

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3576816号
(P3576816)

(45) 発行日 平成16年10月13日(2004.10.13)

(24) 登録日 平成16年7月16日(2004.7.16)

(51) Int. Cl.⁷

F I

HO4N 5/44

HO4N 5/44

Z

HO4N 5/52

HO4N 5/44

K

HO4N 11/14

HO4N 5/52

HO4N 11/14

請求項の数 8 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願平10-179447	(73) 特許権者	390019839
(22) 出願日	平成10年6月25日(1998.6.25)		三星電子株式会社
(65) 公開番号	特開平11-75134		大韓民国京畿道水原市靈通区梅灘洞416
(43) 公開日	平成11年3月16日(1999.3.16)	(74) 代理人	100064908
審査請求日	平成10年8月4日(1998.8.4)		弁理士 志賀 正武
審査番号	不服2002-17429(P2002-17429/J1)	(72) 発明者	アレン・リロイ・リンバーク
審査請求日	平成14年9月9日(2002.9.9)		アメリカ合衆国・22181・ヴァージニア・レイクヴェイル・ドライブ・ウィエナ・2500
(31) 優先権主張番号	882,540		
(32) 優先日	平成9年6月25日(1997.6.25)		
(33) 優先権主張国	米国(US)		
		合議体	
		審判長	原 光明
		審判官	橋本 恵一
		審判官	小松 正

(54) 【発明の名称】 デジタルテレビジョン信号が同一チャンネル干渉アナログテレビジョン信号を伴う時期を検出する方法および装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

ビデオ信号部分をもつ同一チャンネル干渉アナログテレビジョン信号を時々伴うデジタルテレビジョン信号を受信する段階と、

同一チャンネル干渉アナログテレビジョン信号のビデオ信号部分を基底帯域にシンクロダインして前記デジタルテレビジョン信号の第1人造雑音を含む同位相復調結果を生成し、前記デジタルテレビジョン信号の第2人造雑音を含む直角位相復調結果を生成する段階と、

750kHz以下の所定の周波数範囲内の周波数で前記直角位相復調結果を90°位相シフトさせる段階と、

前記所定の周波数範囲内の周波数で前記同位相復調結果と90°位相シフトされる直角位相復調結果とを線形的に組み合わせて前記所定の周波数範囲内のデジタルテレビジョン信号の第1及び第2人造雑音が押さえられた線形組合せ結果を生成する段階と、

前記デジタルテレビジョン信号が十分な振幅をもつ同一チャンネル干渉アナログテレビジョン信号を伴う時期を表示する信号を生成するために、前記所定の周波数範囲内の前記線形組合せ結果の振幅が所定値を超過するかを検出する段階とを含む方法。

【請求項2】

前記750kHz以下の所定の周波数範囲内の周波数で前記直角位相復調結果を90°位相シフトさせる段階が前記直角位相復調結果を逆ヒルバート変換させる段階を含むことを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項 3】

前記線形組合せ結果の振幅が前記所定値を超過するかを検出する段階は、前記線形組合せの結果を二乗する段階と、前記線形組合せの結果を二乗した結果が前記所定値を超過するかを検出する段階を含むことを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 4】

ビデオ信号部分をもつ同一チャネル干渉アナログテレビジョン信号を時々伴うデジタルテレビジョン信号を受信する段階と、

同一チャネル干渉アナログテレビジョン信号のビデオ信号部分を基底帯域にシンクロダイニングして前記デジタルテレビジョン信号の第 1 人造雑音を含む同位相復調結果を生成し、前記デジタルテレビジョン信号の第 2 人造雑音を含む直角位相復調結果を生成する段階と、

前記直角位相復調結果を 750 kHz 以下の所定の周波数範囲内の周波数で 90° 位相シフトさせる段階と、

前記位相シフトされた直角移相復調結果を前記同位相及び直角位相復調結果と線形的に組み合わせ、前記所定の周波数範囲内の前記デジタルテレビジョン信号の第 1 及び第 2 人造雑音が抑えられた線形組合せの結果を生成する段階と、

前記デジタルテレビジョン信号が十分な振幅をもつ同一チャネル干渉アナログテレビジョン信号を伴うことを示す信号を生成するために、所定値を超過する前記所定の周波数範囲内の前記線形組合せ結果の振幅を検出する段階とを含むことを特徴とする方法。

【請求項 5】

前記所定値を超過する前記所定の周波数範囲内の前記線形組合せ結果の振幅を検出して、前記デジタルテレビジョン信号が十分な振幅をもつ同一チャネル干渉アナログテレビジョン信号を伴うことを示す信号を生成する段階が、

前記線形組合せの結果を二乗する段階と、

前記線形組合せの結果を二乗した結果が前記所定値の二乗を超過する時期を検出して、前記デジタルテレビジョン信号が十分な振幅をもつ同一チャネル干渉 N T S C 信号を伴うことを示す信号を生成する段階を含むことを特徴とする請求項 4 記載の方法。

【請求項 6】

十分な振幅をもつアナログテレビジョン信号がテレビジョン放送チャネルを占有する時間を検出する回路を備えたデジタルテレビジョン受信機において、

前記回路が、

前記テレビジョン放送チャネルを占有するアナログテレビジョン信号のビデオ信号部分を示し、残留側波帯と共にビデオ搬送波と全側波帯を含む残留側波帯の振幅変調信号をテレビジョン放送チャネルから選択し、この選択された残留側波帯の振幅変調信号を中間周波数信号に変換し、この中間周波数信号を増幅して、増幅された中間周波数信号を提供する入力回路と、

前記ビデオ搬送波信号とこのビデオ搬送波信号の直角位相の搬送波に対して前記増幅された中間周波数信号を同期的に検出して、同位相同期検出応答と直角位相同期検出応答を生成するビデオシンクロダイニング回路と、

所定周波数以上の前記直角位相同期検出応答の全ての周波数成分を 90° 位相シフトさせる第 1 移相回路と、

前記全側波帯と残留側波帯で現れる前記ビデオ信号の一部に対する応答であって、前記テレビジョン放送チャネルを占有するデジタルテレビジョン信号に対する応答と関係のない応答を生成するために、前記同位相同期検出応答と前記第 1 移相回路の応答を線形的に組み合わせる第 1 線形組合せ回路と、

前記第 1 線形組合せ回路の応答が所定のしきい値を超過するかを決定して、同一チャネルアナログテレビジョン信号が十分な振幅をもつことを示す信号を生成するしきい検出器を含むことを特徴とするデジタルテレビジョン受信機。

【請求項 7】

前記ビデオ信号に対する応答を生成するために、前記同位相同期検出の応答と前記第 1 移

10

20

30

40

50

相回路の応答を線形的に組み合わせる第2線形組合せ回路をさらに含むことを特徴とする請求項6記載のデジタルテレビジョン受信機。

【請求項8】

500kHz以上の前記直角位相同期検出応答の全ての周波数成分を90°位相シフトさせて第2移相回路の応答を生成する第2移相回路と、

前記ビデオ信号に対する応答を生成するために、前記同位相同期検出の応答と前記第2移相回路の応答を線形的に組み合わせる第2線形組合せ回路をさらに含むことを特徴とする請求項6記載のデジタルテレビジョン受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

10

【発明の属する技術分野】

本発明はテレビジョン放送信号帯域内の高周波によってデジタルテレビジョン信号を伝送するデジタルテレビジョンに係り、特にデジタルテレビジョン信号が十分な振幅をもつ同一チャンネルを干渉する(c o - c h a n n e l i n t e r f e r r i n g) N T S C信号を伴う時期をデジタルテレビジョン受信機で検出する方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

A T S C (A d v a n c e d T e l e v i s i o n S u b c o m m i t t e e) によって1995年9月16日に発表されたデジタルテレビジョン標準は、米国内のN T S C (N a t i o n a l T e l e v i s i o n S u b c o m m i t t e e) アナログテレビジョン信号の無線放送に現在用いられているもののような6MHz帯域幅のテレビジョンチャンネルのデジタルテレビジョン信号を伝送するための残留側波帯(v e s t i g i a l s i d e b a n d : V S B)信号の名前を規定している。N T S Cアナログテレビジョン信号が放送される限り、あるN T S Cアナログテレビジョン信号が受信中のデジタルテレビジョン信号に同一チャンネル干渉を誘発する時期を受信機内でデジタルテレビジョン信号が検出し得るようにすることが有利である。前記デジタルテレビジョン受信機は同一チャンネル干渉が生じていると決定されると、この決定に応じてその動作モードを変更するように設計することにより、前記同一チャンネル干渉の所望しない効果を減少させることができるが、これは通常コームフィルタによって行われていたものである。

20

【0003】

30

N T S C同一チャンネル干渉を抑えるためにデジタルテレビジョン受信機で用いられるコームフィルタは、前記同一チャンネル干渉が生じない場合には使用しない方がよいが、その理由はコームフィルタを使用しなければ、このコームフィルタを通過する多数の経路からジョンソン雑音(J o h n s o n n o i s e)が付加的に発生することを防止し得るためである。一般に、N T S Cアナログテレビジョン信号から発生する同一チャンネル干渉がデジタルテレビジョン信号を基底帯域にシンクロダイン(s y n c h r o d y n i n g)させるためのシンボルデコーディング(s y m b o l d e c o d i n g)時に行われるデータスライシング(d a t a s l i c i n g)動作に誤りを生じさせるほどの十分なエネルギーをもつ場合、同一チャンネル干渉が実在すると見なす。1997年3月21日付けで出願された米国特許出願第08/821,944号の「U s i n g v i d e o s i g n a l s f r o m a u x i l i a r y a n a l o g T V r e c e i v e r s f o r d e t e c t i n g N T S C i n t e r f e r e n c e i n d i g i t a l T V r e c e i v e r s」には、実質的な同一チャンネル干渉が生じているか否かを決定し、これに応じてその動作モードを変更するように設計されることにより、同一チャンネル干渉のような所望しない効果を減少させるデジタルテレビジョン受信機について記述されている。前記特許から基底帯域にデジタルテレビジョン信号をシンクロダインさせた後よりは、前記N T S C同一チャンネル干渉を基底帯域にシンクロダインさせた後に、デジタルテレビジョン受信機によるN T S C同一チャンネル干渉を検出することがより容易であるのが分かる。

40

【0004】

50

1992年6月16日付で公布された米国特許第5,122,879号明細書の「Television synchronous receiver with phase shifter for reducing interference from a lower adjacent channel」には受信されたNTSC信号を同位相(in-phase)と直角位相(quadrature-phase)で同期的に検出するアナログテレビジョン受信機について記載されている。この受信機は高周波振幅器の応答を直接的に基底帯域にシンクロダインして、隣接した低いチャネルが像(Image)で現れるようにする。前記直角位相同期検出応答は500~750kHz以上の全てのビデオ周波数で90°位相ずれが生じ、前記同位相同期検出応答と線形的に組み合わせられて前記受信されたNTSC信号の同期検出がなされる間に基底帯域に変換されたイメージ周波数成分を押さえる。前記米国特許5,122,879号には前記過程が750kHz以上のビデオ周波数成分までも無くしてしまうという事実については記述されていない。しかし、高周波信号の輝度の損失は腕時計に用いられるもののような小さいスクリーンテレビジョン受信機で許されることができる。

10

【0005】

現在のデジタルテレビジョン受信機は、多数の周波数変換を用いるように設計されるが、チャネル帯域以上の超高周波(Ultrahigh frequency:UHF)帯域における中間周波数への第1変換はテレビジョン放送で指定され、チャネル帯域以下の高周波(very high frequency:VHF)帯域における中間周波数への第2変換はテレビジョン放送で指定される。従って、像の抑制はこれ以上問題とならない。しかも、VSBデジタルテレビジョン信号の搬送波はチャネルエッジから僅か310kHzに位置するので、NTSC信号に比べて両側波帯(double sideband)成分が殆ど存在しない。

20

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

本発明者は、同位相同期ビデオ検出応答と逆ヒルバート変換された(inverse-Hilbert-transformed)直角位相同期ビデオ検出応答を線形的に組み合わせる形のNTSC受信機はデジタルテレビジョン信号が十分な振幅をもつ同一チャネル干渉NTSC信号を伴う場合に、これを検出するための補助受信機として用いられるので、デジタルテレビジョン信号の受信において重要であることを指摘している。前記直角位相同期ビデオ検出応答の逆ヒルバート変換を750kHz以下の周波数に調整すると、前記のような補助受信機は同一チャネルデジタルテレビジョン信号の人造雑像(artifacts)に反応しない。デジタルテレビジョン信号の人造雑像を押さえれば、同一チャネル干渉NTSC信号のサイズが容易に測定される。

30

【0007】

【課題を解決するための手段】

本発明の一実施形態は、デジタルテレビジョン信号が同一チャネル干渉NTSC信号を伴う時期をデジタルテレビジョン受信機で検出する方法を具現する。前記方法は次のような過程でなされる。まず、同一チャネル干渉NTSC信号のビデオ成分が基底帯域にシンクロダインされて前記デジタルテレビジョン信号の第1人造雑像(アーチファクト)を含む同位相復調結果を生成し、前記デジタルテレビジョン信号の第2人造雑像を含む直角位相復調結果を生成する。次に、前記同位相及び直角位相復調結果をそれぞれ数kHz以上の周波数で90°の差をつけて位相シフトさせた後、線形的に組み合わせる前記デジタルテレビジョン信号の第1及び第2人造雑像が取り除かれた線形組合せ結果を生成する。その後、前記線形組合せ結果の振幅が所定の値を超過しないか否かを検出して、前記デジタルテレビジョン信号が十分な振幅をもつ同一チャネル干渉NTSC信号を伴う時期を表示する。

40

【0008】

本発明の他の実施形態は、十分な振幅をもつアナログテレビジョン信号がテレビジョン放送チャネルを占有する時間を検出するための回路を含むデジタルテレビジョン受信機を

50

実現する。前記受信機は入力回路を備えるが、この入力回路はテレビジョン放送チャンネルからこのテレビジョン放送チャンネルを占有するアナログテレビジョン信号のビデオ信号部分を示す残留側波帯振幅変調信号を選択し、この選択された残留側波帯振幅変調信号を中間周波数信号に変換し、この中間周波数信号を増幅して、増幅された中間周波数信号を提供する。前記入力回路によって受信された前記残留側波帯振幅変調信号は残留側波帯とビデオ搬送波及び全側波帯 (full side band) を含む。

【0009】

ビデオシンクロダイン回路は前記ビデオ搬送波信号と関連し、このビデオ搬送波信号の直角位相の搬送波と関連した前記増幅された中間周波数を同期的に検出して同位相同期検出応答及び直角位相同期検出応答を生成する。本明細書で逆ヒルバート変換回路と命名される移相回路は、所定周波数以上の前記直角位相同期検出応答の全ての周波数成分を90°シフトさせて移相回路の応答を生成する。線形組合せ回路は前記同位相同期検出の応答と移相回路の応答を線形的に組み合わせて、前記受信された残留側波帯振幅変調信号の全側波帯と残留側波帯によって現れる前記ビデオ信号部分に応じて線形組合せ回路応答を再生する。前記線形組合せ回路の応答は現在受信中のテレビジョン放送チャンネルを占有するデジタルテレビジョン信号の応答に反応しない。しきい検出器が前記受信機に含まれるが、このしきい検出器は第1線形組合せ回路の応答が所定のしきい値を超える時期を検出して、前記同一チャンネルアナログテレビジョン信号が十分な振幅をもつ信号であることを示す。

【0010】

【発明の実施の形態】

以下、添付図面を参照して本発明を詳細に説明する。

図1はデジタルテレビジョン信号のみならずNTSCアナログテレビジョン信号を受信し得るテレビジョン受信機を示す。アンテナ1によって受信された無線テレビジョン放送信号は、適切に同調された無線周波数増幅器2によって増幅されて第1検出器3に送られる。前記無線周波数増幅器2と第1検出器3は、適切に同調されて周波数帯域内の互いに異なる位置に存在するチャンネルのいずれか一つからデジタルテレビジョン信号を選択するためのチューナとしての機能を果たす。第1検出器3は超高周波(UHF)テレビジョン放送信号以上の周波数範囲にわたって同調可能な第1局部発振を提供する第1局部発振器と、第1局部発振を前記適切に同調された無線周波数増幅器2によって選択されたテレビジョン信号と混合して、前記選択されたテレビジョン信号を上向変換することによりUHFテレビジョン放送帯域内の割り当てられたチャンネル周波数以上の周波数に位置する6MHz幅のUHF中間周波数帯域内のUHF中間周波数信号を生成する第1混合器とを含む。

【0011】

前記第1検出器3はNTSCオーディオ受信に用いられるUHF帯域中間周波数増幅器6へ前記UHF中間周波数信号を供給する。UHF中間周波数増幅器6の出力はNTSCオーディオ受信に用いられる第2検出器9に印加される。第2検出器9は、UHFテレビジョン放送帯域周波数以上の所定の周波数の第2局部発振を提供する第2局部発振器と、第2局部発振と前記UHF中間周波数増幅器6の出力を混合してVHFテレビジョン放送帯域内の割り当てられたチャンネル周波数以下の周波数に位置するVHF中間周波数信号を生成する第2混合器とを含む。このVHF中間周波数信号はVHF中間周波数増幅器12に印加される。

【0012】

VHF中間周波数増幅器12の出力はインタキャリアサウンド検出器34に印加されるが、このインタキャリアサウンド検出器34は4.5MHzのインタキャリアサウンド中間周波数信号をインタキャリアサウンド中間周波数増幅器35へ供給する。インタキャリアサウンド中間周波数増幅器35はインタキャリアサウンド中間周波数信号を増幅し、前記増幅された信号を対称的に制限してFM検出器36へ印加する。FM検出器36は前記デジタルテレビジョン受信機のアナログテレビジョン受信機部分の残りの構成部分へ供給

10

20

30

40

50

される基底帯域複合信号 (baseband composite signal) を再生する。前記残りの構成部分には一般に立体音響 (stereophonic) デコーダ回路が含まれる。NTSCオーディオ信号がFMオーディオキャリアのみを通過させて中間周波数に変換する中間周波数増幅器 6, 12 で狭帯域フィルタリングされて選択される場合には、前記インタキャリアサウンド検出器 34 は逓倍器 (multiplier) にしてもよいが、この逓倍器は中間周波数増幅器 (10 または 11) の出力に応答する狭帯域フィルタによって前記逓倍器で選択されるビデオ搬送波として前記中間周波数増幅器 12 の出力を逓倍する。NTSCオーディオ信号が「準並列 (quasi-parallel)」サウンドを行うためにNTSCオーディオ及びビデオ搬送波を共に通過させて中間周波数に変換させる前記中間周波数増幅器 6, 12 でフィルタリングされて選択される場合には、前記インタキャリアサウンド検出器 34 は単純な整流器、或いは二乗器である。

10

【0013】

第1検出器 3 はNTSCビデオ受信及びATSC受信に共に用いられるUHF帯域中間周波数増幅器 37 へ高周波帯域信号を供給する。UHF中間周波数増幅器 37 内のSAW (surface-acoustic-wave) フィルタはATSCデジタルテレビジョン信号とNTSCビデオ信号に対する全ての中間周波数出力を決定し、NTSCオーディオ信号は拒否する。SAWフィルタはUHF中間周波数帯域に変換される6MHz幅のテレビジョン放送チャンネルの残りのチャンネルにわたって平坦な振幅出力を有し、自分の通過帯域にわたって線形の位相出力を有する。前記UHF中間周波数増幅器 37 内のSAWフィルタの前段には多重反射を最小化させる所定のソースインピダンスからSAWフィルタを駆動させるように設計されたトランジスタ増幅器が設けられる。前記所定のソースインピダンスを保持するためには前記トランジスタ増幅器の利得が固定の値を有しながら、前記SAWフィルタ内の挿入損失を克服するに十分なものが好ましい。UHF中間周波数増幅器 37 の出力はATSCデジタルテレビジョン受信及びNTSCビデオ受信に用いられる第2検出器 38 へ印加される。第2検出器 38 はUHFテレビジョン放送帯域周波数以上の所定の周波数の第2局部発振を提供する第2局部発振器と、第2局部発振とUHF中間周波数増幅器 37 の出力を混合してVHFテレビジョン放送帯域内の割り当てられたチャンネル以下の周波数に位置するVHF中間周波数信号を生成する第2混合器とを含む。

20

【0014】

前記第2検出器 38 から出力される前記VHF中間周波数信号はVHF中間周波数増幅器 41 に印加されるが、このVHF中間周波数増幅器 41 は60dBまたはそれ以上の増幅を提供する調整利得 (controlled-gain) トランジスタ増幅器段を含む。VHF中間周波数増幅器 41 はその出力信号レベルに응答する逆自動利得調整段 (reverse automatic gain control (AGC)) を備える。この逆AGCは自分の提供する利得の線形性のためのものである。前記RF増幅器 2 は中間周波数増幅器 47 の出力信号レベルに應じる遅延した逆自動利得調整段を備える。

30

【0015】

前記VHF中間周波数増幅器 41 の出力信号は基底帯域シンボルコードを検出するATSCシンボルコード検出器 13 に印加される。ATSCシンボルコード検出器 13 はデータ搬送波の残留側波帯振幅変調を検出するための同位相同期検出器を使用し、前記同期検出器にシンクロサイン信号を供給する制御発振器に対する自動周波数/位相制御 (automatic frequency and phase control: AFPC) を行うために直角位相同期検出器を使用する。前記同位相同期検出器はアナログ領域で動作し、アナログデジタル変換器 14 によってその出力が10ビットにデジタル化される。また、シンボルコード検出器 13 とその後続段のアナログ-デジタル変換器 14 は、中間周波数増幅器 47 のVHF帯域出力を基底帯域以上の最終中間周波数帯域に変換させる第2検出器と、前記デジタル化された第2検出器の出力を基底帯域にシンクロサインするデジタルシンクロサイン回路で代替することができる。

40

【0016】

50

このような代替回路は1995年12月25日付で公布された米国特許のC. B. Patelの「Digital VSB detector with bandpass phase tracker, as for inclusion in an HDTV receiver」と、1995年8月20日付けで公布された米国特許第5,548,618号明細書の「Digital VSB detector with bandpass phase tracker using rader filters, as for use in an HDTV receiver」に記述されている。デジタルテレビジョン信号が受信されると、パイロット信号の受信から由来したダイレクト信号が基底帯域で再生されるシンボルコードを伴ってパイロット搬送波検出器15によって検出され、デジタルテレビジョンイネーブル信号を生成する。このデジタルテレビジョンイネーブル信号はデジタルテレビジョン受信機のディスプレイ部分を調節してNTSCテレビジョン像よりはデジタルテレビジョン像をディスプレイするようにする。前記パイロット搬送波検出器15は図1に示すようにデジタル入力信号に応じる形か、或いはシンボルコード検出器13から直接的に提供されるアナログ入力信号に応じる形のものである。

10

【0017】

図1はアナログ-デジタル変換器14からシンボルデコーダ20に供給されるデジタル化された基底帯域シンボルコードを示している。前記シンボルデコーダ20は本発明者が1996年1月12日付けで米国特許出願第08/746,520号の「Digital television receiver with adaptive filter circuitry for suppressing NTSC co-channel interference」に詳細に記述されている。シンボルデコーダ20はシンボルデコーダ20の入力信号をデータスライシングして第1シンボルデコーダの出力を生成するデータスライサ21と、NTSC同一チャンネル干渉信号を抑える応答信号をシンボルデコーダ20に提供するNTSC除去コムフィルタ22と、コムフィルタ22の出力をデータスライシングして、間違っしたシンボルデコーダの出力を補正するデータスライサ24と、間違っしたシンボルデコーダの出力を補正して第2シンボルデコーダの出力を生成する整合コムフィルタ24と、前記第1及び第2シンボルデコーダの出力のいずれか一つを信号デコーダ20によってデジタルテレビジョン受信機のトレリスデコーダ(trellis decoder)16に提供される最終的なシンボルデコーダ出力として選択するマルチプレクサ25とを含む。シンボルデコーダ初期化期間を除いた時間にNTSC同一チャンネル干渉信号の受信される表示がない場合には、マルチプレクサ25が整合コムフィルタ24から第2シンボルデコーダの出力を選択してトレリスデコーダ16にシンボルデコーダ20の出力信号を提供する。

20

30

【0018】

前記マルチプレクサ25を、受信されたデジタルテレビジョンの信号にデータセグメント同期化及びフィールド同期化コードグループが現れる期間にテレビジョン受信機内のメモリから出力される理想的なシンボルデコーディング結果を提供するように変更することにより、前記シンボルデコーダ20の機能を向上させることができる。このように向上したシンボルデコーダは、本発明者が1997年4月15日付けで米国特許出願第08/839,691号「Digital television receiver with adaptive filter circuitry for suppressing NTSC co-channel interference」に詳細に記述されている。

40

【0019】

VHF中間周波数増幅器41の出力信号は、NTSCビデオ搬送波の変調を基底帯域にシンクロダインする回路46へ印加される。同位相同期検出器と直角位同期検出器がNTSCビデオ搬送波の変調を基底帯域にシンクロダインするための前記回路46に用いられる。シンクロダインは基底帯域以上の最終の中間周波数帯域に変換された後、デジタル領域内で行われて最終の中間周波数がデジタル化されうるようにする。また、基底帯域

50

へのNTSCビデオ搬送波変調のシンクロダインはアナログ領域内で行われることができ、このような目的のために用いられる同位相同期検出器と直角位相同期検出器の出力はアナログ-デジタル変換器を用いてそれぞれデジタル化されることができる。直角位相同期検出器の応答(Q)はNTSC信号の単一側波帯の成分(即ち、750kHz以上の成分)と同位相同期検出器の応答(I)に現れるデジタルテレビジョン信号の人造雑音のヒルバート変換である。前記直角位相同期検出器の応答(Q)によって提供されるヒルバート変換は位相シフトされ、逆ヒルバート変換回路47によって全ての周波数(応答のない一番低い周波数を除いた)で90°遅れを提供する。

【0020】

加算と減算は線形的に組み合わせられる選択的な形でなされる。線形組合せ器47, 48のいずれか一方は加算器となり、他方は減算器となる。回路47の逆ヒルバート変換出力は線形組合せ器48内の同位相同期検出器の出力と線形的に組み合わせられてアナログテレビジョン受信機回路の残りの部分に提供されるためのレベルに補正されるようにブーストされた高周波数をもつ複合ビデオ信号を生成する。基底帯域複合ビデオ信号と関連して、前記残りの部分には同期分離回路、カラー信号再生回路及び4:3画面比のNTSC画像をデジタルテレビジョン像をディスプレイする16:9画面に表示し得るように変換させる回路が含まれる。

【0021】

回路47の逆ヒルバート変換出力は、線形組合せ器49でシンクロダイン回路46の同位相基底帯域出力(I)と線形的に組み合わせられて750kHz以上をカットオフする輝度信号を生成するが、この輝度信号にはデジタルテレビジョン人造雑音がない。線形組合せ器48、49がそれぞれ加算器と減算器であるか、それとも線形組合せ器48、49がそれぞれ減算器と加算器であるかは、前記直角位相同期検出器の動作を同位相同期検出の動作を進ませるか遅らせるかによって決定される。

【0022】

図1は1MHzのカットオフ周波数をもつ低域通過フィルタ50によってフィルタリングされた後、デジタルテレビジョン信号の受信動作がなされる間のNTSC同一チャンネル干渉信号のエネルギーを表示するために、二乗器(squarer)31によって二乗される前記線形組合せ器49から出力される帯域制限された輝度信号を示している。前記二乗器31は乗数(multiplier)と被乗数(multiplicand)で信号を受信するデジタル逡倍器から構成されることができるが、ROM(read only memory)で具現することがさらに実用的である。二乗器31の出力信号はデジタルテレビジョン信号受信時のNTSC同一チャンネル干渉信号のエネルギーを表示する。

【0023】

デジタルしきい検出器32は補正されていない誤りをデータスライサ21に流入させるのに不十分なNTSC同一チャンネル干渉信号より低いしきい値を前記NTSC同一チャンネル干渉信号のエネルギーが超過するほど充分大きい時期を決定する。しきい検出器31の出力はマルチプレクサ制御回路33に印加される。マルチプレクサ制御回路33はシンボルデコーダ20の出力信号として提供される最終シンボルデコーダの出力を決定する第1及び第2シンボルデコーダの出力をマルチプレクサ25が選択する動作を制御する。マルチプレクサ制御回路33はマルチプレクサ25がシンボルデコーダ初期化期間に第1シンボルデコーダの出力をシンボルデコーダ20の出力回路として選択するように制御する。他の期間には前記マルチプレクサ制御回路33は前記しきい検出器32の出力がNTSC同一チャンネル干渉信号が補正されていない誤りをデータスライサ21の動作に流入するようにするに不充分であることを現す間、前記マルチプレクサ25がシンボルデコーダ20の出力信号として第1シンボルデコーダの出力を選択するように制御し、そうでない場合にはマルチプレクサ25をしてシンボルデコーダ20の出力信号として第2シンボルデコーダの出力を選択させるように制御する。

【0024】

10

20

30

40

50

図2は線形組合せ器49の出力を二乗器31によって二乗せず、デジタルしきい検出器32に提供するために図1の装置を変形した形を示す。線形組合せ器49の出力は本質的に最大750kHzの基底帯域輝度信号なので、いつも同じ極性を有する。従って、二乗器31を省略することができ、デジタルしきい検出器32はデジタルしきい検出器032の所定のしきい値の二乗根に相当する所定のしきい値をもつデジタルしきい検出器32で代替することができる。即ち、デジタルしきい検出器32の所定のしきい値はデジタルしきい検出器032の所定のしきい値の二乗になる。

【0025】

図1及び図2のテレビジョン受信機において、低域通過フィルタ50が含まれることにより、逆ヒルバート変換回路47に対する要求事項を緩和させるが、これは低域通過フィルタ50のカットオフ周波数以上の周波数部分のデジタルテレビジョン人造雑像を抑えるために、前記周波数部分には正確に90°の遅れが提供される必要がないからである。逆ヒルバート変換回路47が4.2MHzの周波数に正確に90°の遅れを提供する場合、前記低域通過フィルタ50をストレート挿入連結(straight-through connection)で代替することができる。逆ヒルバート変換フィルタ47の出力を線形組合せ器48でシンクロダイン回路46の同位相基底低域出力(I)と組み合わせる複合ビデオ信号を高周波数にブーストするにおいて、前記逆ヒルバート変換回路47が4.2MHzまでの周波数に対して正確に90°の遅れを提供する必要はないが、これは遅れの誤りが酷くない場合に正確でない遅れを伴う複合ビデオ信号の高周波数のロールオフ(roll-off)を補償するためにビデオピーキング回路(video peaking circuitry)が用いられることができるからである。

【0026】

図3は図1及び図2のテレビジョン受信機の変形例を示す。図3において、逆ヒルバート変換回路47がシンクロダイン回路46の直角位相基底帯域応答Qをシフトさせて線形組合せ器48, 49に印加する代わりに、逆ヒルバート変換回路51がシンクロダイン回路46の直角位相基底帯域応答Qをシフトさせて線形組合せ器48に印加し、他の逆ヒルバート変換回路49がシンクロダイン回路46の直角位相基底帯域応答Qをシフトさせて線形組合せ器49に印加する。逆ヒルバート変換回路51は0.5MHz~4.2MHzの周波数に正確に90°の遅れを提供して前記複合ビデオ信号のスペクトル応答を最適化させるが、0.5MHz以下の周波数に90°の遅れを提供する必要はない。これにより、最高4.2MHzの周波数に90°の遅れを提供するに必要な高いデジタルサンプリング比で0.5MHz以下の周波数に90°の遅れを提供するに必要な多くのタップFIR(finite-impulse-response)フィルタが不要となる。前記高いデジタルサンプリング比は最高4.2MHzの周波数に90°の遅れを提供するのにも必要である。低域通過フィルタ50を使用するので、逆ヒルバート変換回路52は最高1.0MHzまでの周波数にのみ正確に90°の遅れを提供すべきである。

【0027】

逆ヒルバート変換回路52はNTSC走査線比(scan line rate)以下で0.5MHz以下の周波数に90°の遅れを提供する。このような要求条件は逆ヒルバート変換回路51に用いられるデジタルサンプリング比より4倍低い1/10のデジタルサンプリング比で充足されることができ、逆ヒルバート変換回路52内におけるFIRフィルタリングのために差別的に遅れたサンプリングを提供するための一時的な貯蔵に対する必要性を減らす。低域通過フィルタ50は0.5MHz以下の低いカットオフ周波数を持たせて、逆ヒルバート変換回路52で用いられる前記1/10デジタルサンプリング比が逆ヒルバート変換回路51で用いられるデジタルサンプリング比より8倍低くなるように設計することができる。また、低域通過フィルタ50のカットオフ周波数をもう1回二等分するか或いは数回二等分して前記逆ヒルバート変換回路52で用いられる1/10デジタルサンプリング比が逆ヒルバート変換回路51で用いられるデジタルサンプリング比の1/10となるようにすることができる。

【0028】

10

20

30

40

50

図4は図1のテレビジョン受信機によって行われる動作方法を示す流れ図である。初期段階S0ではビデオ信号部分をもった同一チャンネル干渉アナログテレビジョン信号を時々伴うデジタルテレビジョン信号を受信し、このようなデジタルテレビジョン信号受信動作は図1のテレビジョン受信機の構成要素1, 2, 3, 37, 38, 41によって行われる。シンクロダイナ回路46はS1段階を行うが、この段階S1では同一チャンネル干渉アナログテレビジョン信号のビデオ信号部分を基底帯域にシンクロダイナしてデジタルテレビジョン信号の第1人造雑音を含む同位相復調結果を生成し、デジタルテレビジョン信号の第2人造雑音を含む直角位相復調結果を生成する。逆ヒルバート変換回路47はS2段階を行うが、この段階S2では750kHz以下の所定の周波数範囲内の周波数で前記同位相及び直角位相復調結果を90°の差をつけて位相シフトさせる。

10

【0029】

線形組合せ器49はS3段階を行うが、この段階S3では前記所定の周波数範囲内の周波数で90°の差をつけて位相シフトされた同位相及び直角位相復調結果を線形的に組み合わせ、前記所定の周波数範囲内のデジタルテレビジョン信号の第1及び第2人造雑音を取り除かれた組合せ結果を生成する。(低域通過フィルタ50は前記所定の周波数範囲の上限を決定する)二乗器31はS4段階を行うが、この段階S4では前記線形組合せ結果を二乗する。デジタルしきい検出器32は最終段階S5を行うが、この段階S5では前記線形組合せの結果を二乗した結果が前記所定値の二乗を超過するか否かを検出して、デジタルテレビジョン信号が十分な振幅をもつ同一チャンネル干渉アナログテレビジョン信号を伴うかを決定する。

20

【0030】

図5は図4のテレビジョン受信機によって行われる動作方法を示した流れ図で、逆ヒルバート変換回路47によって行われる段階S2が図4と異なるが、図5の段階S2'で750kHz以下の所定の周波数範囲内の周波数で直角位相復調結果を90°位相シフトさせる。

図6は図2のテレビジョン受信機によって行われる動作方法を示す流れ図である。図6に示した方法も図4のS0, S1, S2, S3段階と同一の段階を利用する。図1のテレビジョン受信機の二乗器31によって行われる二乗遂行段階S4は、図2のテレビジョン受信機の動作では省略される。図1のテレビジョン受信機のデジタルしきい検出器32によって行われるS5段階は、図2のテレビジョン受信機の動作ではS5'段階で代替されるが、この段階(S5')で所定の周波数範囲内の線形組合せ結果の振幅が所定値を超過するかを検出して、デジタルテレビジョン信号が十分な振幅をもつ同一チャンネル干渉アナログテレビジョン信号を伴う時期を表す信号を生成する。この段階(S5')は図2のテレビジョン受信機のデジタルしきい検出器32によって行われる。

30

【0031】

図7は図3のテレビジョン受信機によって行われる動作方法を示す流れ図で、逆ヒルバート変換回路47によって行われる図4のS2段階が図7のS2'段階と異なる。この段階(S2')では750kHz以下の所定の周波数範囲内の周波数で直角位相復調結果を90°位相シフトさせる。

【図面の簡単な説明】

40

【図1】NTSCアナログテレビジョン信号とデジタルテレビジョン信号が受信でき、デジタルテレビジョン信号内の同一チャンネル干渉NTSCアナログテレビジョン信号の存在を検出するための本発明の方法を用いるテレビジョン受信機の構成図である。

【図2】NTSCアナログテレビジョン信号とデジタルテレビジョン信号が受信でき、デジタルテレビジョン信号内の同一チャンネル干渉NTSCアナログテレビジョン信号の存在を検出するための本発明の方法を用いるテレビジョン受信機の構成図である。

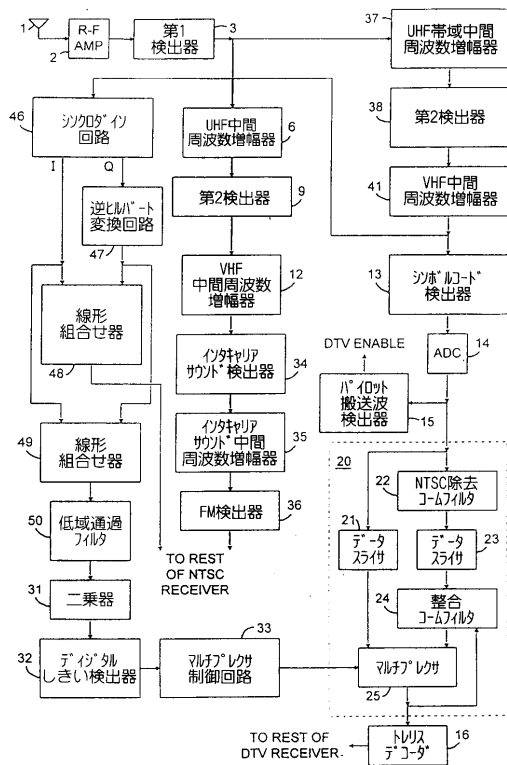
【図3】図1及び図2のテレビジョン受信機の変形例を示す構成図である。

【図4】本発明の一の実施形態によってデジタルテレビジョン信号が十分な振幅をもつ同一チャンネル干渉NTSC信号を伴う時期をデジタルテレビジョン受信機で検出する方法を示す流れ図である。

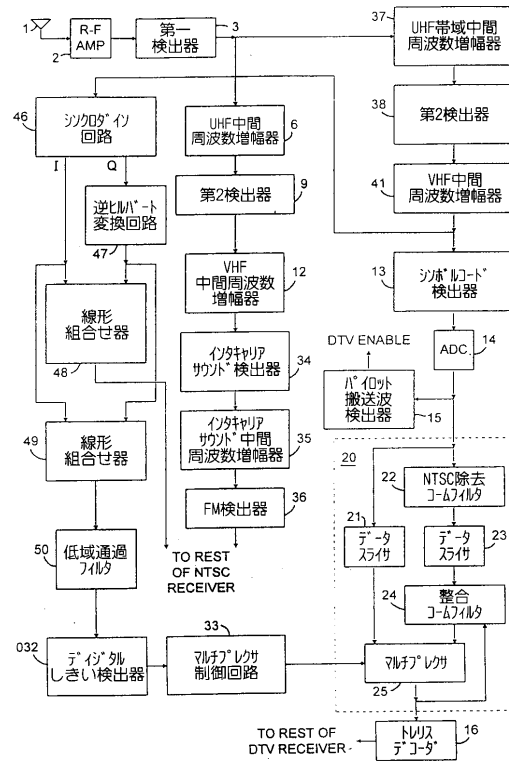
50

- 【図5】本発明の他の実施形態による図4と同様の流れ図である。
- 【図6】本発明の他の実施形態による図4と同様の流れ図である。
- 【図7】本発明の他の実施形態による図4と同様の流れ図である。

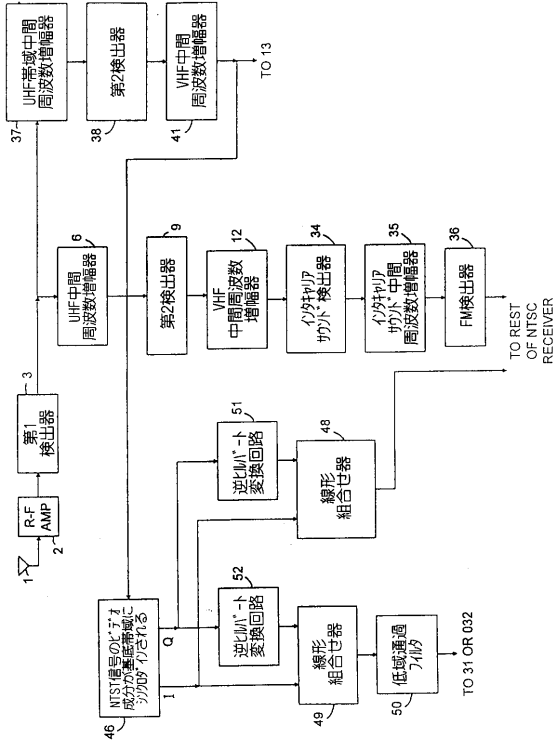
【図1】



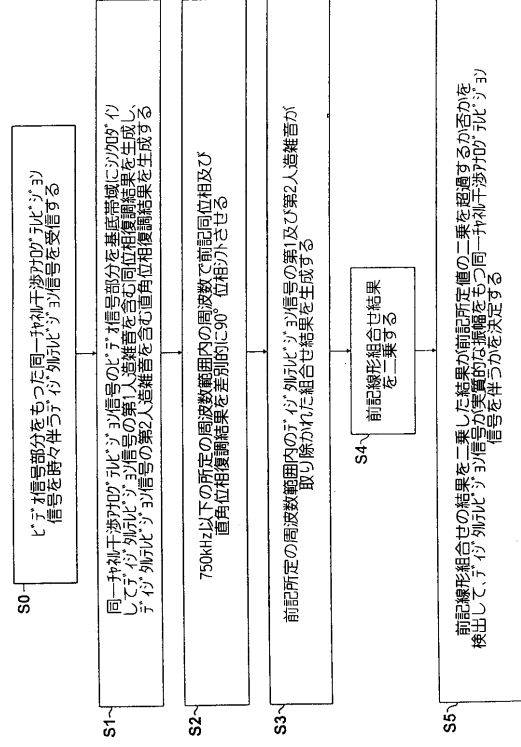
【図2】



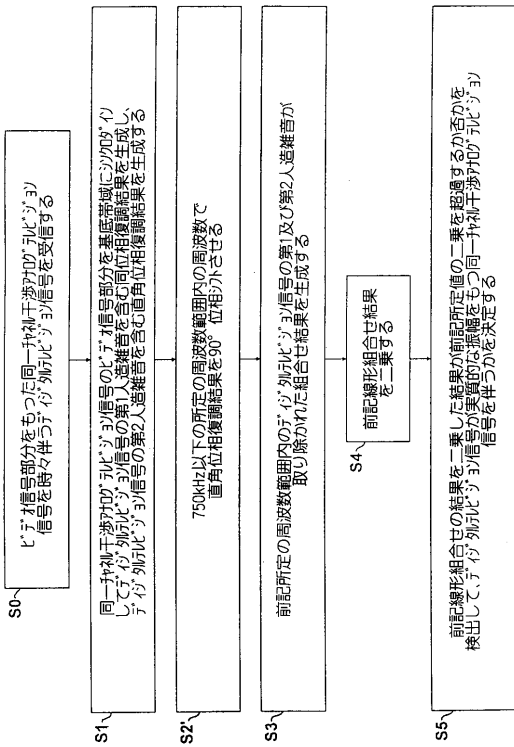
【 図 3 】



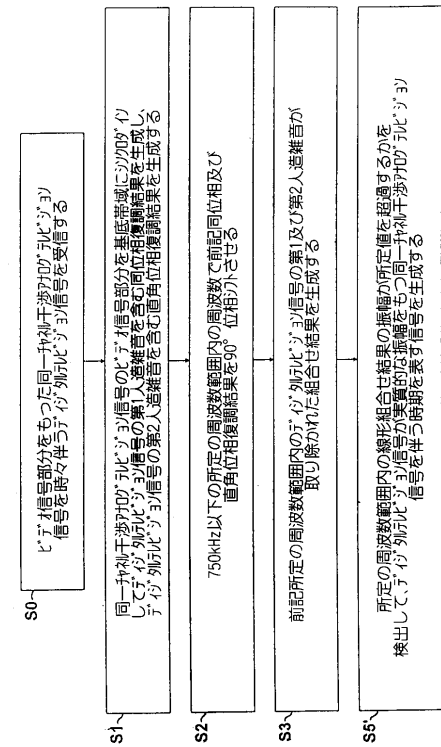
【 図 4 】



【 図 5 】



【 図 6 】



【 図 7 】

