直交位相関係にあるＩ成分とＱ成分が供給される。等化器１２０は、伝送チャンネル妨害により生じた、例えば画像のゴースト等を含む振幅及び位相の不整を補償する適応形デジタルＦＩＲフィルタを使用している。この例では、適応形等化器１２０は必要最小間隔より大きい間隔でサンプリングすることが可能な、所謂、分数間隔等化器であるため、出力Ｉ成分及びＱ成分の所要振幅特性及び位相特性の生成に必要とされる、どのような位相シフト及び振幅の変化でも導入することが出来る。等化器１２０は、この等化器１２０のＩ出力成分とＱ出力成分のスペクトルに対する所要の位相値及び振幅値でプログラムされたＲＯＭを含んでいる。出力Ｉ成分値及び出力Ｑ成分値はそれぞれこのプログラムされた値と比較され、この比較の結果に基づいてプログラムされた値に近似するように入力のＩ値及びＱ値が調整される。この調整は等化器１２０に付属しているフィルタの係数の値（タップ重み）を変化させることによって行われる。等化器１２０は記号周期中にサブサンプリングを行って、所要の出力振幅特性及び位相特性を生成するのに必要な量の移送及び振幅の変化を生じさせることが出来る。このような能力があるために、等化器１２０の動作は供給されるクロック信号の位相（この位相は本来は実質的に一定であることが好ましいのであるが）には実質的に不感である。分数間隔等化器は供給されたクロック信号の位相特性に関してはより良好な動作性能を呈するが、等化器１２０としては同期等化器を用いてもよい。分数間隔適応形等化器及び同期式適応形等化器については、リー（Ｌｅｅ）氏及びメッサーシュミッ

ト（Ｍｅｓｓｅｒｓｃｈｍｉｔｔ）氏による解説書「デジタル・コミュニケーション（Ｄｉｇｉｔａｌ　Ｃｏｍｍｕｎｉｃａｔｉｏｎ）」（１９８８年、米国マサチューセッツ州ボストンのクルーワー・アカデミック・パブリッシャーズ（Ｋｌｕｗｅｒ　Ａｃａｄｅｍｉｃ　Ｐｕｂｌｉｓｈｅｒｓ）社刊）に記述されている。

【００１５】

ユニット１２０で等化されたＩ及びＱの出力信号は、エスチメータ（ｅｓｔｉｍａｔｏｒ）回路網１２６に供給される。エスチメータ回路網１２６は、伝送されたＩ及びＱ成分の値の最適の推測値を表す出力Ｉ成分及びＱ成分を生成する。例えば、エスチメータ１２６の出力に生成されるＩ成分及びＱ成分の値は、伝送の過程で受けたノイズによる歪みの影響を補償するのに必要なため調整されている。エスチメータ１２６は本質的に、ノイズ等の影響により１６点の４象限信号配列の割当位置に正確に適合しないサンプルに対する割当値の解釈機能を実行する。エスチメータ１２６の出力信号はデコーダ１２２に供給される。このデコーダ１２２は、本質的に、送信機側でエンコーダにより行われたマッピング動作の逆の動作を行う。この４象限信号配列を、送信機側で符号化される前に送信機に存在していた連続４ビット（記号）セグメントに、２進数形式で、アンマッピングするために、ルックアップ表が使用される。

【００１６】

エラー検出器１２４は、エスチメータ１２６のＩ及びＱの入力信号及び出力信号を監視して、エスチメータ１２６の入力及び出力Ｉ信号と入力及び出力Ｑ信号との間の位相エラーに比例した大きさの搬送波位相エラー出力信号を生成する。この位相エラーはノイズの影響が原因で生じる場合があり、その場合、この位相エラーはランダムなものである。また、（図３の周波数合成器１３５で生成された）狭帯域基準信号ＲＥＦ２の周波数が送信機側で使用された対応する基準信号の周波数に実質的に等しくないために位相エラーが生じる場合もある。この場合には、その位相エラーはランダムなものではない。エラー検出器１２４の出力ＥＲＲＯＲ信号は、最終的に所要の値即ち信号ＲＥＦ２に対応する送信機側の信号の周波数の値から偏移している信号ＲＥＦ２の周波数の補償を行うために使用される。エラー検出器１２４は等化器１２０よりも高いサンプリング周波数で動作して、図３の合成器１３５に起因する周波数偏移、或いは、入力プロセッサ１１２に関連する局部発振器の周波数偏移が原因である周波数のオフセット及び位相のオフセットを検知する。

【００１７】

具体的には、ＥＲＲＯＲ信号は、低域通過フィルタを含む電圧制御発振器（ＶＣＯ）回路網１２８に供給されて、直交復調器１１８に供給される直交位相関係にあるサイン基準信号及びコサイン基準信号の値を修正する。修正されたサイン基準信号及びコサイン基準信号は、検出器１２４のエラー表示出力信号の大きさにより、信号ＲＥＦ２の周波数の所要値からの偏移が全て補償されたことが示されるまで、復調プロセスを変更する。ユニット１２８に関連する低域通過フィルタはＥＲＲＯＲ信号を濾波して、上記の周波数偏移等の非ランダム性のエラーに応答してＶＣＯ１２８からの基準信号の値を修正し、それによって復調器１１８の動作を修正し、また、これらにノイズ等のランダムな影響が及ばないようにする。広帯域ＱＡＭ低優先度信号プロセッサ１５０は、前述した狭帯域ＱＡＭプロセッサのユニット１１８、１２０、１２２、１２６、１２４、及び１２８と同様の動作を行う素子を含んでいる。エスチメータ１２６、検出器１２４、ＶＣＯ１２８、及び復調器１１８を含む形式の制御ループの動作に関する上記以上の技術内容については、前出の解説書「デジタル・コミュニケーション」を参照されたい。

【００１８】

信号プロセッサ１４０は、デコーダ１２２からの復調された高優先度データ信号とプロセッサ１５０からの復調された低優先度データ信号とを合成する。プロセッサ１４０は、ハフマンデコーダ及び逆量子化器のようなデータの圧縮復元（圧縮状態を元に戻す）回路網（ｄｅｃｏｍｐｒｅｓｓｉｏｎ　ｎｅｔｗｏｒｋ）、エラー補正回路網、デマルチプレクス回路網、及び信号合成回路網等を持っていて、別々の音声信号成分及びビデオテレビジョン信号成分を生成する。音声成分は音声信号プロセッサ１４２で処理された後、音声再

生装置１４６に供給される。ビデオ成分はユニット１４４で処理されて、画像表示装置１４８に供給される画像表示信号が生成される。

【００１９】

また、ここに開示されたシステムは、特に図４に示すように、入力プロセッサ１１２のＲＦ回路及びＩＦ回路にＲＦ・ＡＧＣ信号及びＩＦ・ＡＧＣ信号を供給する自動利得制御（ＡＧＣ）装置を含んでいる。高優先度プロセッサ１１９に関連するＡＧＣ装置は、論理ＯＲゲート１６３を介してアナログ－デジタル変換器１１６及び１１７からの出力信号が供給されるカウンタ１６２と、適応形等化器１２０の動作に関係する適応形等化器コントローラ１６４と、デジタル－アナログ変換器及びＡＧＣ電圧発生器ユニット１７４とを含んでいる。

【００２０】

コントローラ１６４は、等化器１２０からのＩ及びＱ出力信号とカウンタ１６２からのＣＯＵＮＴ信号とに応答する。コントローラ１６４は、受信信号を等化するために等化器１２０の適応形フィルタに対してタップ係数値を供給する。また、コントローラ１６４はＡＧＣ出力信号をユニット１７４に供給する。ユニット１７４はそれに含まれるデジタル－アナログ変換器を介してＡＧＣ信号をデジタル形式からアナログ形式に変換した後、可変電圧発生器によって対応するアナログ形式のＡＧＣ電圧を生成する。

【００２１】

ユニット１７４で生じたＡＧＣ電圧は、例えば前述の米国特許第４６７１６８７号に示されるような従来構成のＡＧＣ遅延回路網１７２に供給される。ＡＧＣ遅延回路網１７２は、図４に示すように、出力無線周波数信号ＲＦ・ＡＧＣと出力中間周波数信号ＩＦ・ＡＧＣとを入力プロセッサ１１２に供給する。例えば、前述の米国特許第４６７１６８７号に開示されているように、回路網１７２は、ＡＧＣ遅延点、即ち、ＲＦ・ＡＧＣ信号の形の利得制御情報がプロセッサ１１２中のＲＦ増幅器の利得を変化させるためにそのＲＦ増幅器に伝達される時点、を決定するための手段、例えば比較器を含んでいる。

【００２２】

ＡＧＣ装置は、入力アナログ－デジタル変換器１１６及び１１７への入力信号を、後述のように、変換器１１６及び１１７の飽和を防止し、高優先度等化器１２０に関する適応形フィルタの係数の値を飽和させないようなレベルに維持する。最初、入力信号が非常に小さいと、プロセッサ１１２内のＲＦ増幅器段は最良の信号対ノイズ応答特性を呈するように出来るだけ長い期間、高利得状態に維持される。入力信号レベルが高くなるに伴って、ＡＧＣ作用により、最初、プロセッサ１１２内のＩＦ段の利得は、より大きな信号における或る所定のレベルでＩＦ利得が一定に保たれる点まで低減され、一方、ＲＦ利得は信号レベルの関数として低減される。ＡＧＣ信号は、ＡＧＣ制御ループ動作を安定させるのに必要なため濾波され、また特定システムの要求に従ってＲＦ利得制御とＩＦ利得制御の間に遅延が与えられる。コントローラ１６４は、周期的に、例えば１０ミリ秒毎に、ＡＧＣ情報を更新するようにプログラムされる。この更新周期及びＡＧＣ情報が更新される速度は、対象とするシステムの要求とパラメータ、例えばＡＧＣループの帯域幅等の関数である。

【００２３】

コントローラ１６４は、プログラムされたデジタル信号プロセッサ、例えばマイクロプロセッサである。このプロセッサは、等化器の応答特性を規定するための、関係する等化器中の１つ又はそれ以上の適応形ＦＩＲフィルタに伝達されるフィルタ係数値の計算を含む諸機能を実行する。そのような係数値がある与えられたアルゴリズムに従って計算されるプロセスは周知である。このような目的で、Ｉ及びＱ等化器出力はコントローラ１６４により監視されて、その出力がどの程度コントローラにプログラムされた予測振幅値と合致するかが求められる。例えば、等化器の１つ又はそれ以上のフィルタ係数の値を調整すれば、信号のゴースト等のチャンネル妨害により生じた帯域中部の振幅ノッチのような不測の振幅の乱れが補償される。従って、等化器は、処理のために後続の回路に送られるべき信号のスペクトルの所要の構成即ち形状を維持しようとする。

【００２４】
従来構成の適応形等化器は、通常、入力信号を量子化するのに使用するビット数の関数である制限されたダイナミックレンジのため、完全にはできないが、ある程度まで入力信号の振幅の変化を補償することが出来る。従って、普通、この等化器の動作を増強するためにＡＧＣ作用が必要とされている。等化器１２０の出力信号の大きさによって表されるような受信信号全体の大きさの増減は、入力プロセッサ１１２に供給されるＡＧＣ信号により補償される。ＡＧＣ信号は、最大の係数値を求めるように等化器係数値の組を監視することにより生成される。これは、比較器回路網により行われる。その後、第２の比較器回路網が、求められた最大の係数値を例えば或る係数最大値の９０％に等しい基準値と比較する。この係数最大値とは、その値よりも大きな値になると等化器が不所望な飽和動作を呈してしまうという既知のプログラム値である。第２の比較器は、求められた最大の係数値が９０％の基準値よりも大きいか又は小さいかに従って、それぞれ出力として正または負の係数差分値ΔＣを生成する。差分値ΔＣが正であれば、その係数値を９０％の値に減少させるような形のＡＧＣ信号が生成される。同様に、差分値が負であれば、その係数値を９０％の値に増加させるような形のＡＧＣ信号が生成される。比較器出力ΔＣは積分された後、ユニット１７４のデジタル－アナログ変換器（ＤＡＣ）を介してアナログ値に変換される。変換されたアナログ値は、ユニット１７４の制御可能な電圧源によって対応する利得制御電圧ＡＧＣを生成するために使用される。

【００２５】
コントローラ１６４で生成され、最終的にＲＦ・ＡＧＣ信号及びＩＦ・ＡＧＣ信号として入力プロセッサ１１２に供給されるＡＧＣ信号の値は、求める最大の係数値が、飽和（最大）値を僅かに下回る値、例えば係数最大値の約９０％の値に維持されるように、自動的に調整される。等化器の係数値が最大値を超えたとすると、等化器はもはや線形動作を行わず、歪んだ動作特性を呈する。非線形動作により、エスチメータ１２６とデコーダ１２２の出力にエラーを生じさせる妨害相互変調周波数が生じる。ＡＧＣ信号は、全等化器係数の組を必要に応じて増加或いは減少させる等化器への入力信号の大きさを調整する。ＡＧＣプロセスの目的は、信号を量子化するのに使用されるビット数と等化器係数に対して信号の分解能を最大にするように大きな等化器係数値を維持することである。

【００２６】
また、ＡＧＣ信号の発生はカウンタ１６２の出力信号の関数でもある。カウンタ１６２の出力信号は、Ａ／Ｄ変換器１１６或いは１１７により処理された飽和サンプルの数、即ち、変換器１１６或いは１１７の動作範囲に等しいかそれ以上の大きな振幅のサンプルの数を表す。この目的のため、論理ＯＲゲート１６３は、変換器１１６及び１１７の各々で処理された飽和サンプルの数を表す変換器１１６及び１１７からの信号に応答する。論理ＯＲ機能は、変換器１１６と１１７とからの飽和表示信号を合成し、ＯＲ処理された信号（例えばパルス）をカウンタ１６２に伝達する。変換器１１６及び１１７としては、入力サンプルが飽和した場合に出力パルスを生成する、米国マサチューセッツ州、ノアウッド（Ｎｏｒｗｏｏｄ）のアナログ・デバイシズ（Ａｎａｌｏｇ　Ｄｅｖｉｃｅｓ）社より市販されているＡＤ９０１２型アナログ－デジタル変換器を使用することができる。これらのパルスの計数はカウンタ１６２より累積され、例えば何ミリ秒かの規定された期間内にコントローラ１６４により周期的に読み出される。カウンタは、累積された計数がコントローラで読みだされた後、コントローラ１６４からのＲＥＳＥＴ信号によってリセットされる。

【００２７】
カウンタ１６２からのパルス計数に応答して生成されるＡＧＣ信号は、入力信号プロセッサ１１２の利得を低減して、変換器１１６及び１１７への入力信号が、信号歪みや情報の損失をもたらす飽和（過負荷）状態を生じさせるほど大きくならないようにする。Ａ／Ｄ変換器が飽和すると、関係する相互変調周波数を有する非線形動作が生じる。また、ＡＧＣ信号は、入力信号のビットが殆ど無くなり、かつＡ／Ｄ変換器の分解能が低下することになるほど、入力信号が小さくなることも阻止する。

【００２８】
カウンタ１６２からのパルス計数値が高いということは、微弱な信号成分や信号の損失を示しているので、それによって、ＡＧＣ信号はＡ／Ｄ変換器１１６及び１１７の前にある増幅器段の利得を低減して飽和状態になることを防止する。ＡＧＣ作用はＲＦ段及びＩＦ段の信号利得を増加させることで小さな入力信号を補償するが、これによって、カウンタ１６２からのパルス計数により示される増幅されたノイズを有する入力Ａ／Ｄ変換器１１６の非常に高い利得と飽和が生じることがある。飽和は、特に帯域内のノイズに対する大きなＲＦ及びＩＦ増幅のみにより生起されるようである。この飽和モードは多少予測不可能であり、良好な信号が生じた時に、飽和に起因してＡ／Ｄ変換器に生じるタイムラグによりＡ／Ｄ変換器の効果が妨害される。図示の実施例では、コントローラ１６４が、カウンタ１６２の出力で示されるようにＡ／Ｄ変換器１１６及び１１７の一方或いは両方が飽和した時、等化器の係数の状態に関する情報を無視するようにプログラムされている。なお、この時点で、コントローラ１６４は、両方のＡ／Ｄ変換器が不飽和となるまで入力プロセッサ１１２の利得を低減するＡＧＣ信号を生成する。この時ＡＧＣの目的で等化器の係数の状態に関する情報を無視することが出来るのは、飽和Ａ／Ｄ変換器及び飽和等化器の係数が、後述のように同時に生じることが殆ど無いからである。

【００２９】
コントローラ１６４は様々な態様でカウンタ１６２からのパルス計数に応答して、Ａ／Ｄ変換器の飽和を低減するように信号利得を低減するためのＡＧＣ値を生成する。例えば、コントローラ１６４は、信号利得を低減するためにプログラムされたＲＯＭ値を選択することによってある与えられたパルス計数に応答する。このＲＯＭ値はユニット１７４によりアナログ値に変換され、適切な電圧に変換される。前述のように等化器の係数の組を監視してＡＧＣ信号を生成することは、入力信号が供給されている時に主に正常な状態下で有効である。この状態時には、代表的なＲＦ／ＩＦ利得制御特性を有する受像機においては、ユニット１１６及び１１７のような入力Ａ／Ｄ変換器の飽和状態が生じることが殆ど無い。Ａ／Ｄ変換器の飽和状態は、受信信号が失われている時、高いＲＦ／ＩＦ利得状態下で最も起こりやすい。

【００３０】
所要の（不飽和の）等化器の係数値を維持する目的は、Ａ／Ｄ変換器を飽和させないようにするという目的よりも重要であると一般に思われる。しかし、後者の目的は実際の見地からすれば価値のある選択事項であり、あるシステムでは主目的となる。ここに開示されたＯＲゲート１６３とカウンタ１６２よりなる構成は、入力Ａ／Ｄ変換器の望ましくない飽和を防止する簡単かつ効果的な方法であると思われる。しかし、より高度な論理制御回路網と切換回路網とを採用した他のより複雑な構成を使用して付加的な制御を行うこともできる。例えば、個別の制御電圧を供給する目的で、変換器１１６及び１１７の両飽和表示パルス出力を個別に検知することが出来る。

【００３１】
図３に示すように、直接デジタル周波数合成器１２９が、システムクロック発生器１３０からの主クロック信号に応答して、１５．３６ＭＨｚのクロック信号ＣＬＫを生成する。システムクロック発生器１３０は、基準信号ＲＥＦ１及びＲＥＦ２を生成する周波数合成器１３５にも主クロック信号を供給する。発生器１３０からの主クロック信号は、合成器１２９及び１３５の動作を同期させるために使用されるもので、その周波数は、この例では１０ＭＨｚである。信号ＲＥＦ１及びＲＥＦ２の周波数は、定格的には送信機側で使用された対応する信号の周波数に対応している。これらの信号の周波数の所要周波数からの偏移は前述のようにして補償される。信号源１２９からの信号ＣＬＫは、図１の低優先度プロセッサ１５０のデジタル信号処理回路のためのクロック信号である。図１の高優先度の狭帯域プロセッサ１１９は、広帯域信号の帯域幅の４分の１の帯域幅を有する信号を処理する。従って、高優先度プロセッサの諸素子は、分周器１３６から供給されるような、信号ＣＬＫの周波数の４分の１の周波数（３．８４ＭＨｚ）を有するクロック信号ＣＬＫ／４に応答する。

【００３２】
受像機側のクロック信号ＣＬＫの周波数は送信機側で使用されたクロック信号の周波数に対応している。適切な受像機クロック周波数の設定は、図４に示すように、より高い信頼性をもって受信される高電力の狭帯域ＱＡＭ成分に含まれる情報から受像機のクロック信号を生成することによって容易に行うことができる。このような目的で、図４に示すように、入力プロセッサ１１２から別の狭帯域の出力信号を、例えば、入力をその入力で逓倍する乗算器のようなＮ乗発生器（Ｎは例えば、２或いは４）である非線形信号発生器１３１に供給する。ユニット１３１は狭帯域ＱＡＭ成分の記号周波数を持った単一周波数成分を生成する。この場合、記号周波数は０．９６ＭＨｚであり、ビット周波数の４分の１である。また、ユニット１３１は、低電力広帯域ＱＡＭ成分の記号周波数を持つ強く減衰された出力成分を生成する。この出力成分は後続の信号処理ユニットにより無視される。
【００３３】
ユニット１３１からの０．９６ＭＨｚの記号周波数出力成分は帯域通過フィルタ（ＢＰＦ）１３２で帯域通過濾波された後、位相検波器を含む位相制御ユニット１３７に供給される。フィルタ１３２は０．９６ＭＨｚの記号周波数に中心周波数を有している。フィルタ１３２の帯域幅はそれほど重要ではないが、十分な信号対雑音比を与えるに足る帯域幅でなければならない。位相制御ユニット１３７はフィルタ１３２からの０．９６ＭＨｚ記号周波数出力成分に応答し、低域通過フィルタ（ＬＰＦ）１３８、合成器１２９、及び１６分の１分周器（÷１６）１３９と共に位相ロックループを構成する。フィルタ１３８は、非線形信号発生器１３１の動作により生じるノイズを含む不要（スプリアス）周波数を除去する。分周器１３９は合成器１２９から１５．３６ＭＨｚの信号を受け取って、分周された０．９６ＭＨｚの出力信号を位相検波器１３７の制御入力に供給する。合成器１２９はレジスタを含んでいる。このレジスタは、クロック発生器１３０からの信号の周波数により決まる速度で、フィルタ１３８からユニット１２９の制御入力に供給される信号により決まる位相の増分の累算を行う。累算された位相の値は、ユニット１２９からの出力信号を合成するサインの値を含んでいるＲＯＭをアドレスする。ユニット１２９の機能は、米国カリフォルニア州サンディエゴのカルコム・コーポレーション（Ｑｕａｌｃｏｍｍ Ｃｏｒｐｏｒａｔｉｏｎ）から市販されている集積回路Ｑ２３２４型を用いて実現することが出来る。
【００３４】
このシステムでは、高優先度成分は、余剰帯域幅が小さく（１７％）かつ急峻な帯域外減衰特性即ち急勾配の「スカート（ｓｋｉｒｔ）」を持った、狭い帯域幅を呈する。入力ＱＡＭ信号に応答して、ユニット１３１のような非線形信号発生器（例えば乗算器）から供給される出力信号の大きさは、入力信号の振幅対周波数特性の形状、特にその帯域エッジにおける形状の関数である。ある通過帯域振幅特性に対して、帯域エッジにおける勾配が急であれば、入力信号の記号周波数を持った小振幅の単一周波数出力成分が生成され、一方、帯域エッジ勾配が小さければ、振幅の大きい出力成分が生成される。
【００３５】
素子１３７、１３８、１２９、及び１３９を含む位相ロックループは共動して、ユニット１３１及び１３２から位相制御ユニット１３７に供給される０．９６ＭＨｚの入力信号と、分周器１３９から位相制御ユニット１３７に供給される０．９６ＭＨｚの入力信号との間の位相差を実質的に０°に維持するように働く。後者の、分周器１３９からの入力信号は、フィルタ１３８からの位相エラーを表す制御信号に応答して、合成器１２９により生成される。
【００３６】
図４は図１の入力信号プロセッサ１１２及び図３の周波数合成器１３５の詳細な構成を示す。アンテナ１１０からの入力信号はチューナ部分２１０に供給される。このチューナ部分２１０は、周知の信号処理技術に従って中間周波数（ＩＦ）出力信号を生成するためのミクサも含んでいる。チューナ２１０内のＲＦ増幅器は、図１のＡＧＣ回路網１７２～１７４から供給されるＲＦ・ＡＧＣ信号に応答して利得制御される。チューナ２１０からの

ＩＦ出力信号は、４３．５ＭＨｚを中心として約６ＭＨｚの帯域幅を有するＳＡＷフィルタ２１４と、ＡＧＣ回路網１７２～１７４から供給されるＩＦ・ＡＧＣ信号に応答して利得制御されるＡＧＣ増幅器２１６とを含んでいるＩＦプロセッサ２１２に供給される。

【００３７】

プロセッサ２１２からの出力信号はＩＦ周波数逓降変換器２２０に供給される。変換器２２０は、図示のように配置された信号乗算器（ミクサ）２２２、２２４、及び２２６と、出力低域通過フィルタ（ＬＰＦ）２３０、２３４、及び２３６と、４９．９２ＭＨｚの水晶制御局部発振器２２８とを含んでいる。乗算器２２４は発振器２２８からの基準信号とプロセッサ２１２からの出力信号とに応答する。乗算器２２２及び２２６もまたプロセッサ２１２からの出力信号と、基準信号ＲＥＦ１及びＲＥＦ２とに応答する。後者の基準信号ＲＥＦ１及びＲＥＦ２は、１０ＭＨｚのシステムクロック信号に応答して、図３のユニット１３５内の広帯域合成器素子１３５Ａ及び狭帯域合成器素子１３５Ｂによって生成される。フィルタ２３４からの出力信号は図３のユニット１３１に供給される。周波数逓降変換された広帯域出力信号及び狭帯域出力信号は、フィルタ２３０及び２３６のそれぞれの出力に現れる。

【図面の簡単な説明】

【図１】この発明によるデジタル信号処理回路と自動利得制御装置を含む高精細度テレビジョン受像機の一部を示すブロック図である。

【図２】図１の受像機で受信されて処理されるコンパティブルな同時放送多重ＱＡＭ高精細度テレビジョン信号のベースバンドビデオ周波数スペクトルを示す図である。

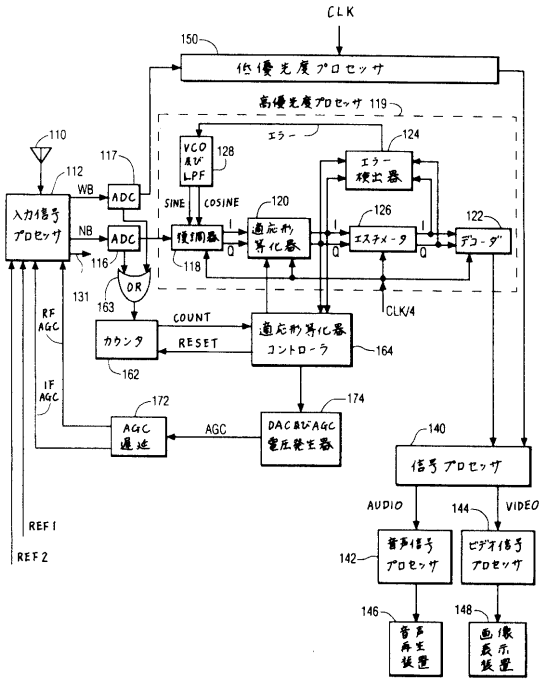
【図３】図１のシステムの一部の詳細を示す図である。

【図４】図１のシステムの別の一部の詳細を示す図である。

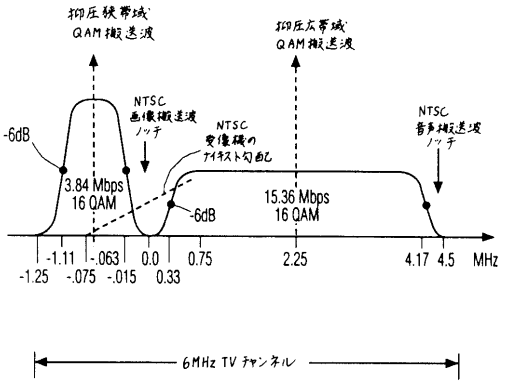
【符号の説明】

１１２　　入力信号処理手段
１１９　　デジタル信号処理手段（高優先度信号プロセッサ）
１２０　　適応形等化器
１４０　　ビデオ信号処理手段（信号プロセッサ）
１４４　　ビデオ信号処理手段
１７４　　自動利得制御手段（デジタル－アナログ変換器とＡＧＣ電圧発生器ユニット）
１６４　　適応形等化器コントローラ

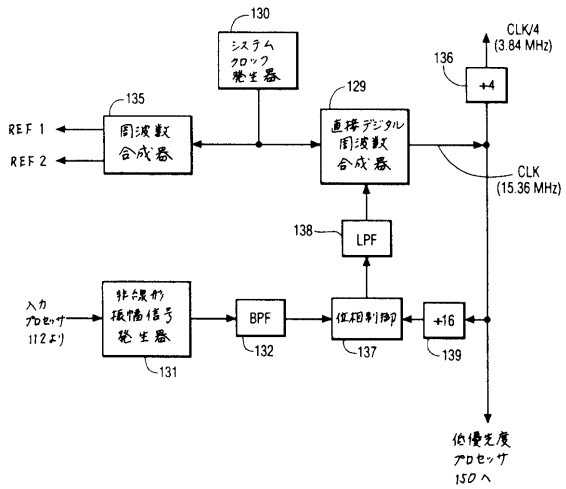
【図１】


CLK
150
低優先度プロセッサ
高優先度プロセッサ 119
エラー
VCO及びLPF
128
124
エラー検出器
110
117
112
WB
ADC
入力信号プロセッサ
NB
ADC
SINE
COSINE
120
復調器
適応形等化器
126
エスチメータ
122
デコーダ
116
118
131
OR
163
CLK/4
RF AGC
COUNT
RESET
カウンタ
適応形等化器コントローラ
164
162
IF AGC
172
174
AGC遅延
AGC
DAC及びAGC電圧発生器
140
信号プロセッサ
AUDIO
144
VIDEO
REF 1
REF 2
142
音声信号プロセッサ
ビデオ信号プロセッサ
146
148
音声再生装置
画像表示装置

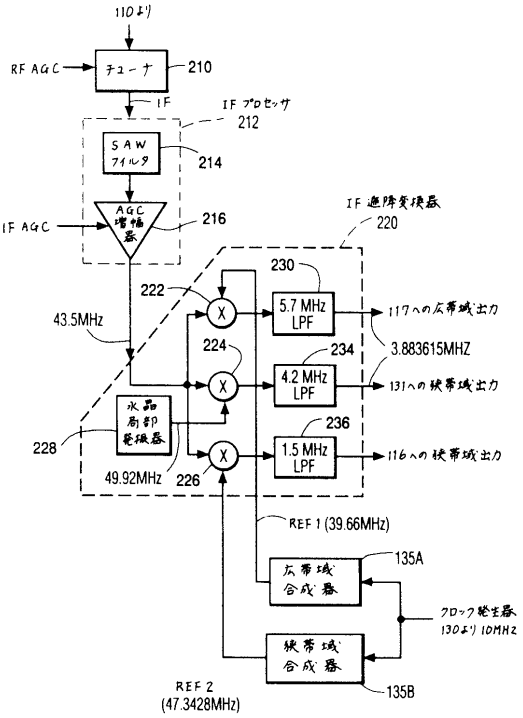
【図２】


抑圧狭帯域QAM搬送波
抑圧広帯域QAM搬送波
NTSC画像搬送波ノッチ
NTSC変像機のナイキスト勾配
NTSC音声搬送波ノッチ
-6dB
3.84 Mbps 16 QAM
-6dB
15.36 Mbps 16 QAM
-1.25
-1.11
-.075
-.063
-.015
0.0
0.33
0.75
2.25
4.17
4.5
MHz
6MHz TV チャンネル

【図３】


130
システムクロック発生器
CLK/4 (3.84 MHz)
136
+4
135
129
REF 1
REF 2
周波数合成器
直接デジタル周波数合成器
CLK (15.36 MHz)
138
LPF
入力プロセッサ112より
非線形振幅信号発生器
BPF
位相制御
+16
131
132
137
139
低優先度プロセッサ150へ

【図４】


110より
RF AGC
チューナ
210
IF
IF プロセッサ
212
SAWフィルタ
214
IF AGC
AGC増幅器
216
IF 進降変換器
220
230
222
5.7 MHz LPF
117への広帯域出力
43.5MHz
224
234
3.883615MHZ
4.2 MHz LPF
131への狭帯域出力
水晶局部発振器
236
228
1.5 MHz LPF
116への狭帯域出力
49.92MHz
226
REF 1 (39.66MHz)
135A
広帯域合成器
クロック発生器130より10MHz
狭帯域合成器
REF 2 (47.3428MHz)
135B

フロントページの続き

(72)発明者　ヒユー　エドワード　ホワイト
アメリカ合衆国　ニユージヤージ州　０８５３４　ペニントン　マーシヤル・コーナー・アンド・ウツズビル・ロード　１７１

合議体
審判長　新宮　佳典
審判官　原　光明
審判官　小松　正

(56)参考文献　特開平１－２１６６７６（ＪＰ，Ａ）