

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3649735号
(P3649735)

(45) 発行日 平成17年5月18日(2005.5.18)

(24) 登録日 平成17年2月25日(2005.2.25)

(51) Int. Cl.⁷H04N 5/455
H04L 27/06

F I

H04N 5/455
H04L 27/06

C

請求項の数 11 (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願平7-524684
 (86) (22) 出願日 平成7年3月13日(1995.3.13)
 (65) 公表番号 特表平9-510839
 (43) 公表日 平成9年10月28日(1997.10.28)
 (86) 国際出願番号 PCT/US1995/003131
 (87) 国際公開番号 W01995/026074
 (87) 国際公開日 平成7年9月28日(1995.9.28)
 審査請求日 平成14年3月13日(2002.3.13)
 (31) 優先権主張番号 9405487.1
 (32) 優先日 平成6年3月21日(1994.3.21)
 (33) 優先権主張国 英国(GB)

(73) 特許権者
 アールシーエー トムソン ライセンシン
 グ コーポレーション
 アメリカ合衆国 ニュージャージー州 O8
 540 プリンストン インデペンデンス
 ・ウェイ 2
 (74) 代理人
 弁理士 谷 義一
 (74) 代理人
 弁理士 阿部 和夫
 (72) 発明者
 ストロール, クリストファー, ヒュー
 アメリカ合衆国 19038 ペンシルヴ
 アニア州 グレンサイド ビックレイ ロ
 ード 275

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 残留側波帯変調信号の搬送波独立タイミング回復システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

ディジタル・イメージ・データを表すシンボルの1次元データ・コンステレーションのフォーマットになっており、搬送波オフセットを呈する変調残留側波帯(VSB)信号として送信された高精細テレビジョン(HDTV)信号を受信するシステムにおいて、ローカル・レシーバ・シンボル・クロックとトランスミッタ・シンボル・クロックとの間のタイミング同期を確立するための装置であって、該装置は、前記受信信号に前記搬送波オフセットが存在するとき該搬送波オフセットに関係なく、前記同期を達成することができるものにおいて、前記装置は、

前記VSB信号を受信する入力ネットワークと、

前記入力ネットワークからの出力信号に応答して動作し、前記VSB信号の周波数スペクトルの上側バンドエッジおよび下側バンドエッジとそれぞれ関連づけられたバンドエッジ応答をもつ第1のバンドエッジ・フィルタおよび第2のバンドエッジ・フィルタを備えており、該第1および第2のフィルタのそれぞれの出力端から両側波帯振幅変調(AM)信号を出力するフィルタ・ネットワークと、

前記フィルタ・ネットワークからの前記両側波帯AM出力信号を処理して、タイミング誤差を表す制御信号を出力する位相検出回路を備えた、タイミング回復ネットワークと、

前記制御信号に応答して前記シンボル・クロックを生成するクロック信号ジェネレータとを具備したことを特徴とするシステム。

【請求項2】

10

20

請求項 1 に記載のシステムにおいて、

前記第 1 および第 2 のフィルタは、該フィルタがそれぞれろ波するバンドエッジにおいて VSB 入力信号の周波数スペクトルに対して相補的応答をもつ複素ディジタル・フィルタであることを特徴とするシステム。

【請求項 3】

請求項 1 に記載のシステムにおいて、

前記受信 VSB 信号は、中間バンド搬送波周波数 $f_c + \Delta$ に対して、周波数 $f_c - 1/4f_{st}$ および $f_c + 1/4f_{st}$ のバンドエッジ応答をもつ周波数スペクトルを呈し、

前記第 1 のフィルタはナイキスト周波数 $f_c - 1/4f_{st}$ のバンドエッジ応答を呈し、前記第 2 のフィルタはナイキスト周波数 $f_c + 1/4f_{st}$ のバンドエッジ応答を呈し、ここで、

f_c は前記送信された VSB 信号の搬送波周波数、

f_{st} は送信されたシンボル周波数、

Δ は搬送波オフセット（搬送波オフセットが存在するとき）

であることを特徴とするシステム。

【請求項 4】

請求項 1 に記載のシステムにおいて、

前記入力ネットワークは受信信号をディジタル形態に変換するアナログ・ディジタル・コンバータを含み、該コンバータは前記シンボル・クロックに응答して動作することを特徴とするシステム。

【請求項 5】

請求項 1 に記載のシステムにおいて、さらに加えて、

前記フィルタからの出力信号をそれぞれ受信する第 1 の入力端および第 2 の入力端と、前記位相検出ネットワークの入力に結合された出力をもつマルチプライヤとを含むことを特徴とするシステム。

【請求項 6】

請求項 5 に記載のシステムにおいて、さらに加えて、

前記第 1 および第 2 のフィルタからの出力信号の一方を共役してから前記マルチプライヤに印加する手段を含むことを特徴とするシステム。

【請求項 7】

請求項 5 に記載のシステムにおいて、

前記マルチプライヤの出力信号は中心周波数が $1/2f_{st}$ のまわりに位置する抑圧搬送波両側波帯 AM 信号であり、ここで、 f_{st} は送信されたシンボル周波数であることを特徴とするシステム。

【請求項 8】

請求項 1 に記載のシステムにおいて、

前記位相検出ネットワークへの前記入力信号は実数成分および虚数成分をもつ複素信号であり、

前記位相検出ネットワークは該位相検出ネットワークからの出力信号に含まれる前記虚数成分をキャンセルする手段を含むことを特徴とするシステム。

【請求項 9】

請求項 1 に記載のシステムにおいて、

前記受信 VSB 信号は、次の 8 個のデータ・シンボル、つまり、 $-7 -5 -3 -1 1 3 5 7$ によって定義された 1 次元データ・シンボル・コンステレーションをもつ 8-VSB 信号であることを特徴とするシステム。

【請求項 10】

ディジタル・イメージ・データを表すシンボルの 1 次元データ・コンステレーションのフォーマットになっている残留側波帯（VSB）変調信号として送信された高精細テレビジョン（HDTV）信号を受信するシステムにおいて、

前記 VSB 信号を受信する入力ネットワークと、

前記入力ネットワークからの出力信号に응答して動作し、前記 VSB 信号の周波数スペクト

10

20

30

40

50

ルの上側バンドエッジおよび下側バンドエッジとそれぞれ関連づけられたバンドエッジ応答をもつ第1のバンドエッジ・フィルタと第2のバンドエッジ・フィルタとを備えており、前記第1および第2のフィルタのそれぞれの出力端から両側波帯振幅変調（AM）信号を出力するフィルタ・ネットワークと、

前記第1および第2のフィルタからの出力信号に応答して、ローカル・レシーバ・シンボル・クロックとトランスミッタ・シンボル・クロックとの間のタイミング同期を確立するタイミング回復ネットワークと、

前記第1および第2のフィルタからの出力信号に応答して、前記受信VSB信号をベースバンドに周波数シフトする搬送波回復ネットワークと

を具備したことを特徴とするシステム。

10

【請求項11】

請求項10に記載のシステムにおいて、

前記第1および第2のフィルタは、該フィルタがそれぞれろ波するバンドエッジにおいて前記入力VSB信号の周波数スペクトルに対して相補的応答をもつディジタル・フィルタであることを特徴とするシステム。

【発明の詳細な説明】

発明の分野

本発明はディジタル信号処理システムに関する。特に、本発明は、高品位（高精細）テレビジョン（high definition television—HDTV）情報で変調されたような、残留側波帯（vestigial side band—VSB）信号の受信装置で使用するタイミング回復システム（timing recovery system）に関する。

20

発明の背景

受信装置でVSBまたはQAM（Quadrature Amplitude Modulated:直交振幅変調）信号からデータを回復（recovery of data）するためには、3つの機能が実行されることが必要である。3つの機能とは、シンボル同期化のためのタイミング回復（timing recovery）、搬送波回復（周波数復調）および等化（equalization）である。タイミング回復（timing recovery）とは、受信装置のクロック（タイムベース）を送信装置のクロックと同期させるときのプロセスである。これにより、受信信号を最適な時点でサンプリングすることを可能にして、受信シンボル値（received symbol values）の決定処理（decision—directed processing）に関連して起こるスライシング・エラー（slicing error）の発生を低減させている。搬送波回復（carrier recovery）とは、受信RF信号が低い中間周波パスバンド（通過帯域）に周波数シフトされたあと、ベースバンドに周波数シフトされて、変調ベースバンド情報（modulating baseband information）の回復を可能にするプロセスである。等化（equalization）とは、伝送チャネル妨害（disturbance）が受信信号（received signal）に及ぼす影響を補償するプロセスである。具体的に説明すると、等化は伝送チャネル妨害によって引き起こされた符号間干渉（intersymbol interference—ISI）を除去する。ISIは、あるシンボルの値が先行シンボルまたは後続シンボルの値によってひずみを生じる原因になる。

30

QAM信号についてみると、タイミング回復は受信装置に装備されている最初の機能になっているのが普通である。タイミングは中間パスバンド信号から、あるいはベースバンド付近（near—baseband）の信号、つまり、搬送波回復ネットワークによって補正される搬送波オフセットをもつベースバンド信号から、回復される。どちらの場合も、ベースバンド復調に先立ってタイミングが確立される。

40

ディジタル情報を伝達するQAM信号は、実数軸と虚数軸で定義された2次元データ・シンボル・コンステレーション（two—dimensional data symbol constellation:2次元のデータ・シンボル配列）によって表されている。これに対して、VSB信号は1次元データ・シンボル・コンステレーションによって表され、そこでは、1つの軸だけが受信装置で回復される量子化データを含んでいる。ベースバンドVSB信号のタイミング回復は、周期的同期（sync）シンボルまたは成分（component）を使用して達成することができる。この手法は、最近米国で提案されている地上放送（Grand Alliance HDTVシステム）で使用され

50

ている。この手法の大きな欠点は、この種のsyncシンボルを使用すると、データ伝送チャネルのペイロード容量 (payload capacity) が低下することである。

グランド・アライアンス (Grand Alliance) HDTVシステムは残留側波帯 (vestigial side band-VSB) デジタル伝送フォーマットを採用して、パケット化したデータストリームを送っている。このHDTVシステムは、ACATS (Advisory Committee of Advanced Television Service) を通して米国連邦通信委員会 (Federal Communications Commission-FCC) で目下検討中の伝送標準案である。このシステムでは、データはデータ・フィールドのシーケンスとして配置されている。各フィールドは313個のセグメントを含んでいる。つまり、フィールドsyncセグメント (これはペイロード・データを含んでいない) と、そのあとに続く312個のデータ・セグメントからなっている。sync成分は各データ・セグメントと関連づけられている。1994年2月22日にACATSテクニカル・サブグループに付託されたGrand Alliance HDTVシステムの詳細 (草案文書) は、1994 Proceedings of the National Association of Broadcasters, 48th Annual Broadcast Engineering Conference Proceedings, March 20-24, 1994に記載されている。

10

発明の概要

開示されているタイミング回復システムは、VSB信号で使用するのに適しており、sync成分に頼らなくてもタイミング回復を達成できるという利点をもっている。これは、受信したVSB信号に対するバンドエッジ・タイミング回復を利用して両側波帯振幅変調信号を発生し、その信号からタイミング情報を抜き出すことによって行われている。図示の実施例では、バンドエッジ・フィルタ・ネットワーク (band edge filter network) は、VSB信号の上側と下側のバンドエッジ (upper and lower band edges) を通過させている。開示されているシステムはシンボルレート (symbol rate) で動作して、バンド幅を制限する同期成分を含んでいる受信信号に頼らないでタイミング回復を容易化し、しかも、搬送波オフセットが存在するときそれから独立してタイミング同期を達成できるという利点をもっている。

20

開示されている実施例では、フィルタ・ネットワークは複素デジタル・フィルタ・ネットワーク (complex digital filter network) であり、このフィルタ・ネットワークにより通過 (ろ波) されバンドエッジにおいて、受信VSB信号の周波数スペクトルに対して相補的 (complementary to the frequency spectrum of the received VSB signal) な応答特性をもっている。

30

本発明の特徴によれば、フィルタ・ネットワークは搬送波回復ネットワークによって共有され、受信VSB信号をベースバンド側に周波数シフトするようにしている。

【図面の簡単な説明】

図1は、HDTV受信装置などのアドバンスド・テレビジョン受信装置のうち、本発明の原理によるタイミング回復システムを含んでいる部分を示すブロック図である。

図2ないし図6は、図1に示したシステムの動作に関連した信号の振幅対周波数応答を示す図である。

発明の詳細な説明

図1に示すように、放送VSB変調HDTVアナログ信号はアンテナ10によって受信され、例えばRFチューニング回路、デジタル形態に変換するのに適した中間周波パスバンドを発生するためのダブル変換チューナ (double conversion tuner)、および適切な利得制御回路 (gain control circuit) を含んでいる入力ネットワーク14によって処理される。受信VSB信号は、図示の例ではGrand Alliance HDTV仕様 (specification) に従った、8-VSB信号であり、シンボルレートが約10.76メガシンボル (Msymbols) /秒で、従来のNTSC 6MHz周波数スペクトルを占有している。特に、この例における受信VSB信号は、以下に示す8個のデータ・シンボルで定義された1次元データ・コンステレーションをもつ8-VSB信号になっている。

40

-7 -5 -3 -1 1 3 5 7

このシステムにおけるナイキスト (Nyquist) バンド幅は例えば、公称的に5.38MHzであり、過剰バンド幅 (excess bandwidth) は各バンドエッジで公称的に0.31MHzである。開示

50

されているシステムは、例えば、16-VSB信号の場合にも使用することが可能である。

入力プロセッサ14からの出力信号はアナログ・ディジタル・コンバータ (analog-to-digital converter) 16によってアナログ形態からディジタル形態に変換されるが、このコンバータは2サンプル/シンボルのサンプルレートで動作する。受信VSB信号はパイロット成分 (pilot component) を含んでおり、6MHzの中心が公称的に5.38MHzになるようにユニット14によって復調される。ADC16の入力端におけるこの信号の周波数スペクトルは、2.38MHzから8.38MHzまでの範囲を占有している。タイミング同期が確立されると、ADCユニット16はこの信号を、シンボルレートの2倍である21.52MHzでサンプリングする。パイロット成分はオリジナル・ベースバンド・パルス振幅変調 (pulse amplitude modulated-PAM) 信号のDC点を表しており、公称的に2.69MHz (ナイキスト周波数) に位置し、これは1/8 f_{sr} になっている。以下の説明において、

f_c は送信信号の搬送周波数 (公称的に5.38MHz) である。

f_{st} は送信シンボル周波数 (10.76メガシンボル/秒、つまり、ナイキスト周波数の4倍) である。

f_{sr} は受信サンプリング周波数 (21.52MHz) である。

タイミング・ロックのとき、 $f_{sr}=2f_{st}$ である。ベースバンドへの復調が行われると、搬送波ロックのとき、 $f_c=1/4f_{sr}$ となる。

ADCユニット16からのディジタル信号は2つの複素バンドエッジ・フィルタ20,22に入力されるが、これらのフィルタはナイキスト周波数まわりのミラーイメージ・フィルタ (mirror image filter) になっている。各フィルタは実数関数 (real function) と虚数関数 (imaginary function) を呈し、これらのフィルタからの出力信号は実数成分と虚数成分を含むようになっている。図1において、“C”の英字は、実数成分と虚数成分を含む複素信号 (complex signal) を伝達する信号経路を示している。他の信号経路は実数成分だけを伝達する。フィルタ20と22は虚数成分を含んでいない出力信号を出力する。つまり、出力信号は正か負のどちらかのスペクトル成分を含んでいるが、その両方は含んでいない。このようにすると、あとで除去することが困難であるスプリアス成分 (spurious component) が生成されないという利点がある。このシステムでは、フィルタ20と22は図2に示すように、負スペクトル成分をもつ複素分析出力信号 (complex analytic output signal) が得られる設計になっている。この負スペクトルは任意的であって、正スペクトルを選択することも可能である。

図2は、フィルタ20と22のバンドパス応答によってもたらされた負の周波数スペクトル、および、フィルタ20,22の入力端に印加された受信VSB信号のバンド幅によってもたらされた負の周波数スペクトルを示している。入力された実数信号 (real signal) は正と負のスペクトルをもっている。正スペクトルは公知の手法を用いてキャンセルされ、負スペクトルだけが残される。フィルタ20はVSB信号の負スペクトルの上側バンドエッジを抜き出し、フィルタ22はVSB信号の負スペクトルの下側バンドエッジを抜き出す。この上側バンドエッジ (upper bandedge) は、正成分であるか、負成分であるかに関係なく最高周波数成分を含んでいるバンドエッジである。下側バンドエッジ (lower bandedge) は最低周波数成分を含んでいるバンドエッジである。フィルタ20,22のバンドエッジ応答とVSB信号は、この例ではナイキスト点で交差している。図2とそれ以降の図において、記号“ Δ ”は、ベースバンド付近の信号 (near-baseband signal)、つまり、完全にはベースバンドに周波数シフトされていない信号に見られるような、搬送周波数オフセットを示している。このオフセットについては、搬送波回復 (ベースバンド復調) ネットワークと関連づけて詳しく説明する。

フィルタ20と22の応答は、図2に示すように、フィルタによって抜き出されたバンドエッジにおいて、入力信号の周波数スペクトルに対して相補的 (complementary) となっている。このようにすると、パイロット成分が受信VSB信号に存在しないときは、両側波帯抑圧搬送波振幅変調 (AM) 信号 (double sideband suppressed carrier AM signal) が得られ (図3)、また、パイロットがそのバンドエッジに存在するときは、両側波帯残留搬送波AM信号 (double sideband residual carrier AM signal) が得られるという効果がある

10

20

30

40

50

。周波数 f_1 の左側のフィルタ20の応答は重要(critical)でなく、また、周波数 f_2 の右側のフィルタ22の応答は重要でない。

タイミングおよび搬送波ロックを確立する以前では、これらのAM信号は、タイミングおよび搬送波回復のために使用できる、周波数(および位相)オフセットを含んでいる。具体的に説明すると、上側バンドエッジ・フィルタ20の出力から得られるAM信号の中心は $-f_c - 1/4f_{st}$ に位置している。パイロット信号が存在している場合(Grand Alliance HDTVシステムの場合のように)には、この周波数で現われることになる。周波数 $1/4f_{st}$ は、この信号がVSB信号として扱われていれば、シンボル周波数の1/4になっている。同様に、下側バンドエッジ・フィルタの出力から得られるAM信号の中心は $-f_c + 1/4f_{st}$ (ナイキスト周波数)に位置している。タイミング同期が達成されるのは、ADCユニット16のサンプリング・クロック入力(CLK)の周波数が、これらの2つの上側および下側抑圧搬送波バンドエッジAM信号の搬送波間の周波数差の4倍であるときである(図3)。

タイミング回復システムの動作について、以下に説明する。フィルタ22からの出力信号は、フィルタ22の出力信号のスペクトルを負から正へ反転(flip)させるために、ユニット25によって共役(conjugate)処理がなされる。この様子を示したのが図4である。この共役処理はユニット25で行われる公知のプロセスであり、これは、まず、公知の手法を使用してその信号を実数成分と虚数成分に分離することから行われる。虚数成分はこれに負のユニティ係数(unity factor)をかけることによって反転される。反転された虚数成分とオリジナル実数成分は、再び結合される。再結合された下側バンドエッジAM信号は、マルチプライヤ(multiplier)26において、フィルタ20からの上側バンドエッジAM信号と乗算される。マルチプライヤ26の出力から得られたAM信号は図5に示すように、搬送波周波数成分 f_c が除去されている。この f_c 成分が除去された理由は、上側バンドエッジ成分の負の搬送波が下側バンドエッジからの共役AM信号の正の搬送波をキャンセルしたためである。抑圧搬送波中心周波数が $1/2f_{st}$ のAM信号は、乗算されたAM信号が共に両側波帯信号であるのでそのまま維持される。この周波数領域では、これらの信号はベースバンドで偶関数(even function)(つまり、実数成分のみ)として表わされており、それらのコンボルーション(convolution)はベースバンドで偶数値関数(even valued functions)として表わされている。

マルチプライヤ26からのAM出力信号のバンド幅は、コンボルーション・プロセス(convolution process)によって2倍にされる(時間的に乗算すると、周波数のコンボルーションが得られる)。1つおきのサンプル(every other sample)をゼロにドライブすると、受信サンプリング・クロックCLKの周波数を、搬送波オフセット(Δ)とは関係なく、入力VSB信号のシンボル周波数に同期させることができる。これは、以下に説明するように、タイミング回復ネットワーク30内の位相検出器(phase detector)28によって行われる。

マルチプライヤ26からの両側波帯AM出力信号の虚数成分(図5)は、信号のタイミング不一致(mis-timing)の大きさを示している。実数成分は、このミスタイミングの方向を示している(AM抑圧搬送波信号は解決すべきあいまいさが180度になっている)。もし、このAM信号のタイミングが完全であれば、虚数成分は存在しない。マルチプライヤ26からの両側波帯AM信号は、公知の分離手法を用いて位相検出器28内のユニット32によってその構成成分である、実数成分と虚数成分に分離される。公知の手法を使用して、トランスレーション・ユニット(translation unit)34は実数成分の符号を決定し(向き情報を得るために)、この符号に分離された虚数成分サンプルを乗算する。マルチプライヤ36の出力は、タイミング・ロックが達成されたときタイミング制御ループ(timing control loop)の作用によってゼロにドライブされたエラー信号を表している。

両側波帯信号の搬送波周波数は公称的に $1/2f_{sr}$ に位置しているので、ロック時には、マルチプライヤ36からの出力信号の虚数成分はゼロになる。虚数成分に実数成分の符号を乗算することにより位相検出器28は正と負の周波数オフセットの間を識別できるようになる。位相検出器28からの出力信号は、公知のように、積分パス(integral path)と比例パス(proportional path)の両方を含んでいる、ローパス・ループ・フィルタ(low pass lo

10

20

30

40

50

op filter) 38に通され、 $1/2f_{sr}$ の周波数でクロックがとられる。ループ・フィルタ38は、ループの目的が虚数成分の1つおきのサンプルをゼロにドライブすることであるので、入力信号の1つおきのサンプルを処理するようにクロックがとられる。フィルタ38の出力は、電圧制御発振器(voltage controlled oscillator—VCO) 40に印加されるDC電圧である。発振器40は、このDC電圧の関数として、ADCユニット16に対するレシーバ・サンプリング・クロックCLKを供給する。タイミング同期が達成されるのは、ネットワーク30を含む上述したタイミング回復システムから得られたADCサンプリング・クロックが、フィルタ20,22からの2つのAM出力信号の搬送波間の周波数差の4倍であるときである(図3)。

フィルタ38の比例および積分制御部分は、それぞれK1およびK2利得制御スカラ(gain control scalar)を使用して公知のように調整可能である。これらのスカラは、収集モード(acquisition mode)のときは信号収集を容易にするために大きな値にセットされているが、トラッキング・モード(tracking mode)のときは値を小さくすると、ノイズ排除性(noise immunity)を向上することが可能である。タイミング・ロックを達成するために必要な時間は、例えば、信号に存在するノイズおよびマルチパスひずみの量、制御ループのバンド幅、および、制御ループの時定数の関数として変化する。

図1に示すシステムにおいて、搬送波は、2つの異なる方法を使用して回復することができる。第1の方法では、タイミング回復に関して上述したのと同じように、フィルタ20と22の出力からのバンドエッジAM信号の両方が使用される。第2の方法では、受信信号の一方のバンドエッジだけが使用される。この第2のケースにおいて、使用されるバンドエッジは、パイロットを含んでいるバンドエッジであるのが一般的である。パイロット成分に関連した余剰エネルギー(extra energy)は、信号対雑音比(signal-to-noise)が低いときに搬送波回復ループのパフォーマンスを向上させる。ただし、ここで注意すべきことは、これらの方法のどちらも、パイロット成分の存在を要件としていないことであり、それが利点となっている。

両バンドエッジを使用する搬送波回復方法では、タイミング回復の場合とは異なり、信号を共役することなく、フィルタ20と22の出力はマルチプライヤ45で一緒に乗算される。この乗算により、抑圧搬送波AM信号がマルチプライヤ45から得られ、搬送波周波数は $-2f_c$ になっている。シンボルレート成分 f_{st} は、このAM信号から完全に除去されている。もし搬送波オフセット(Δ)が存在するときは、搬送波周波数は図6に示すように $-2f_c - 2\Delta$ になっている。この時点までは、搬送波回復プロセスは、レシーバ・デモジュレータ・サンプリング・クロック周波数 f_{sr} とは無関係となっている。

ディジタル信号処理応用分野では、電圧制御発振器(VCO)またはスペクトル・シフタ(spectral shifter)は、ディジタル信号プロセッサのクロック周波数と調波関係をもつ信号を都合よく出力するように設計されていることが一般に望まれている。この点で注目すべきことは、マルチプライヤ45の出力に現れた複素両側波帯AM信号の中心が $-2f_c$ の周波数(搬送波オフセットを無視した場合)または $-2f_c - 2\Delta$ (オフセットを含む場合)に位置していることである(図6)。このことは、このAM信号がエイリアシング・フォールドオーバー領域(aliasing foldover region)をまたがっていることを意味する。具体的に説明すると、実際には、図6に示すAM信号の左側波帯部分は実際には「ラップアラウンド」

(wrap around—折り返すこと)して、正の周波数スペクトルに入り込んでいる。エイリアシングが生じない理由は、このAM信号が複素信号であり、そこでは第1の負リピートバンド(first negative repeat band)の隣接正周波数成分が除去されているためである。搬送波回復ネットワークの設計を単純化するために、関連する位相検出器54はタイミング回復ネットワーク30で使用する位相検出器28と本質的に同じになっている。これを実現するためには、位相検出器54へのAM入力信号の搬送波は $1/4f_{sr}$ にドライブされなければならない。位相検出器54へのAM信号入力の搬送波は、 $+1/4f_{sr}$ で動作する複素スペクトル・シフタを使用して、公称的に $1/4f_{sr}$ の周波数にシフトされる。このスペクトル・シフタは、複素マルチプライヤ52および64を含んでいる。マルチプライヤ64は、 $1/4f_{sr}$ サンプリング信号に応答して、VCO62の出力信号を $+1/4f_{sr}$ だけシフトさせる。VCO62の応答は上記タイミング制御ループにおけるVCO40と類似しており、このタイミング制御ループにおける

10

20

30

40

50

フィルタ38と類似しているローパス・ループ・フィルタ60から出力されたDC電圧にตอบสนองする。マルチプライヤ64から結果として得られた複素出力信号は、そのループによって生成された周波数オフセットと固定された $1/4f_{sr}$ とを加えたものを含んでおり、複素マルチプライヤ52の一方の入力端に印加される。マルチプライヤ52の他方の入力端には、複素マルチプライヤ45の出力からの、中心が $-2f_c$ であるAM信号が入力される。

位相検出器54は、タイミング回復ループにおける位相検出器28と同じように動作する。位相検出器54は、実数／虚数成分セパレータ (separator) 55、符号関数トランスレーション・ネットワーク (sign function translator network) 56、および、出力マルチプライヤ57を含んでいる。位相検出器54の動作は、マルチプライヤ52からの出力信号の虚数成分を実数成分の符号と乗算することにより行われる。これにより、虚数成分の1つおきのサンプル値はゼロにドライブされる。位相検出器54は位相検出器28と同じように、同じサンプル集合に作用するので (つまり、奇数か偶数のどちらかで、両方ではない)、ループ・フィルタ60 (フィルタ38と同じく) に要求されることは、シンボルレートの2倍よりもむしろシンボルレートで出力サンプルを出力することである。このようにすると、シンボルごとに2サンプルが要求されるものに比べて、ループ・フィルタの複雑さが大幅に軽減されることになる。

搬送波回復ネットワーク50の入力端におけるマルチプライヤ45の出力は、中心周波数が $-2f_c - 2\Delta$ である、複素両側波帯抑圧搬送波AM信号である。搬送波ループにおけるVC062の出力は、 2Δ にほぼ等しい信号である。この信号をVC062の出力から得るために、信号 $1/4f_{sr}$ はマルチプライヤ64経由で搬送波ループに加えられ、 $2f_c$ 成分をキャンセルする。VC062の出力に現れた複素信号は、2分割周器 (divide-by-2 frequency divider) 70によって搬送波回復ネットワーク50の出力信号 Δ に変換される。この出力信号 Δ は、搬送波位相／周波数オフセットを表すトーン (周波数スペクトルがない) である。

ADCユニット16からのVSB出力信号は、フィルタ20および22を通過することによる信号遅延を補償するユニット72によって遅延されたあと、マルチプライヤ74の入力に印加される。遅延ユニット72の出力は、ブロック72に隣接する周波数スペクトル図に示すように、ベースバンド付近の複素対称両側波帯VSB信号である。この信号はマルチプライヤ74によってベースバンド付近にシフトされるが、マルチプライヤ74は $1/8f_{sr}$ でクロックがとられて、マルチプライヤ74の出力側の周波数スペクトル図に示すようにベースバンド付近の上側VSB側波帯を、その出力端から出力する。マルチプライヤ74の出力端からのベースバンド付近VSB信号 (near baseband VSB signal) は複素マルチプライヤ71の一方の入力端に印加され、そして、搬送波回復ネットワーク50の出力端からの出力 (オフセットを表す) 信号 Δ はマルチプライヤ71の他方の入力端に印加される。マルチプライヤ71の機能はVSB信号に含まれるオフセットを実質的にキャンセルし、ベースバンドVSB信号が得られるようにすることである。

マルチプライヤ71の出力端に現れる複素復調済みVSB信号はベースバンドにあるはずであり、そうであることがよくある。しかし、実際には、この信号は残留位相オフセットを含んでいることがあるので、補償する必要がある。これは、イコライザ (equalizer: 等化器) 75によって行われるが、このイコライザは公知の構成にすることが可能である。イコライザ75は公知のようにチャネル妨害を補償し、等化された出力信号を出力する。この出力信号はユニット76によってデコードされ、次に、出力プロセッサ78によって処理される。デコーダ76には、例えば、トレリス・デコーダ (trellis decoder)、デインタリーバ (de-interleaver)、リード・ソロモン (Reed-Solomon) 誤り訂正回路、および、オーディオ／ビデオ・デコーダ・ネットワークを含めることができるが、これらは公知である。出力プロセッサ78には、オーディオ／ビデオ・プロセッサ、および、オーディオおよびビデオ再生デバイスを含めることが可能である。

搬送波回復は、以下に説明するように、入力信号の単一バンドエッジを使用して行うことも可能である。下側バンドエッジ・フィルタ22は、搬送波周波数が $-f_c + 1/4f_{st}$ である、両側波帯AM出力信号を出力する。これは、フィルタ20からマルチプライヤ45への入力をユニティの値にセットすることにより行われる。これは、フィルタ20の出力端とマルチプラ

10

20

30

40

50

イヤ45の上側入力端の間の信号通路にマルチプレクサを置くことによっても行うことができる。このマルチプレクサの一方の入力端にはフィルタ20からの出力信号が印加され、他方の入力端にはユニティ値信号が印加される。後者の信号は、上記マルチプレクサの制御入力端に印加された制御信号に応答して、マルチプライヤ45の入力端に伝達される。上側バンドエッジ・フィルタ20からの出力信号は、ユニティ値信号が用いられているときは、マルチプライヤ45には結合されていない。2つのバンドフィルタを使用するシステムでは、タイミングと搬送波ロックはほぼ同時に行うことができる。1つのバンドエッジ・フィルタだけを使用するシステムでは、搬送波ロックは、ノイズ、ループ・ゲイン、および、ループ・バンド幅などの種々の要因に応じて、タイミング・ロックのあとで行うことができる。

10

タイミング・ロックがネットワーク30によって確立されていれば、 $f_{st} = 1/4f_{sr}$ であり、搬送波の f_{st} 成分は、 $-1/8f_{sr}$ スペクトル・シフタでフィルタ22のAM出力信号をシフトすることによって除去することができる。このスペクトル・シフトは図1に示すように、マルチプライヤ64への図示 $1/4f_{sr}$ クロック入力を、 $-1/8f_{sr}$ クロックに変更することにより行われる。このようなスペクトル・シフトが行われたあと、マルチプライヤ52の出力端に現れたAM信号搬送波の周波数は $-f_c$ になっている（これは、前述した両バンドエッジ方法の場合の $-2f_c$ と対照的である）。

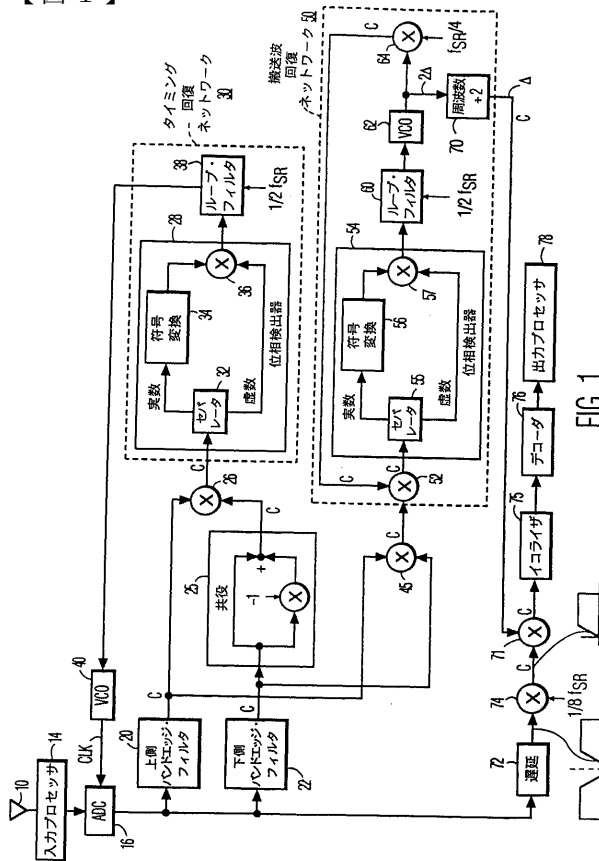
この実施例では、AM信号搬送波周波数 f_c は、両バンドエッジ搬送波回復例で使用されているユニット54と類似の位相検出器を使用し、実数成分の1つおきのサンプルを強制的にゼロにすることにより、容易に $-1/4f_{sr}$ にドライブすることができる。この位相検出器の出力は、両バンドエッジ搬送波回復例に関して上述したのと同じように、AM信号搬送波周波数を $-1/4f_{sr}$ にドライブする作用をするループ内のVCOをドライブするローパス・ループ・フィルタによって積分される。

20

上述した実施例では、タイミング回復（ロック）は、搬送波オフセットが存在するときでも達成することができ、また、この目的を達成するためにタイミング・ロックはVSB信号に含まれる同期（sync）成分に頼らなくてもよい。位相検出器28および54をナイキスト領域の中間点で動作せるという選択は、1つの可能な実施形態である。しかし、位相検出器をベースバンドで動作させても、同じ結果が得られる。負の周波数スペクトルを使用することは任意である。上述した回路の別の実施形態を使用することにより、正のスペクトルを使用することもでき、同じような結果を得ることができる。例えば、共役フィルタ20および22を使用すると、マルチプライヤ64への入力は $-1/4f_{sr}$ になる。

30

【図 1】



【図 2】

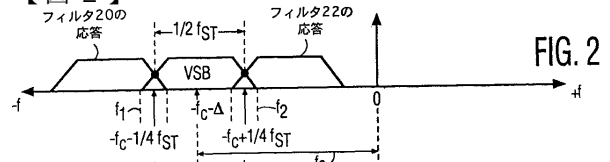


FIG. 2

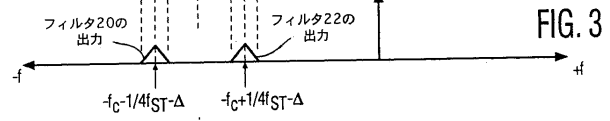


FIG. 3

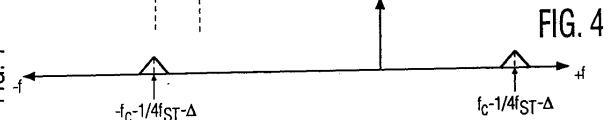


FIG. 4



FIG. 5

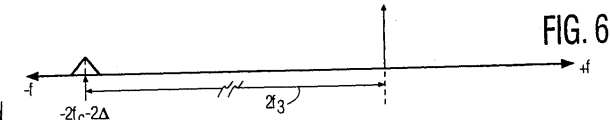


FIG. 6

【図 3】

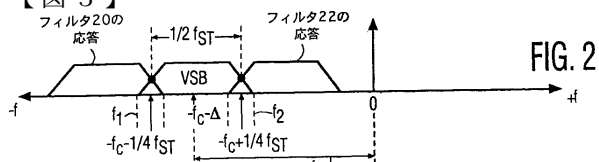


FIG. 2

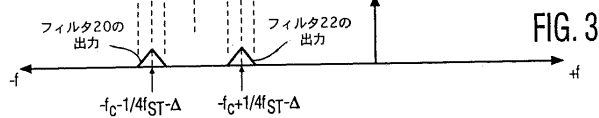


FIG. 3



FIG. 4

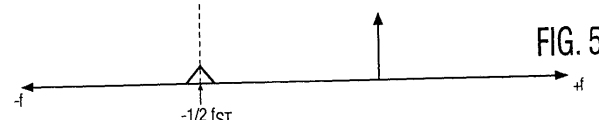


FIG. 5

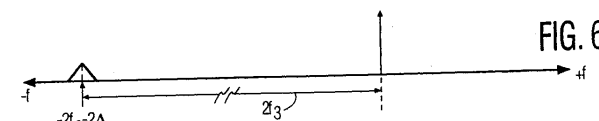


FIG. 6

【図 4】

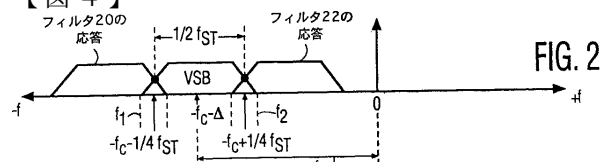


FIG. 2

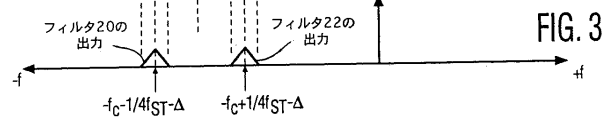


FIG. 3



FIG. 4

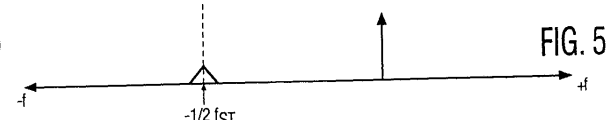


FIG. 5

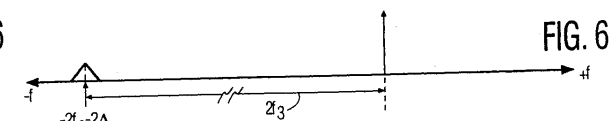
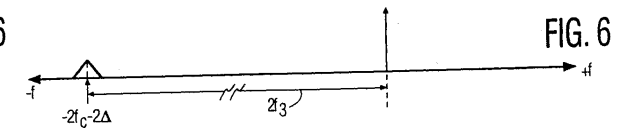
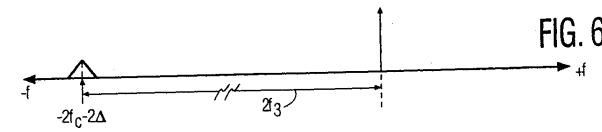
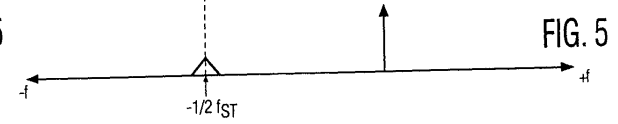
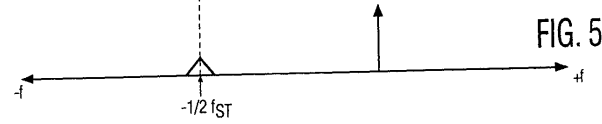
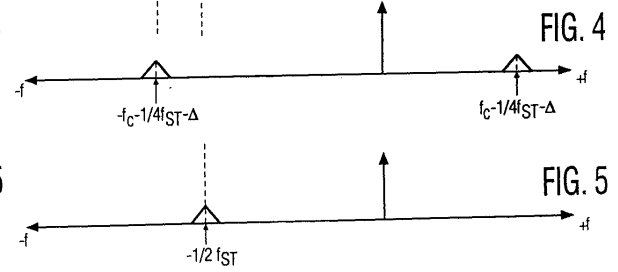
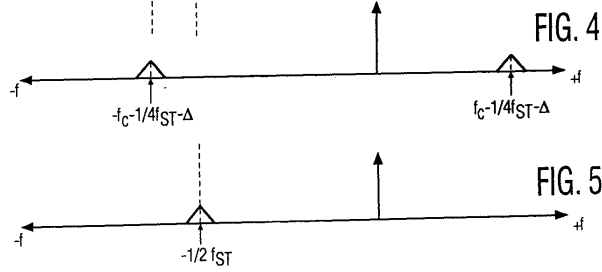
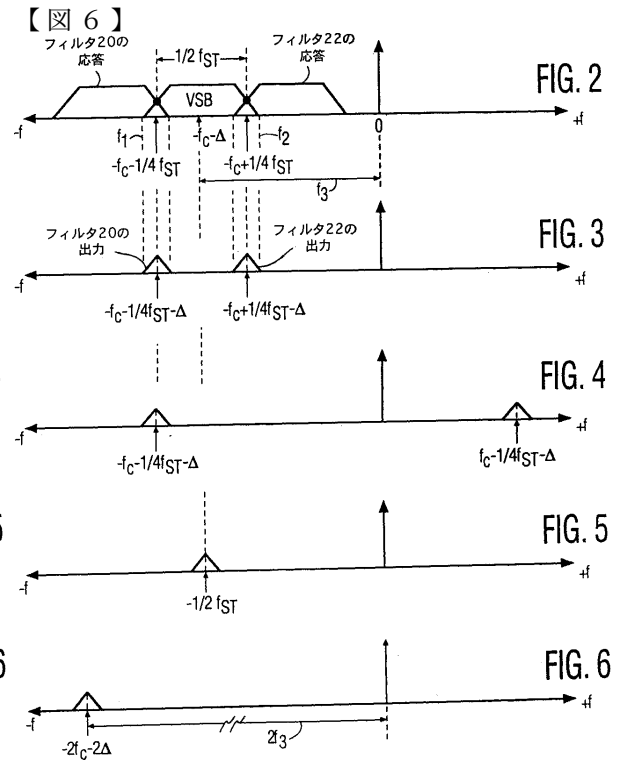
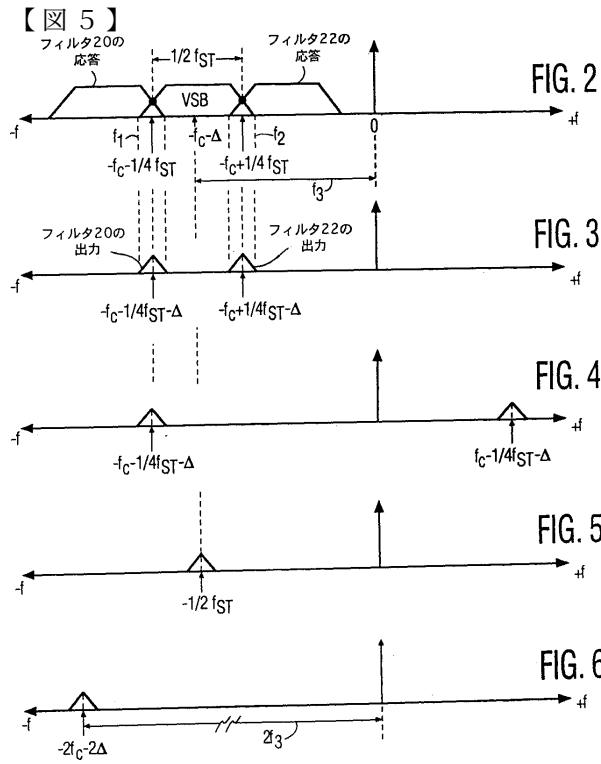


FIG. 6



フロントページの続き

(72)発明者 ジャフエ, スティーヴン, トッド

アメリカ合衆国 07728 ニュージャージー州 フリーホルド イーグルネスト ロード 90

審査官 伊東 和重

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H04N 5/04

H04L 27/06

H04N 5/455