

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4149663号
(P4149663)

(45) 発行日 平成20年9月10日 (2008.9.10)

(24) 登録日 平成20年7月4日 (2008.7.4)

(51) Int. Cl.		F I	
HO4L 27/06	(2006.01)	HO4L 27/06	C
HO3L 7/06	(2006.01)	HO3L 7/06	B
HO4N 5/455	(2006.01)	HO4N 5/455	

請求項の数 3 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2000-519552 (P2000-519552)	(73) 特許権者	501263810
(86) (22) 出願日	平成10年10月15日 (1998.10.15)		トムソン ライセンシング
(65) 公表番号	特表2001-522205 (P2001-522205A)		Thomson Licensing
(43) 公表日	平成13年11月13日 (2001.11.13)		フランス国, エフ-92100 ブロー
(86) 国際出願番号	PCT/US1998/021796		ニュ ビヤンクール, ケ アルフォンス
(87) 国際公開番号	W01999/023821		ル ガロ, 46番地
(87) 国際公開日	平成11年5月14日 (1999.5.14)		46 Quai A. Le Gallo
審査請求日	平成17年10月6日 (2005.10.6)		, F-92100 Boulogne-
(31) 優先権主張番号	9723052.8	(74) 代理人	100077481
(32) 優先日	平成9年10月31日 (1997.10.31)		弁理士 谷 義一
(33) 優先権主張国	英国 (GB)	(74) 代理人	100088915
(31) 優先権主張番号	09/139,706		弁理士 阿部 和夫
(32) 優先日	平成10年8月26日 (1998.8.26)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 受信HDTV信号のDCオフセットを削除するためのネットワーク

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

DC成分を含むシンボルのコンステレーションによって表現される高精細度ビデオデータを含んだ受信残留側波帯(VSB)変調信号を処理するためのシステムにおいて使用される装置であって、前記データは、付随するセグメント同期成分を有する複数のデータセグメントに先行するフィールド同期成分を具備する一連のデータフレームによって構成されたデータフレーム・フォーマットを有し、前記装置は、

前記受信信号に応答して、前記受信信号のシンボル・レートの倍数となるレートでオーバーサンプリングされた復調シンボル・データストリームを生成するための入力ネットワーク(19、22)と、

復号データストリームを出力チャネルへ供給するためのデコーダ・ネットワーク(28、30)と、

前記入力ネットワークおよび前記デコーダ・ネットワークに結合されており、前記オーバーサンプリング・レートで動作して前記復調シンボル・データストリームからの前記DC成分を取り除くための補償ネットワーク(26)とを具備することを特徴とする装置。

【請求項2】

DC成分を含むシンボルのコンステレーションによって表現される高精細度ビデオデータを含んだ受信残留側波帯(VSB)変調信号を処理するためのシステムにおいて使用される方法であって、前記データは、複数のデータセグメントに先行するフィールド同期成分を具備する一連のデータフレームによって構成されたデータフレーム・フォーマットを

有し、前記信号処理方法は、
前記受信信号のシンボル・レートの倍数となるレートでオーバーサンプリングされた復調シンボル・データストリーム(19、22)を生成する段階と、
前記オーバーサンプリング・レートで前記復調シンボル・データストリーム(26)を処理し、前記DC成分を取り除いて補償シンボル・データストリームを生成する段階と、
前記補償シンボル・データストリームを復号する段階(28)とを具備することを特徴とする信号処理方法。

【請求項3】

前記処理段階は、
前記データストリームDC成分の値を検知する段階(622、624)と、
前記検知段階からの検知DC成分値に応答してDC補償値を発生する段階(626、616)と、
前記補償値を前記DC成分と結合させて前記DC成分を取り除く段階(610)とを含むことを特徴とする請求項2に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

本発明は、高精細度テレビジョン信号を処理するための受信機システム、例えば、米国のGrand Allianceによって提案されたVSB変調形式の高精細度テレビジョン信号を処理するための受信機システムに関する。

【0002】

シンボル形式においてデジタル情報を伝達する変調信号からのデータのリカバリ(復元)は、通常、受信機において3つの機能を必要とする。すなわち、シンボル同期化のためのタイミング・リカバリ、搬送波リカバリ(ベースバンドへの周波数復調)、およびチャネル等化である。タイミング・リカバリは、受信機クロック(タイムベース)が送信機クロックへ同期化されるプロセスである。これは、受信信号を最適な時点で標本化することを可能にし、受信シンボル値の指向判定処理(decision-directed processing)に関係付けられたスライシング・エラーを減少させる。搬送波リカバリは、下位中間周波数通過帯域(例えば、ベースバンドに近い)へ周波数変換された後で変調したベースバンド情報をリカバリするように、受信高周波信号がベースバンドへ周波数偏移されることに関するプロセスである。適応チャネル等化は、信号伝送チャネルにおける変化する条件および外乱の影響が補償されることに関するプロセスである。このプロセスは、一般に、伝送チャネルのタイム・バリエーション特性(time variant characteristics)に左右される周波数に起因する振幅歪みおよび位相歪を取り除くフィルタを使用し、シンボル判定能力を改良する。

【0003】

本発明の原理によれば、高精細度テレビジョン情報を含んだ受信残留側波帯(VSB)変調信号を処理するためのシステムは、オーバーサンプリング・レートでオーバーサンプルされたシンボル・データストリームを処理してシンボルのDCオフセット成分を取り除くための補償ネットワークを含む。

【0004】

図1において、地上放送アナログ入力HDTV信号は、RF同調回路を含む入力ネットワーク14と、IF通過帯域出力信号を生成するための複変換(double conversion)チューナおよび適切な自動利得制御(AGC)回路を含む中間周波数(IF)プロセッサ16によって処理される。受信信号は、Grand Allianceによって提案された如く、搬送波抑圧8-VSB変調信号であり、米国での使用のために採用される。そのようなVSB信号は、一次元データシンボル・コンステレーションによって表現され、この場合、唯一の軸は、受信機によってリカバリされる量子化データを含む。図を簡単にするために、例示の機能ブロックをクロッキング(clocking)するための信号は示されない。

【0005】

1994年、4月14日付けのGrand Alliance HDTVシステム仕様において記載された如く、VSB伝送システムは、図2に示す規定されたデータ・フレーム・フォーマットでデータを伝達する。抑圧搬送波周波数における小パイロット信号は、VSB受信機における搬送波ロックの実現に役立たせるために、伝送信号へ付加される。図2を参照すると、各データ・フレームは、2つのフィールドを具備し、各フィールドは、832個の多重レベルシンボルからなる313個のセグメントを含んでいる。各フィールドの第1セグメントは、フィールド同期セグメントと呼ばれ、そして残りの312個のセグメントは、データ・セグメントと呼ばれる。データ・セグメントは、一般に、MPEG互換データ・パケットを含む。各データ・セグメントは、4シンボル・セグメント同期キャラクタを具備し、828個のデータ・シンボルが続く。各フィールド・セグメントは、4シンボル・セグメント同期キャラクタを含み、所定の511シンボル擬似乱数(PN)シーケンスと3つの所定の63シンボルPNシーケンスを具備するフィールド同期成分が続き、3つのPNシーケンスの中間のものは、連続フィールドにおいて反転される。VSBモード制御信号(VSBシンボル・コンステレーション・サイズを規定する)は、96個の予備シンボルと前フィールドから複写された12個のシンボルを伴う最後の63PNシーケンスに続く。

【0006】

さらに図1に関して、ユニット16からの通過帯域IF出力信号は、アナログ/デジタル変換器19によってオーバーサンプルされたデジタル・シンボル・データストリームへ変換される。ADC19からのオーバーサンプルされたデジタル・データストリームの出力は、全デジタル復調器/搬送波リカバリ・ネットワーク22によってベースバンドへ復調される。これは、受信VSBデータ・ストリームにおける小リファレンス・パイロット搬送波に应答して、全デジタル位相同期ループによって行われる。ユニット22は、図3を参照して非常に詳細に記載される如く、出力I位相復調シンボル・データストリームを生成する。

【0007】

ADC19は、入力した10.76 Msymbols/秒のVSBシンボル・データストリームを、21.52 MHzのサンプリング・クロック、すなわち、受信シンボル・レートの2倍で、オーバーサンプリングし、これにより、シンボル当たり2つのサンプルによりオーバーサンプリングされた21.52 Msamples/秒のデータストリームを供給する。そのようなシンボル当たり2サンプルのサンプルをベースにした処理を使用することは、シンボル毎(シンボル当たり1サンプル)のシンボルをベースにした処理に比べて、後述される如く、例えば、DC補償ユニット26とNTSC干渉検出器30に関係した後続の信号処理機能について都合の良い働きを生じさせる。

【0008】

ADC19と復調器22に付随して、セグメント同期およびシンボル・クロック・リカバリ・ネットワーク24がある。ネットワーク24は、ランダム・データから各データ・フレームの反復データ・セグメント同期成分を検出し、分離する。セグメント同期は、アナログ/デジタル変換器19によるデータストリーム・シンボル・サンプリングを制御するために使用される適正な位相の21.52 MHzのクロックを再生するために使用される。図4と図5に関連して議論される如く、ネットワーク24は、セグメント同期を検出するために、短縮された2シンボル相関リファレンス・パターンと、対応する2シンボル・データ相関器を、都合よく使用する。

【0009】

DC補償ユニット26は、適応トラッキング回路を使用し、図6に関連して後述される如く、パイロット信号成分によるDCオフセット成分を、復調VSB信号から取り除く。ユニット28は、各受信データ・セグメントを、受信器のメモリに記憶された理想フィールド・リファレンス信号と比較することにより、データ・フィールド同期成分を検出する。フィールド同期化のほか、フィールド同期信号は、チャンネル・イコライザ34に対してトレーニング信号を供給する。

10

20

30

40

50

【0010】

NTSC干渉検出および抑圧は、図7と図8に関して非常に詳細に以下に議論される如く、ユニット30によって行われる。その後、信号は、ブラインド、トレーニング、および指向判定モードの組み合わせにおいて動作するチャンネル・イコライザ34によって適応的に等化される。イコライザ34は、Grand Alliance HDTVシステム仕様と、W. Bretl他著の論文「VSB Modem Subsystem Design for Grand Alliance Digital Television Receivers」、IEEE Transactions on Consumer Electronics、1995年8月、において記載された形式である。イコライザ34はまた、Shiue他の同時係属米国特許出願No. (RCA88,947)において記載された形式でもある。検出器30からの出力データストリームは、イコライザ34の前に、一サンプル/シンボル(10.76 Msymbols/秒)データストリームへダウンコンバートされる。このダウンコンバージョンは、適切なダウンサンプリング・ネットワーク(図面を簡単にするために不図示)によって実現される。

10

【0011】

イコライザ34は、チャンネル歪を訂正するが、位相雑音は、シンボル・コンステレーションをランダムに回転させる。位相トラッキング・ネットワーク36は、パイロット信号に応答する前段の搬送波リカバリ・ネットワークによって除去されなかった位相雑音を含むイコライザ34からの出力信号における残留位相および利得雑音を取り除く。それから、位相が訂正された信号は、ユニット40によってトレリス復号され、ユニット42によってデインタリーブされ、リード・ソロモン誤りはユニット44によって訂正され、ユニット46によってデスクランブル(デランダマイズ)される。その後、復号されたデータストリームは、ユニット50により音声、ビデオおよび表示の処理に委ねられる。

20

【0012】

チューナ14、IFプロセッサ16、フィールド同期検出器28、イコライザ34、位相トラッキング・ループ36、トレリス・デコーダ40、デインタリーバ42、リード・ソロモン・デコーダ44、およびデスクランブラ46は、1994年4月4日のGrand Alliance HDTVシステム仕様と上記のBretl他の論文において記載された形式の回路を使用する。ユニット19と50の機能を実現するための適切な回路はよく知られている。

30

【0013】

ユニット22における復調は、搬送波リカバリを実現するために、全デジタル自動位相制御(APC)ループによって行われる。この位相同期ループは、初期捕そくのためのリファレンスとしてパイロット成分と、位相捕そくのための通常の位相検出器を使用する。パイロット信号は、ランダムで雑音状のパターンを示すデータを含んだ受信データストリーム中に埋め込まれている。ランダム・データは、復調器APCループのフィルタ作用によって基本的に無視される。ADC19への10.76 Msymbols/秒の入力信号は、5.38 MHzにおいてVSB周波数スペクトルの中心をもち、2.69 MHzにパイロット成分が位置するベースバンド信号に近い信号である。入力データストリームは、都合の良いことに、21.52 MHzでADC19によって2倍にオーバーサンプリングされる。ユニット22からの復調データストリームにおいて、パイロット成分は、DCへ周波数偏移される。

40

【0014】

図3は、デジタル復調器22の詳細を示す。非常に低い周波数のパイロット成分を含むADC19からの8-VSB変調オーバーサンプリング・デジタル・シンボル・データ・ストリームは、ヒルベルト・フィルタ320とディレー・ユニット322の入力へ加えられる。フィルタ320は、入来IF標本化データストリームを、「I」(同相)および「Q」(直角位相)成分へ分離する。ディレー322は、ヒルベルト・フィルタ320の遅延に一致する遅延を示す。IおよびQ成分は、APCループにおける複合乗算器(コンプレックス・マルチプライア)324を使用して、ベースバンドへ回転される。一旦ループが

50

同期化されるならば、乗算器 3 2 4 の出力は、複合ベースバンド信号である。乗算器 3 2 4 からの出力 I データストリームは、実復調器出力として使用され、そしてまた、ローパス・フィルタ 3 2 6 を用いて、受信データストリームのパイロット成分を抽出するために使用される。乗算器 3 2 4 からの出力 Q データストリームは、受信信号の位相を抽出するために使用される。

【 0 0 1 5 】

位相制御ループにおいて、乗算器 3 2 4 からの I および Q 出力信号は、それぞれ、ローパス・フィルタ 3 2 6 と 3 2 8 へ加えられる。フィルタ 3 2 6 と 3 2 8 は、約 1 MHz の遮断周波数を有するナイキスト・ローパス・フィルタであり、ユニット 3 3 0 と 3 3 2 による 8 : 1 データ・ダウンサンプリングの前に、信号帯域幅を減少するために設けられる。10
ダウンサンプリングされた Q 信号は、自動周波数制御 (A F C) フィルタ 3 3 6 によって濾波される。濾波の後、Q 信号は、ユニット 3 3 8 によって振幅制限され、位相検出器 3 4 0 が必要とするダイナミックレンジを減少させる。位相検出器 3 4 0 は、その入力へ加えられた I および Q 信号の間の位相差を検出および訂正し、A P C フィルタ 3 4 4、例えば、二次ローパス・フィルタによって濾波されるところの出力位相エラー信号を発生する。ユニット 3 4 0 によって検出された位相エラーは、D C に近い期待パイロット信号周波数と受信パイロット信号周波数の間の周波数差を表現する。

【 0 0 1 6 】

受信パイロット信号が、D C に近い期待周波数を示すならば、A F C ユニット 3 3 6 は、位相偏移を生成しない。位相検出器 3 4 0 へ入力された I および Q チャネル・パイロット 20
成分は、相互直角位相関係からの偏差を示さず、これにより、位相検出器 3 4 0 は、ゼロまたはゼロに近い値の位相エラー出力信号を生成する。しかし、受信パイロット信号が不正確な周波数を示すならば、A F C ユニット 3 3 6 は、位相偏移を生成する。これは、位相検出器 3 4 0 の入力へ加えられた I および Q チャネル・パイロット信号の間の付加的な位相差を生ずる。検出器 3 4 0 は、この位相差にตอบสนองして、出力エラー値を生成する。

【 0 0 1 7 】

フィルタ 3 4 4 からの濾波された位相エラー信号は、ユニット 3 3 0 と 3 3 2 による前段のダウンサンプリングを償うために、インターポレータ (補間器) 3 4 6 によって 1 : 8 にアップサンプリングされ、その結果、N C O 3 4 8 は、2 1 . 5 2 MHz において動作する。補間器 3 4 6 の出力は、N C O 3 4 8 の制御入力へ加えられ、受信データストリー 30
ムを復調するためのパイロット信号を局所的に再生する。N C O 3 4 8 は、ユニット 3 4 0、3 4 4、3 4 6 からの位相制御信号にตอบสนองして、正しい位相においてパイロット・トーンを再生するための S I N E および C O S I N E のルックアップ・テーブルを含む。N C O 3 4 8 の出力は、乗算器 3 2 4 の I および Q 信号出力が検出器 3 4 0 により生成された位相エラー信号を実質的にゼロとするまで、制御され、これにより、適正に復調されたベースバンド I 信号が乗算器 3 2 4 の出力において存在することを指し示す。

【 0 0 1 8 】

デジタル復調器 2 2 において、主信号処理エンジンは、本質的に、要素 3 3 6、3 3 8、3 4 0、3 4 4 を具備する。ユニット 3 3 0 と 3 3 2 によって提供される 8 : 1 ダウンサンプリングは、都合の良いことに、復調器の処理パワーおよびハードウェアを節約し、低 40
クロックレートにおいて、すなわち、2 1 . 5 2 MHz の代わりに 2 1 . 5 2 MHz / 8、すなわち 2 . 6 9 MHz のクロックを使用して、A P C ループ要素 3 3 6、3 3 8、3 4 0、3 4 4 がクロッキングされることを許可し、効率的な処理を可能にしている。デジタル信号プロセッサ (D S P) が、ネットワーク 2 2、特に位相検出器ループを実現するために使用されるとき、上記のデータ・リダクションは、例えば、命令コードについて比例した少数の行 (ライン) 数しか必要としないことになり、ソフトウェア効率を高めることになる。D S P マシン・サイクルが、他の信号処理目的のために利用可能になる。特定用途向け集積回路 (A S I C) が、ネットワーク 2 2 を実現するために使用されるとき、データ・リダクションは、ハードウェアおよびパワー要件を削減させ、集積回路表面積を縮小させる。復調器は、搬送波リカバリを実現するために、パイロット成分を使用し、ス 50

ライサ－判定データを使用する複雑で時間を消費するフィードバック処理ではなく、フィード・フォワード処理を都合よく使用する。

【0019】

復調Iチャンネル・データストリームは、図4と図5に詳細に示された如く、セグメント同期およびシンボル・クロック・リカバリ・ユニット24へ加えられる。反復データ・セグメント同期パルスが受信データストリームのランダム・データ・パターンからリカバリされるとき、セグメント同期は、アナログ/デジタル変換器19(図1)のサンプリング動作を制御するシンボルレート・サンプリング・クロックの2倍の適正な位相の21.52MHzを再生することにより、適正なシンボル・タイミングを実現するために使用される。図5は、Grand Alliance HDTV仕様に従い、8-VSB変調地上放送信号に対して、対応セグメント同期を含めて、8レベル(-7から+7)データ・セグメントの部分を描く。セグメント同期は、各データ・セグメントの開始時に発生し、4シンボル間隔を占有する。セグメント同期は、+5から-5のセグメント同期パルスの振幅レベルに対応するパターン1 - 1 - 1 - 1によって規定される。

10

【0020】

4シンボル・セグメント同期は、832シンボル毎に生ずるが、データはランダムで、雑音状の特性を有するために、復調VSBデジタル・データストリームにおける所在位置を突き止めることは困難である。これらの条件下でセグメント同期を検出するために、データ相関器の入力へ復調Iチャンネル・データストリームを加え、復調データとの比較のために、相関器のリファレンス入力へ1 - 1 - 1 - 1特性を有するリファレンス・パターンを加えることは従来の慣行であった。相関器は、832シンボル毎にリファレンス・パターンと一致する補強(reinforcement)を作出する。補強されたデータ事象(events)は、相関器に付随したアキュムレータによって累算される。介在するランダムな(非補強)相関は、補強された相関セグメント同期成分に関して消失する。このようにしてセグメント同期データをリカバリするためのネットワークは、例えば、Grand Alliance HDTV仕様と前記のBretl他の論文から公知である。

20

【0021】

ここで、セグメント同期は一般に所在位置を見いだすことが困難であるが、マルチパス(「ゴースト」)条件が存在する状態で検出することは、特に困難であることが認識されている。さらに、セグメント同期パターン(-1 1)の最後の2つの特性(振幅レベル)は、マルチパスのような伝送歪によって容易に形が損なわれるが、セグメント同期パターン(1 - 1)の最初の2つの特性は、非常に形が損なわれ難いことが認識されている。さらに、セグメント同期パターンの最初の2つの振幅特性(1 - 1)の形状が損なわれるとしても、それらは、同じ態様で形状が損なわれ、その態様は最初の2つの特性を相関技術により容易に検出させることが判明している。こうして、開示されたシステムにおいて、セグメント同期を検出するために相関器へ加えられたリファレンス・パターンは、好ましくは、すべての4つのパターン・レベル(1 - 1 - 1 - 1)ではなく、最初の2つのパターン・レベル(1 - 1)によって構成される。こうして、相関器リファレンス・パターンは、好ましくは、2シンボル間隔のみを包含する。

30

40

【0022】

図4において、復調器22(図1と図3)からのオーバーサンプリングされた出力データストリームは、位相検出器410の一信号入力と832シンボル相関器(コリレータ)420へ加えられる。位相検出器410の他方の信号入力は、相関器420と、相関器420のリファレンス入力へ結合された対応する相関リファレンス・パターン発生器430と、セグメント・インテグレータ(積分器)およびアキュムレータ(累算器)424を含むデータ相関処理経路(パス)から入力信号を受信する。相関器420は、本質的に、コード化されたデータ・セグメント同期のシンボルに応答する。リファレンス・パターン発生器430は、比較的簡単で短縮されたリファレンス・パターン1 - 1を供給し、これにより、簡易相関器ネットワークの使用を許容している。簡易リファレンス・パターンは

50

、より安定で信頼できる情報が使用されるために、同期検出プロセス、特に劣悪な信号条件において、混乱を生じにくい。開示されたシステムは、4つの相関の内の2つの形状が損なわれたとしても、混乱を起こしにくい。さらに、相関器420による計算時間は大幅に短縮されている。

【0023】

相関器420からの出力は、ユニット424によって積分および累算される。所定のしきい値との比較器を含むセグメント同期発生器428は、データ・セグメント同期間隔に対応するデータストリームにおける適切な時点においてセグメント同期を発生することにより、ユニット424の出力にตอบสนองする。これは、補強されたデータ事象(event)(セグメント同期の出現)の累算が所定レベルを超えると、発生する。位相検出器410は、ユニット22からの復調データストリームにおいて出現するセグメント同期の位相とユニット428によって発生されたセグメント同期の位相を比較し、出力位相エラー信号を生成する。このエラー信号は、自動位相制御(APC)フィルタ434によって低域濾波され、ADC19に対して21.52MHzのオーバーサンプリング・クロックを供給するところの21.52MHzの電圧制御水晶発振器(VCO)436を制御するための好適な信号を、生成する。このサンプリング・クロックは、位相エラー信号がAPC作用によりほぼゼロであるとき、適正なタイミングを示す。シンボル・タイミング(クロック)・リカバリは、この点において完了する。ユニット428によって発生されたセグメント同期は、また、自動利得制御(AGC)回路(不図示)を含むほかのデコーダ(復号器)ネットワークへ加えられる。

10

20

【0024】

受信VSB信号における低い周波数の抑圧搬送波パイロット成分により、復調器22からの復調された出力Iシンボル・データ中にDCオフセットが存在する。このDCオフセットは、すべてのシンボルに付随し、後の処理に先だって補償ネットワーク26(図1)によって除去される。伝送されたシンボルDC成分の除去は、8-VSB信号の対称シンボル値、すなわち、 $\pm 7 \pm 5 \pm 3 \pm 1$ のリカバリを容易にする。図6は、主にDCトラッキング・フィードバック・ネットワークであるネットワーク26の詳細を示す。図6におけるネットワーク26の配置は、都合の良いことに、2倍のシンボル・レートにおいてクロッキングされ、DC成分を迅速に排除させる。この作用は、受信機およびその幾つかの相互従属するサブシステムの迅速な収束を促進し、表示用の受信ビデオデータを処理するための適正な動作条件を迅速に生成する。

30

【0025】

図6において、非所望のDCオフセットを含むオーバーサンプリング復調データストリームは、負のコンバイナ610の入力へ加えられる。コンバイナ610の反転入力(-)は、次の如く、コンバイナ610の出力にตอบสนองして生成された制御信号にตอบสนองして、DC電圧発生器616からDC補償電圧を受け取る。コンバイナ610からの出力信号におけるDCオフセットは、2倍のシンボル・レートのオーバーサンプリング・レートにおいてフィードバック作用により漸次的に減衰される。このDCオフセットは、ユニット622によって検出され、比較器624によってリファレンスと比較される。比較器624の出力は、残留DCオフセットの大きさおよび極性を指示し、制御信号発生器626から制御信号を生成するために使用される。制御信号により、発生器616は、復調データストリームと結合されたDC値の大きさおよび極性を増分的に調整する。このプロセスは、定常状態条件に達するまで継続し、この場合、フィードバック作用により、それ以上のDC値の調整はユニット616によって行われぬ。伝送チャンネル外乱は、受信機において正負の補償値が必要とされる如く、伝送器で付加される(正)DCオフセットを変化させるので、発生器616は正負のDC補償値を供給する。

40

【0026】

図7は、図1におけるNTSCコチャンネル(co-channel)干渉検出ネットワーク30の詳細を示す。Grand Alliance HDTVシステム仕様において説明された如く、VSB伝送システムの干渉波抑圧特性は、6MHzテレビジョン・チャネ

50

ル内のNTSCコチャネル干渉信号の主要成分の周波数位置、およびVSB受信機のベースバンド楕形フィルタの周期的ノッチに基づいている。これらの楕形フィルタ・ノッチは、高エネルギーNTSC成分に干渉する周波数位置において高減衰(ヌル)を示す。これらの成分は、低帯域エッジから1.25MHzに位置するビデオ搬送波、ビデオ搬送波周波数よりも高い3.58MHzに位置する色副搬送波、およびビデオ搬送波周波数よりも上の4.5MHzに位置する音声搬送波を含んでいる。

【0027】

NTSC干渉は、図7に示された回路によって検出され、ここで、フィールド同期パターンについての信号に対する干渉および雑音は、楕形フィルタ・ネットワークの入力と出力において測定され、これらのパターンは相互に比較される。この目的のために使用されたリファレンス・フィールド同期パターンは、プログラムされ、ローカルに記憶された受信VSB信号フィールド同期パターンの「理想」バージョンである。

10

【0028】

図7において、オーバーサンプリングされた復調Iチャネル・シンボル・データは、NTSCリジェクション楕形フィルタ710の入力、マルチプレクサ745の第1入力、および負のコンバイナ720の入力へ加えられる。楕形フィルタ710は、楕形Iチャネル・シンボル・データストリームを生成するために、入力Iデータから遅延要素714によって遅延されたサンプルを減算する減算器712を含む。楕形フィルタ710は、前記のNTSC周波数に干渉する高エネルギーの周波数において、大きな振幅減衰、すなわち「ヌル」を生ずる。フィルタ710からの楕形Iデータは、マルチプレクサ745の第2入力へ加えられる。楕形フィルタ遅延要素714は、都合の良いことに、下記の如く24サンプル遅延を示す。

20

【0029】

プログラムされた21.52Msamples/秒(2倍のシンボル・レート)のリファレンス・フィールド同期パターンは、受信データストリームのフィールド同期インターバル中、ローカル・メモリから獲得される。フィールド同期リファレンス・パターンは、NTSCリジェクション(抑圧)楕形フィルタ718の入力と、コンバイナ720の反転入力(-)へ加えられる。楕形フィルタ718は、楕形フィルタ710と同様であり、24サンプル遅延を都合よく示す遅延要素を含む。図7のネットワーク、特に楕形フィルタ710、718および付随した遅延ネットワークは、21.52MHzでクロッキングされる。

30

【0030】

コンバイナ720の出力において生成された第1エラー信号は、入力データストリームにおける受信フィールド同期パターンとリファレンス・フィールド同期パターンの間の差分を表現する。このエラー信号は、ユニット722によって平方(2乗)され、ユニット724によって積分される。コンバイナ730の出力において生成された第2エラー信号は、フィルタ710による楕形濾波の後の受信フィールド同期パターンとフィルタ718による楕形濾波の後のリファレンス・フィールド同期パターンの間の差分を表現する。この第2エラー信号は、ユニット732によって平方(2乗)され、ユニット734によって積分される。ユニット722と732の出力は、それぞれのエラー信号のエネルギーを表現する。積分器(インテグレータ)724と734からの積分出力信号は、それぞれ、非楕形および楕形受信フィールド同期成分の信号対干渉および雑音内容を表現する。これらの積分エネルギー表現信号は、積分された第1および第2エラー信号の大きさを比較するエネルギー検出器(比較器)740のそれぞれの入力へ加えられる。検出器740からの出力信号は、マルチプレクサ745の制御入力に加えられ、マルチプレクサ745は、高品質、すなわち、信号対雑音および干渉比の改善を示す入力信号の一つをデータ出力として供給する。こうして、大きなNTSCコチャネル干渉の場合に、フィルタ710からの楕形濾波された出力信号は、マルチプレクサ745から出力されるが、非濾波受信シンボル・データストリームは、そのような干渉の不在において出力される。

40

【0031】

50

楕形フィルタ710と718における24サンプル遅延の使用とともに、オーバーサンプリングされたIチャネル・データおよびフィールド同期リファレンス・パターン・データの使用は、都合の良いことに、NTSCコチャネル干渉についての全スペクトル情報を生成する。これは、都合の良いことに、NTSC干渉分析および検出をより正確にし、楕形濾波を改善する。具体的に、オーバーサンプリング入力データと対応する回路クロッキングによる楕形フィルタ710と718における24サンプル遅延の使用により、10.76 Msymbols / 秒のシンボル・レートにおいて入力データストリームを供給し、10.76 Msymbols / 秒のシンボル・レートにおいて楕形フィルタ710と718を動作させることにより生成される位相および振幅折り返し効果によって楕形濾波された周波数スペクトルは損なわれない。楕形フィルタ710と718の出力において生成された合成周波数スペクトルは、図8において示され、10.76 MHzに中心をもち、両側に2つの楕形濾波された全NTSC通過帯域成分を含む。減衰ノッチは、上記の如く、干渉する高エネルギーNTSC周波数において現れる。

10

【0032】

図7は、要素722、724、732、734、740を含むNTSCコチャネル干渉検出器の一形式を示す。しかし、他の形式の検出器も使用される。こうして、これらの要素は、4入力検出器、すなわち、所謂「ブラック・ボックス」によって表現され、ここで、検出器は、特定システムの要件に従い動作するようにプログラムされる。そのような場合に、4つの入力は、コンパイナ720への2つのオーバーサンプリング(2サンプル/シンボル)入力と、コンパイナ730への2つのオーバーサンプリング入力であり、フィルタ710の出力からコンパイナ730の入力までは特に重要である。

20

【0033】

図7の配置(arrangement)は、上側通過帯域成分の下側帯域エッジと下側通過帯域成分の上側帯域エッジの周波数重なりによって生じる振幅および位相の劣化(折り返し歪)を付随させることなく、図8に示された如く、不要なものが取り除かれた(clean)周波数スペクトルを生成する。結果的に、要素720、722、724、730、732、734と740によるコチャネル干渉検出は、10.76 Msymbols / 秒シンボル・レートにおける12サンプル遅延処理入力データにより楕形フィルタを使用するシステムによる検出よりも正確である。後者の場合に、振幅および位相劣化は、5.38 MHzの近傍において生じやすく、ここで、通過帯域成分が不完全に整合するとき、上側および下側通過帯域は重なり、そのような重なりにおいて取り消されない。そのような不完全な整合は、例えば、マルチパスを含む、信号チャネル条件の下で発生しやすい。この折り返し歪条件は、NTSCコチャネル干渉検出の有効性を低下させるが、開示されたシステムによって避けられる。

30

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の原理による装置を含む高精細度テレビジョン(HDTV)受信機の一部のブロック図である。

【図2】 米国のGrand Alliance HDTVシステムによるVSB変調信号のデータ・フレーム・フォーマットを示す図である。

【図3】 図1におけるデジタル復調器/搬送波リカバリ・ネットワークの詳細を示す図である。

40

【図4】 図1におけるセグメント同期検出器およびシンボル・クロック・リカバリの詳細を示す図である。

【図5】 図4におけるネットワークの動作を理解する際に役立つ信号波形を示す図である。

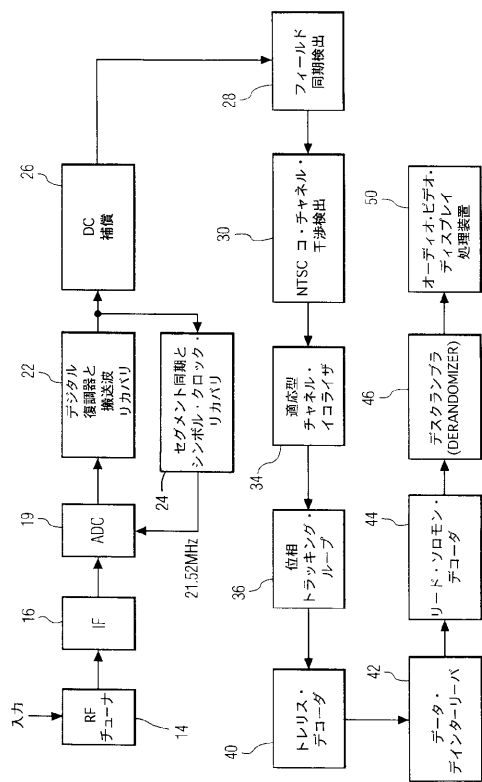
【図6】 図1のシステムによって処理されたシンボル・データストリームにおいてDCオフセットを除去するための補償ネットワークの詳細を示す図である。

【図7】 図1のシステムにおけるNTSCコチャネル干渉検出ネットワークの詳細を示す図である。

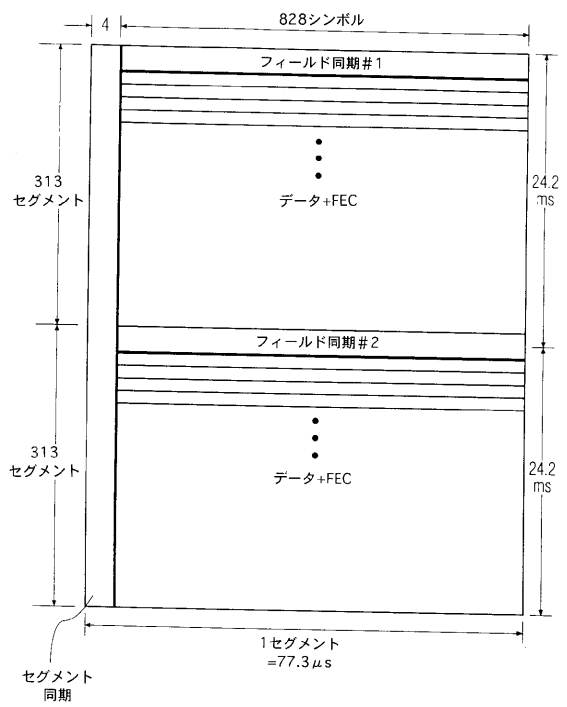
【図8】 図7におけるネットワークの動作に関連した周波数スペクトルを示す図である

50

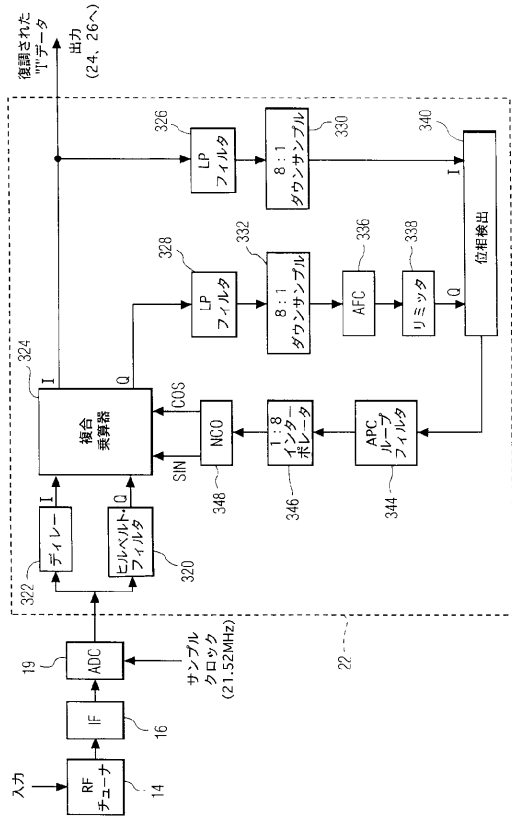
【図1】



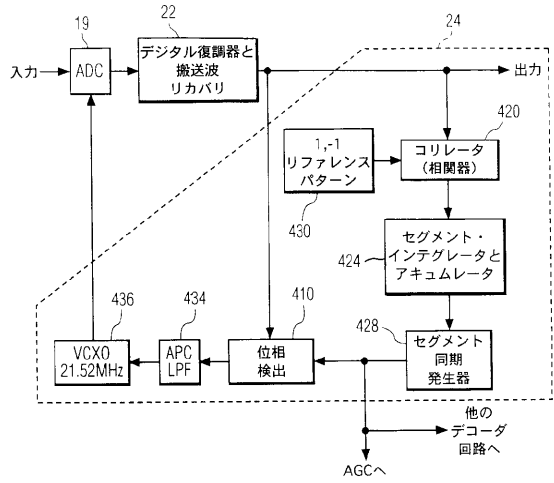
【図2】



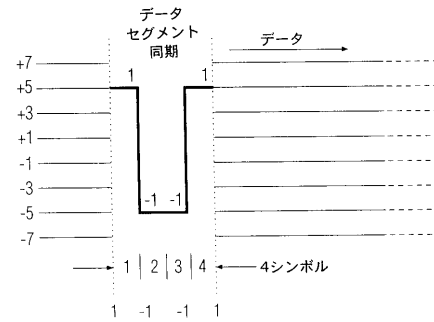
【図3】



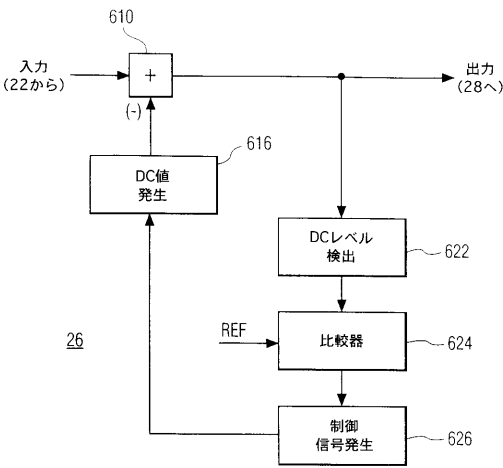
【図4】



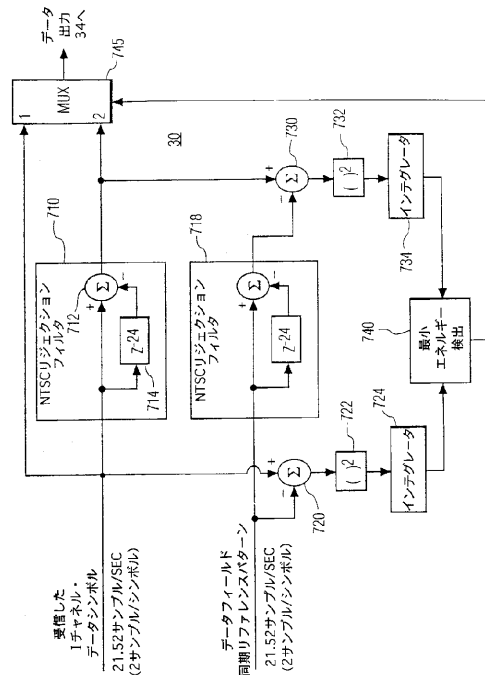
【図5】



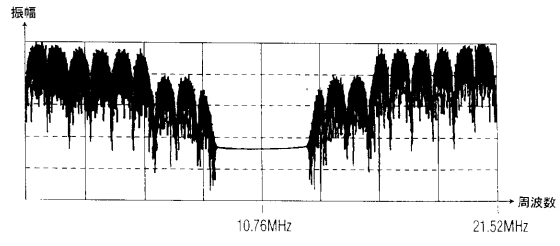
【図6】



【図7】



【 図 8 】



フロントページの続き

(72)発明者 ワン チャン ジュン

アメリカ合衆国 4 6 2 4 0 インディアナ州 インディアナポリス ベンチマーク ドライブ
ナンバーエフ 9 4 6 0

審査官 彦田 克文

(56)参考文献 特表平09 - 5 0 9 0 2 0 (J P , A)
特開平09 - 1 3 0 6 9 0 (J P , A)
特開平09 - 2 1 4 9 8 2 (J P , A)
特開平05 - 0 6 4 1 6 8 (J P , A)
特表平10 - 5 1 1 8 1 9 (J P , A)
特表平09 - 5 1 0 8 4 2 (J P , A)
特表2001 - 5 1 6 5 1 6 (J P , A)
特開平10 - 0 9 3 8 8 4 (J P , A)
特開平10 - 0 7 0 5 8 0 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B名)

H04L 27/06

H03L 7/06

H04N 5/455