

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-304816

(P2004-304816A)

(43) 公開日 平成16年10月28日(2004.10.28)

(51) Int. Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
H04 J 1/00	H04 J 1/00	5 C 0 6 4
H04 N 7/171	H04 N 7/167	5 K 0 2 2

審査請求 有 請求項の数 24 O L (全 28 頁)

(21) 出願番号	特願2004-125417 (P2004-125417)	(71) 出願人	504157943
(22) 出願日	平成16年4月21日 (2004. 4. 21)		マルチチャンネル コミュニケーション
(62) 分割の表示	特願平5-512586の分割		サイエンシズ インコーポレーテッド
原出願日	平成5年1月7日 (1993. 1. 7)		アメリカ合衆国 カリフォルニア州 92
(31) 優先権主張番号	818, 752		121 サンディエゴ スイート 150
(32) 優先日	平成4年1月8日 (1992. 1. 8)		パシフィック センター ブルヴァード
(33) 優先権主張国	米国 (US)		5910
		(74) 代理人	100073184
			弁理士 柳田 征史
		(74) 代理人	100090468
			弁理士 佐久間 剛
		(72) 発明者	ロン ディー カッツネルソン
			アメリカ合衆国 カリフォルニア州 92
			121 サンディエゴ ダンヒル ストリート 3550

最終頁に続く

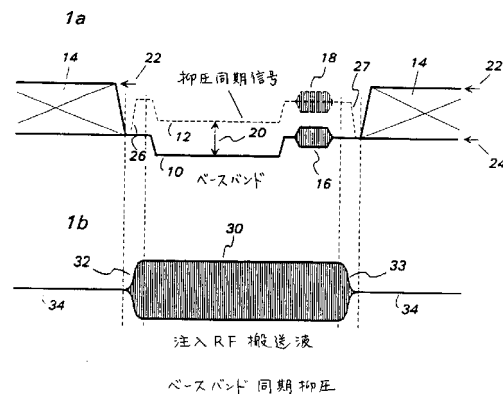
(54) 【発明の名称】 多重チャンネル直角位相変調方法および装置

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 複数のチャンネルについて、ゲート処理したコヒーレントなRF注入を行って広帯域信号を処理し、チャンネルグループ内の任意のサブセットチャンネルを選択的にスクランブル解除する多重チャンネルテレビアクセス制御装置を提供する。

【解決手段】 テレビ信号の少なくとも一部と同位相で同期した複数の高周波信号を生成し、さらに、その複数の高周波信号における直交する成分は、該高周波信号のそれぞれと一意に関係付けられた時変化ベクトルからなる波形に合わせて変調される。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数の R F 信号の各々における直交する両成分を、該 R F 信号の各々と一意に関係付けられる時変化ベクトルからなる波形に合わせて変調する装置であって、

前記 R F 信号は中心周波数 F を実質的に中心とした周波数範囲に及ぶ多重チャンネル信号からなり、

中心周波数 F に等しい周波数を有する C W 信号を発生する手段と、

第一複合ベースバンド信号と第二複合ベースバンド信号とのデジタル表現を生成する手段と、

前記第一複合ベースバンド信号および第二複合ベースバンド信号のデジタル表現を、それぞれ第一アナログ複合ベースバンド信号および第二アナログ複合ベースバンド信号に変換する手段と、 10

前記多重チャンネル信号を発生させるために、前記第一アナログ複合ベースバンド信号および第二アナログ複合ベースバンド信号に合わせて前記 C W 信号を直交変調する手段とを備え、

前記第一複合ベースバンド信号および第二複合ベースバンド信号の各々が、波形に合わせて直交変調される少なくとも 1 つの正弦波からなり、

前記波形は、中心周波数 F より高い周波数を有する R F 信号の少なくとも 1 つと一意に関係付けられる時変化ベクトルからなる波形と、中心周波数 F より低い周波数を有する R F 信号の少なくとも 1 つの一意に関係付けられる時変化ベクトルからなる波形との線形結合であり、 20

前記第一複合ベースバンド信号および第二複合ベースバンド信号の各々が、前記多重チャンネル信号により振られた周波数範囲のほぼ半分のベースバンド周波数スパンを有することを特徴とする装置。

【請求項 2】

前記時変化ベクトルの少なくとも 1 つはインパルス応答に従って得られ、該インパルス応答は前記 R F 信号の各々と一意に関係づけられ、前記多重チャンネル信号の隣接するチャンネル分離周波数と実質的に等しい周波数領域上に拡張するスペクトル密度を有することを特徴とする請求項 1 記載の装置。

【請求項 3】

前記複数の R F 信号の各々と一意に関係づけられる前記時変化ベクトルは共通インパルス応答から得られることを特徴とする請求項 1 記載の装置。 30

【請求項 4】

前記多重チャンネル信号の隣接するチャンネル分離周波数が 6 M H z であることを特徴とする請求項 2 記載の装置。

【請求項 5】

前記多重チャンネル信号の隣接するチャンネル分離周波数が 6 M H z であることを特徴とする請求項 3 記載の装置。

【請求項 6】

前記時変化ベクトルは、所定の値の組合せから選択された変化レベルに従って得られることを特徴とする請求項 1 記載の装置。 40

【請求項 7】

前記時変化ベクトルは、周期信号の変化レベルに従って得られることを特徴とする請求項 1 記載の装置。

【請求項 8】

前記時変化ベクトルの少なくとも 1 つは、インパルス応答に従って得られ、該インパルス応答は V S B 変調されるよう R F 信号を時変化ベクトルと一意に関連付けることを特徴とする請求項 1 記載の装置。

【請求項 9】

前記 C W 信号を発生する手段は、請求項 1 記載の前記装置と請求項 1 記載の少なくとも 1 50

つその他の装置との共通の手段であることを特徴とする請求項 1 記載の装置。

【請求項 10】

請求項 9 記載の装置からの前記多重チャンネル信号と、請求項 1 記載の少なくとも 1 つの他の装置からの前記多重チャンネル信号は、それぞれ別の RF 出力ポートに送られることを特徴とする請求項 9 記載の装置。

【請求項 11】

請求項 9 記載の装置からの多重チャンネル信号と、請求項 1 記載の少なくとも 1 つの他の装置からの多重チャンネル信号は、結合され、広帯域信号を形成することを特徴とする請求項 9 記載の装置。

【請求項 12】

前記広帯域信号が共通の増幅器により増幅されることを特徴とする請求項 11 記載の装置。

【請求項 13】

複数の RF 信号の各々における直交する両成分を、該 RF 信号の各々と一意に関係付けられる時変化ベクトルからなる波形に合わせて変調する方法であって、

前記 RF 信号は中心周波数 F を実質的に中心とした周波数範囲に及ぶ多重チャンネル信号からなり、

中心周波数 F に等しい周波数を有する CW 信号を発生するステップと、

第一複合ベースバンド信号と第二複合ベースバンド信号とのデジタル表現を生成するステップと、

前記第一複合ベースバンド信号および第二複合ベースバンド信号のデジタル表現を、それぞれ第一アナログ複合ベースバンド信号および第二アナログ複合ベースバンド信号に変換するステップと、

前記多重チャンネル信号を発生させるために、前記第一アナログ複合ベースバンド信号および第二アナログ複合ベースバンド信号に合わせて前記 CW 信号を直交変調するステップとからなり、

前記第一複合ベースバンド信号および第二複合ベースバンド信号の各々が、波形に合わせて直交変調される少なくとも 1 つの正弦波からなり、

前記波形は、中心周波数 F より高い周波数を有する RF 信号の少なくとも 1 つと一意に関係付けられる時変化ベクトルからなる波形と、中心周波数 F より低い周波数を有する RF 信号の少なくとも 1 つの一意に関係付けられる時変化ベクトルからなる波形との線形結合であり、

前記第一複合ベースバンド信号および第二複合ベースバンド信号の各々が、前記多重チャンネル信号により振られた周波数範囲のほぼ半分のベースバンド周波数スパンを有することを特徴とする方法。

【請求項 14】

前記時変化ベクトルの少なくとも 1 つはインパルス応答に従って得られ、該インパルス応答は前記 RF 信号の各々と一意に関係づけられ、前記多重チャンネル信号の隣接するチャンネル分離周波数と実質的に等しい周波数領域上に拡張するスペクトル密度を有することを特徴とする請求項 13 記載の方法。

【請求項 15】

前記複数の RF 信号の各々と一意に関係づけられる前記時変化ベクトルは共通インパルス応答から得られることを特徴とする請求項 13 記載の方法。

【請求項 16】

前記多重チャンネル信号の隣接するチャンネル分離周波数が 6 MHz であることを特徴とする請求項 14 記載の方法。

【請求項 17】

前記多重チャンネル信号の隣接するチャンネル分離周波数が 6 MHz であることを特徴とする請求項 15 記載の方法。

【請求項 18】

10

20

30

40

50

前記時変化ベクトルは、所定の値の組合せから選択された変化レベルに従って得られることを特徴とする請求項 1 3 記載の方法。

【請求項 1 9】

前記時変化ベクトルは、周期信号の変化レベルに従って得られることを特徴とする請求項 1 3 記載の方法。

【請求項 2 0】

インパルス応答に従って前記時変化ベクトルの少なくとも 1 つを得、該インパルス応答は V S B 変調されるよう R F 信号を時変化ベクトルと一意に関連付けることを特徴とする請求項 1 3 記載の方法。

【請求項 2 1】

さらに、前記発生した C W 信号を複数の変調器に分配するステップを有することを特徴とする請求項 1 3 記載の方法。

【請求項 2 2】

さらに、複数の多重チャンネル信号を発生させるステップと、該発生した複数の多重チャンネル信号の各々をそれぞれ別の R F 出力ポートに送るステップとを有することを特徴とする請求項 2 1 記載の方法。

【請求項 2 3】

さらに、複数の多重チャンネル信号を発生させるステップと、該複数の多重チャンネル信号を結合し、広帯域信号を形成するステップとを有することを特徴とする請求項 2 1 記載の方法。

【請求項 2 4】

さらに、前記広帯域信号が共通の増幅器により増幅されるステップを有することを特徴とする請求項 2 3 記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

本願発明は一般的なテレビ送信および受信装置に関するものであり、特に、アクティブビデオタイム(active video time)に通常の同期パルスを抑圧して複数の標準テレビ信号にスクランブルをかけたりあるいは変調し、この後、放送が認可されている複数のチャンネルが加入者のテレビ装置でスクランブル解除されるよう正規の加入者の所で選択的にスクランブルを解除する C A T V または無線放送多重チャンネル装置に関するものである。

【背景技術】

【0 0 0 2】

一般に加入契約テレビ(subscription television)、すなわち、有料テレビでは、正規に加入していない視聴者つまり特定番組の受信料を支払っていない視聴者のテレビ受信器では送信信号を見ることができないよう有料チャンネル(premium channel)のプログラム信号にスクランブルをかけて送信している。正規加入者にはスクランブル化されたテレビ信号のスクランブルを解除したりあるいはデコードする手段が設けられている。通常、このようなスクランブル解除手段は特定のチャンネルのスクランブルを解除するよう選択的にイネーブ爾できる。放送サービス業者または C A T V のオペレーターがスクランブル化したプログラムの受信料を支払った加入者の各スクランブル解除手段を選択的にアドレス指定して上記のイネーブ爾動作を遠隔的に行うことができる。

【0 0 0 3】

テレビのスクランブル化で一般的に用いられている技術は同期抑圧技術というもので、水平および垂直同期パルスの R F レベルを映像の R F レベルよりも低くなるよう抑圧して標準的なテレビ受信器では規則正しい同期をとれないようにし、その代わりに受信中の映像の R F ピークに間違っテロックさせるもので、これによりテレビ受信器に作りだされる映像を読み取り不可能なものにする。また、テレビ受信器の水平同期パルスに関連するカラー基準バーストの使用能力も著しく劣化し、この結果、テレビ装置のカラー再生に歪が生じたり、あるいは、カラー回路が機能しなくなってしまう。特許文献 1 や特許文献 2 や

10

20

30

40

50

特許文献3や特許文献4には同期抑圧装置の従来例が開示されている。これらの装置では、水平同期レベルをグレーレベルまで抑圧または減少させ、さらにキー制御信号をスクランブル化テレビ信号(scrambled television signal)と一緒に送信して正規の加入者の所で正しい同期レベルの再構成または再生するのを制御して受信器にスクランブルが解除された通常のテレビ信号を出力させる。例えば、特許文献2では適当な同期挿入制御信号を用いて音声副搬送波を振幅変調している。特許文献4では、テレビ信号の垂直帰線消去期間(VBI)に通常の同期信号を送信して受信器のタイミング回路をテレビ信号の水平成分にロックさせて正規加入者のスクランブル解除装置で水平同期を再構成している。このタイミング回路を用いて水平帰線消去期間(HBI)をゲート制御すると複合ベースバンド映像信号中の水平同期パルスの復元が簡略になる。

10

【0004】

同期抑圧装置は通常は2通りある方法のうちいずれか1つの方法で動作する。つまり、特許文献2にあるように第1の方法としては、水平帰線消去期間(HBI)(場合によっては垂直帰線消去期間VBIでも)に変調RFテレビ信号を例えば6Dbのように周知な固定値だけ減衰させる方法である。正規のスクランブル解除装置では、実際の映像部分で同じ値だけ受信したRF信号を減衰させて信号のスクランブルを解除する。送信器側での変調処理の後と受信器側での復調処理の前のRFステージでスクランブル化処理とスクランブル解除処理が行われるためこの方法は「RF同期抑圧」方法として知られている。第2の同期抑圧方法は「ベースバンド同期抑圧」方法として知られており、この方法では水平帰線消去期間(HBI)に、ゲート制御された周知のオフセットレベルをベースバンド映像信号に付加して水平同期信号を抑圧する。正規のスクランブル解除装置では、水平帰線消去期間(HBI)に復調映像信号から同じオフセットレベルを減算して水平同期信号レベルを正常値に復元する。ベースバンド同期抑圧装置の例が特許文献4に開示されている。

20

【0005】

上記従来のRFとベースバンド同期抑圧スクランブル解除装置はいずれも、加入契約テレビサービス業者(subscription television service provider)で使用しているCATV帯域あるは無線放送チャンネル全体を網羅できるテレビチューナーや復調器(コンバーターと呼ぶ場合もある)にタイミング回路とスクランブル解除回路を組込んだものである。RF同期抑圧装置では、コンバーターのIF段やテレビチャンネル3または4などの固定RF出力チャンネル周波数でゲート制御減衰を行うことでスクランブルが解除される。このように、いずれの場合も、1つのチャンネルのチューニングおよびスクランブル解除を一度に行い、かつ、このチャンネルを地方放送局で使用していない3または4のいずれかのチャンネル(出力チャンネル)に変換することが可能なコンバーター・スクランブル解除器が加入者側のテレビに装着されている。加入者のテレビ装置を常にコンバーター・スクランブル解除器の出力チャンネルに同調したままにしてチャンネルの選択をコンバーター・スクランブル解除器で行うようにしてもよい。

30

【0006】

加入契約テレビサービスでは、スクランブルのかかったチャンネルを複数同時に幾つものチャンネルで送信している。しかしながら、上述したように、従来コンバーター・スクランブル解除器では一度に1つのチャンネルしか処理することができない。これはつまり、スクランブルのかかった有料チャンネルを複数受信する資格のある契約家庭でこれら複数のチャンネルサービスを同時にスクランブル解除できないということである。従って、例えば、父親はチャンピオン戦のような「1回の番組視聴毎に料金を支払う(pay-per-view)」イベントを観戦したく、一方、子供達は第2のテレビでディズニーチャンネルを観たいような場合は一家に2台のコンバーター・スクランブル解除器が必要になる。さらに、同じ時に母親がHBOで放映している映画を録画したい場合には、ビデオカセットレコーダー(VCR)と一緒に第3のコンバーター・スクランブル解除器を使用しなくてはならない。このように従来単一チャンネルスクランブル解除技術には明らかに問題がある。

40

50

【0007】

アメリカでテレビのある家庭のほとんどは、「ケーブル対応(Cable ready)」テレビ装置がVCRテレビ装置を備えている。「ケーブル対応装置」とは、加入者側で有線放送チャンネル周波数だけでなく全てのCATVチャンネルに同調できる拡張周波数同調能力を備えた消費者用テレビ装置と理解するとよい。アメリカで販売されているケーブル対応装置の大半は、ステレオ放送番組や二重音声放送番組(SAP)を受信できる多重音声機能や、チャンネル切換えだけでなく音量や消音を制御できるリモートコントロールなどの機能が付加されている。この他に、ケーブル対応テレビ装置の中には、主画面で1つの番組を観ながら主画面の中にはめ込み表示された別の番組も同時に観ることが可能な子画面(PIP)表示能力も備えたものもある。このケーブル対応装置は家の中に引き込まれたケーブル端子(cable drop)に直接接続すると、加入者はコンバーターがなくてもスクランブルがかかっていないチャンネルは全て受信および録画することができ、上述した装置の特別な機能を用いてこのようなスクランブルのかかっていない信号を受信できる。有料チャンネルへのアクセスを制御する手段としてCATV装置で信号にスクランブルをかける方法を用いると問題がある。

10

【0008】

このような状況、つまり、テレビ装置にはコンバーター・スクランブル解除器の出力チャンネルが入力されている場合には、コンバーター・スクランブル解除器は所望のチャンネルに合わせながらもテレビ装置は常にチャンネル3(または4)に合わせたままである。このように、テレビ装置の購入時に付いていたりリモートコントロール装置は使用されず、コンバーター・スクランブル解除器用に別にリモートコントロールユニットを購入しなくてはならない。また、従来のベースバンドコンバーター・スクランブル解除器の多くは複合MTS音声番組データ(program material)を通過させることができず、従って、テレビ装置にはMTSを受信する能力があってもステレオ信号やSAPが失われてしまう。近年、このような問題に対して様々な取り組みがなされており、この中には特許文献5 Longの米国特許No. 4,630,113に開示されているようにステレオバイパス動作モードが含まれている。これは、残念ながら、コンバーターの遠隔音量制御を不能にするか、あるいは、その代わりにコンバーター側でステレオ信号をデマトリックス処理および再処理し、この結果、ステレオ分離とコンパウンダー機能が劣化してしまう。従来のRF同期抑圧スクランブル解除器は水平ラインの周期で別途振幅変調しながら音声副搬送波を通過させ、これによりテレビ装置でAMまたはFM効果を出しているため従来のRF同期抑圧スクランブル解除器はMTS音声機能を劣化させる傾向がある。このような音声の劣化作用は非特許文献1や、非特許文献2で論じられている。最後に、新型のテレビ装置のPIP機能では複数のチャンネルを同時にテレビで受信することが要求されるが、このような要件を満たすことは現在の従来型コンバーター/スクランブル解除器には明らかに不可能である。当然のことながら、これら全ての課題も従来の単一チャンネルスクランブル解除技術の問題点になっている。

20

30

【0009】

この業界では上述したような問題はひとまとめにして「CATV消費者インターフェース」問題として知られている。これらの消費者インターフェース問題は消費者と同様にCATVのオペレーターにも困難をもたらしていることを示した一連の証拠があり、この証拠の数はますます増加している。この点に関し、大衆の利益についての具体的な証拠としては、「1991年ケーブル対応装置法」と呼ばれる法律がある。この法律はアメリカ合衆国上院法案S. 2063として上院議員Patrick Leahyが近年提唱したもので、上院議会記録、1991年、11月26日、18377-18380頁に掲載されている。Leahyの法案は上記のCATV消費者インターフェース問題の解決を促すものと考えられている。

40

【0010】

すぐに分かることであるが上記の問題に対する最も望ましい解決策は、スクランブル解除状態(つまり、クリアな状態)で視聴することを認められたチャンネル全てを搬送する

50

ケーブル端子を加入者側に設けておくことである。適切な広帯域RF信号分離手段多重ケーブル対応テレビ装置や多重ケーブル対応VCRを用いて加入者は接続を行うことができ、テレビ装置等を購入した時に付いている消費者用機能を全て自由に使用できる。CATV装置では加入者が受信料を支払っていない別のチャンネルも流されているため、加入者に認められたチャンネルと受信料を支払った特別企画だけを加入者がアクセスできるようにする有効な手段が必要である。

【0011】

従来の単一チャンネルスクランブル解除技術を用いて各加入者に同時に多重チャンネルのスクランブル解除を行おうとすれば、従来のスクランブル解除手段ではスクランブルのかかった1つのチャンネルだけに同調されており、そのチャンネル専用になっているため、各加入者は複数台のスクランブル解除手段を設けておかななくてはならない。このようなスクランブル解除器の出力を別のチャンネル周波数に割当て、ダイプレクサー(diplexer)を用いて解除器の出力をスクランブルのかかっていない全てのチャンネルに結合しなければ加入者宅ではクリアな広帯域多重チャンネル信号サービスは得られない。このような構成では加入者1人当たりの価格 = 処理するチャンネル数 × スクランブル解除器1台当たりのコスト、となり大変高価なものになってしまうことは明かである。

10

【0012】

このように、スクランブルのかかった複数のチャンネルの中で加入者が加入契約をしているチャンネル、すなわち、任意のサブセットをスクランブル解除し、同時に、加入契約で認められたチャンネルは全て「クリア」な状態で供給され、また、契約していないスクランブルチャンネルは全てスクランブルのかかった状態で家庭内に送られたり、あるいは、好ましくは「海賊版」装置による不当なアクセスを防ぐよう別の保護手段を講じた状態で供給されるようスクランブルのかかっていない基本チャンネルと一緒に複数のスクランブルのかかった信号を家庭へ供給する低価格の有効な装置が必要とされてきた。

20

【特許文献1】米国特許No. 3, 184, 537

【特許文献2】米国特許No. 3, 478, 166

【特許文献3】米国特許No. 3, 530, 232

【特許文献4】米国特許No. 4, 222, 068

【特許文献5】米国特許No. 4, 630, 113

【特許文献6】米国特許No. 5, 125, 100

30

【特許文献7】米国特許No. 4, 099, 123

【非特許文献1】1984年6月3 - 6日にラスベガスで行われた第33回NCTA年会の技術報告J. O. Farmerの「テレビ上に取付ける(set-top)タイプの最新型端末の操作特性」

【非特許文献2】消費者用電子機器に関するIEEEの会報Vol. CE-30, 1984年8月、489 - 502頁

【非特許文献3】Ted Rzeszewskiの「カラーテレビジョン」IEEE、1984年出版の63 - 91ページの「非線形振幅関係とガンマ補正」の章

【非特許文献4】R. Lucky, J. Salz and E. J. Weldonらによる「データ通信の基本」McGraw-Hill, New York, 1968年出版

40

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0013】

本願発明は、複数のチャンネルに映像スクランブルをかけた加入テレビシステムに関するものである。加入者の受信権限に従ってアドレス可能な複数の選択チャンネルのスクランブルを解除したり、また、これらのチャンネルに対して他のアクセス制御機能を実行する広帯域多重チャンネル同時処理システムが開示されている。

【0014】

本願発明の第1の目的は、上記のようなタイプの多重チャンネル同時スクランブル解除システムを提供し、加入者のテレビ装置およびVCRに内蔵されているケーブル対応機能

50

やその他の消費者用機能を加入者が完全に利用できるようにすることにある。

【0015】

本願発明の第2の目的は、スクランブル解除したチャンネルやスクランブルのかかっていないチャンネルの音声または映像信号のいずれにも雑音成分や歪がほとんど入らない上記のタイプのスクランブル化およびスクランブル解除システム、つまり、映像品質が劣化せず、M T Sステレオなどの機能が低下したり影響を受けることのないシステムを提供することにある。

【0016】

本願発明の第3の目的は、C A T Vシステムのオペレーターが、現在使用中の従来型システムから、安全性がさらに向上したヘッドエンドを起点とする(head end originated)安全機構を備えた記号化を基本とする(encryption based)新規な多重チャンネルビデオスクランブル方法へ移行できるようにする加入テレビアクセス制御装置を提供することにある。このシステムでは、取付けられた本願発明のアクセス制御装置から正規加入者すべてに供給されるチャンネルについて上記の符号化を基本とするセキュリティシステムへ移行させることができる。

10

【課題を解決するための手段】

【0017】

上記およびその他の目的を達成するため、複数の振幅変調テレビ信号からなる広帯域信号の処理方法は、テレビ信号の少なくとも一部と同位相で同期した複数の高周波(R F)信号を生成する段階であって、生成した前記複数のR F信号の各信号はフェーザー値(phase value)を有しているところの高周波信号生成段階と、前記広帯域信号を前記生成R F信号に結合させ、また、前記テレビ信号と前記高周波信号の関係が略一定に保たれるよう前記テレビ信号の対応フェーザー値に応じて前記複数の生成R F信号の各フェーザー値を調整する段階とからなることを特徴とする。

20

【0018】

上記目的および下記の説明で述べるその他の目的を達成するため、本願発明は添付の請求項に請求されており、かつ、以下の詳細な説明で説明されており、また、添付図面から考えられるテレビアクセス制御装置に関するものである。

【発明を実施するための最良の形態】

【0019】

本願発明の目的は広帯域の形で加入者に全てのチャンネルサービスを提供することであり、また、特定のチャンネルだけをスクランブル解除および変調することにあるため、本願発明では単一のチャンネルをフィルタ処理したり同調させる技術ではなく、選択したチャンネルだけを变調(スクランブルを解除する)するよう広帯域信号を付加する技術に着目している。まず初めに、ベースバンド同期抑圧とR F同期抑圧の両方のスクランブル化はともに、R F域において線形な変更プロセスを構成する。この線形なプロセスは抑圧が行われるランキングの期間だけ機能する。このことは、2つのスクランブル化の各プロセスに対して、適当な開始時間、期間、振幅エンベロープ、周波数および位相を有する付加的なR F信号パルスが存在しており、このためこのR F信号パルスをスクランブル化されたR F信号に付加するとR Fテレビ信号は通常の同期信号を有したものとなり、スクランブルが解除されることを意味している。

30

40

【0020】

図1 aはベースバンド同期抑圧システムにおける水平帰線期間(H B I)のベースバンド映像信号を示している。図からも分かるように、H B I期間にスクランブラーで振幅20のベースバンドオフセット信号を付加することにより通常の同期信号10は抑圧され、これにより抑圧同期信号12が生成される。一方、有効映像信号(active video signal)14は変更されていない。さらに、図1 aから分かるように、カラー基準バースト信号16は変更されてなく、同図に示す大きさ20のオフセットレベルに重畳されているだけである。テレビ変調技術に精通した者には周知のことであるが、同期レベル10(I R E単位 - 40)はR F振幅のピークに相当しており、一方、映像の白レベル22(I R Eレベ

50

ル100)はRF振幅、すなわち、RF振幅のピークの12.5%に相当する。このように、RF領域の反転変調スケールでは、ベースバンドにおけるHBI期間にゲート処理されたオフセットレベル20は、スクランブルがかかっていないRFテレビ信号から図1bのRFパルスを引き出した値に等しい。このRFパルスの周波数と位相はテレビ信号の画像搬送波のものに等しい。従って、12に相当するベースバンド同期抑圧信号をスクランブル解除状態に復元するには、図1bのHBIと時間的に一致した水平同期反復度を有し、かつ、適切な振幅30を有し、また、スクランブル解除信号が得られるよう映像搬送波と同相であるコヒーレントなRFパルス列を付加することが考えられ、スクランブルが解除された信号のベースバンドを10で示す。アクティブビデオタイム34には、RF信号はほとんど存在しない。

10

【0021】

当然のことながら、このようなRFでの付加(以下、「コヒーレントRF注入」と称す)は、信号のスクランブルがほぼ解除されるよう振幅、位相、タイミングをかなり正確に行わなくてはならない。例えば、アメリカのCATVマーケットで用いられている共通ベースバンド同期抑圧システムは特許文献4にほぼ準じたものであり、このシステムではベースバンドの同期レベルシフト20は70IRE単位に設定されている。このように、標準的なテレビ変調スケールを用いている場合には、スクランブルを解除するのに必要な同相コヒーレントRF注入レベル30は、信号の中のスクランブルのかかっていない部分のピークRFレベルの44.75%に相当する振幅を有してはならないことが分かる。このような注入RFパルスのレベルに多少のエラーがあってもテレビ受信器の同期には影響がなくスクランブル解除された番組は満足して見ることができる。しかしながら、テレビ装置の黒レベルにエラーが発生する可能性がある。これは、ほとんどのテレビ装置は、カラーバースト16の期間に0IREレベル24をサンプリングすることによりテレビ装置の映像基準黒レベル(black vide reference level)を設定するためである。しかし、周知のRS-170A規格に具体的に記載されている一般的な映像仕様では黒レベルの誤差を最大 ± 2 IREまでの一定のエラーを考慮している。このエラーレベルは許容できるもので、実用的な目的では検出されないレベルである。

20

【0022】

同様に、RFパルスの注入位相は、映像搬送波の位相の約 $\pm 6^\circ$ の範囲でなくてはならない。注入RF振幅は抑圧された同期信号の振幅にほぼ等しいため、注入位相のエラーによりHBI期間の映像搬送波の全体的な疑似位相変調の誤差は $\pm 3^\circ$ 以下となる。位相誤差を $\pm 3^\circ$ 以内にしないのは次の2つの別々の理由による。すなわち、まず第1の理由としては、テレビ放送工業技術の実務では、はっきりと分かる程度のインターキャリヤ可聴バズあるいはMCSステレオ歪を発生させないよう「寄生位相変調(incidental phase modulation)」（ICPM）は 3° を越えないようにしているためである。第2の理由としては、位相エラーが発生するのはHBI期間、つまり、カラー基準バースト信号16が受信される期間だけでアクティブビデオタイム14の期間ではない。HBI期間のRF位相シフトは検出カラー基準信号に同等のベースバンド位相シフトを引き起こすため、アクティブビデオの期間に検出された色信号にカラーエラーが発生してしまう。Hazel tine CorporationのD. LoughlinはNTSCテレビ信号において許容できるカラー基準位相エラーを評価する主観試験を行っており、非特許文献3にこの試験が報告されている。この非特許文献3の図11-27には、(少なくとも約80%の観測者は) $\pm 3^\circ$ の位相エラーを認めることができなかつたことが示されている。

30

40

【0023】

上述の許容振幅および位相エラーの大きさに基づいて、必要な正確さを有し、かつ、コヒーレントに注入されたスクランブル解除用RF信号は、所望の注入RF信号に比べて-20Dbを越えない大きさの、注入RFのフェーザーエラーを有する理想的なエラーレス注入信号であることを特徴としている。後から分かるように、この許容エラーレベルにより複数のチャンネルの同時注入を行う本願発明の低価格実施例の実現が容易になる。

50

【 0 0 2 4 】

次に図 1 a を参照する。この図では、ベースバンドでの水平映像ラインごとに同期抑圧の開始および終了をレベル変動 2 6、2 7 でそれぞれ示している。スクランブラ側でのこのようなベースバンドの変動が起こる期間は 2 0 0 ナノ秒を越えない程度であり、4 . 2 M H z の標準的なテレビ映像帯域幅に許容されている。このような信号のスクランブルの解除においては、図 1 b の R F パルスのコヒーレントに注入して本願発明のスクランブル解除器で同期オフセットレベルが取り除かれる時に前記変動時間を整合させるのが好ましい。ここで、注入 R F パルスの開始および終了期間は 3 2 と 3 3 でそれぞれ示している。このように、これらの期間はそれぞれ 2 0 0 ナノ秒を越えないのが好ましい。

【 0 0 2 5 】

図 1 b の注入 R F エンベロープのパルス整形を画像帯域幅を有した振幅パルス変調器で行う場合は、高速立ち上がり時間 (fast rise-times) 3 2 と 3 3 で映像搬送波周波数の上および下へ最大 4 . 2 M H z の幅の 2 つの側波帯スペクトルが生成される。この注入信号の上側側波帯は、残留側波帯変調 (V S B) で送信される所望の通常のテレビ帯域幅内に納まる。しかし、この注入信号は広帯域結合器の受信信号と結合していると考えられているため、注入信号の下側側波帯は下側の隣接テレビチャンネル、特に、スクランブル解除したチャンネルの映像搬送波よりもわずかに 1 . 5 M H z だけ低い帯域にある下側隣接テレビチャンネルの音声副搬送波に干渉している可能性がある。仮に、3 2 と 3 3 の変動時間を逆に長くして振幅変調パルスのスペクトルの幅を 1 . 5 M H z 以下にすると、スクランブル解除した映像信号にはマイクロ秒のレンジのフロントおよびバックポーチ変動部 (front and back porch transients) が含まれることになり、このフロントおよびバックポーチ部分は水平同期信号 1 2 の先端部またはスクランブル解除した信号のアクティブビデオタイム 1 4 を干渉してしまい、このため、加入者には低品質の映像信号が出力されてテレビ装置での水平同期が狂ったり、あるいは、映像クランピング動作が安定しないといった問題が起こる。

【 0 0 2 6 】

周波数領域や時間領域でのこれら 2 つの相反する要求は、下側側波帯スペクトルの広がりを除いたテレビ送信において、高速に画像を遷移できる、すなわち、スクランブルがかかった信号に R F が結合する前に遷移点 3 2 と 3 3 で V S B 変調技術を用いることができる方法へ切り換えることで解決できる。この方法により、高速ベースバンド変動に関連した最大 4 . 2 M H z の広いエネルギーを含む上側側波帯をテレビ受信器で処理することができ、下側隣接チャンネルに接することがなくなる。注入信号の V S B スペクトル整形を容易にするデジタル装置は以下の項で詳細に説明する。

【 0 0 2 7 】

上記のゲート処理したコヒーレント R F の注入は、スクランブルの解除以外の目的にも利用することができる。本願出願では、正規の加入者でない者に対してチャンネル単位で信号を拒絶する技術を実行する対策も講じている。スクランブル解除の場合とは対照的に、信号を拒絶する場合は、図 1 b に示すゲート処理したコヒーレント R F の注入をテレビ信号の映像搬送波の位相とは逆の位相で行うことができ、これにより同期信号は抑圧されたりあるいは無効になり、もし R F 注入が十分なレベルで行われる場合は、H B I 期間に受信したテレビ信号の R F 位相は逆になる。この方法では、「海賊版」デコーダーが同期信号を再構成するのを防ぎ、また、テレビ装置のインターキャリヤー音声検出器の位相が不連続になるため、不正加入者に対する安全性が向上する。これにより、テレビ装置によっては可聴バズやさらには可聴ノイズマスキングが流入する。上記のタイプの信号拒絶を行うためのコヒーレント R F 注入も、もしかしたらスクランブルのないクリアな状態、あるいは、スクランブルの解除が認められているかもしれない下側隣接チャンネルが干渉されないよう V S B 遷移変調 (VSB transition modulation) を用いて H B I 期間にゲート処理をしなくてはならない。

【 0 0 2 8 】

上記のように、コヒーレント注入による R F でのテレビ信号の処理は、単一チャンネル

10

20

30

40

50

環境(context)で論じてきた。RF注入技術を使用する主な理由は、この新規な同時処理を複数のチャンネルに対して行うことにある。これは、スクランブル解除または同期拒絶(sync denial)のいずれかが必要な周波数でコヒーレント注入を行うということである。

【0029】

図2aは、CATVシステム上を搬送されて本願発明の多重チャンネルスクランブル解除器に入力される入力信号の広帯域スペクトルの一部を示している。各テレビチャンネルは、映像搬送波40と映像搬送波40から4.5MHz離れた音声副搬送波42で構成されている。チャンネルの間隔48は6MHzである。図から分かるように、テレビ信号のスペクトルは、上側の側波帯VSBが変調されているので映像搬送波周波数を中心にして非対象的になっている。図2aでは、CATV配線を2種類のチャンネルが送信されているのが分かる。第1の種類のチャンネルは、スクランブルのかかっていないチャンネル46で、このチャンネルはどの加入者でも見ることができ、従って、処理は不要であることが分かる。第2の種類のチャンネルは同期抑圧スクランブル化チャンネル44でSの文字が付与されている。この場合、有料チャンネル44の一部を加入者が購入していると仮定する。この購入した部分のチャンネルは44'で表す。従って、図2bにはこの加入構成(subscription configuration)に相当する必要なRF注入スペクトルが概略的に示されている。図2bの各信号は本願発明の多重チャンネルスクランブル解除器で生成され、また、図2aと同じ周波数の各伝送映像搬送波に位相同期結合されているものとする。図2bの広帯域複合信号はコヒーレントに注入され、図2aの広帯域入力信号と線形に結合して図2cに示す複合広帯域信号を生成する。この複合広帯域信号は加入者に送られ、加入者はこのチャンネルを楽しむことになる。注入信号50と52は、図1bに示したタイプの時間領域プロフィール(time domain profile)を有したVSB注入信号で構成されている。注入RF信号50は、対応するスクランブルのかかった入力信号44'に同相で注入され、これにより、スクランブルの解除が行われ、同時に図2cのクリアなチャンネル60が生成され加入者に出力される。これに対して、注入RF信号52は、異なる位相で注入されるため、同期が無効になったり、あるいは、同期位相反転(sync phase reversal)のような他の信号拒絶効果が生じる。このため、テレビ信号62は目でみることができず、不正加入者には利用できなくなる。しかし、この結合システムの広帯域特性のため、他のクリアな信号60は全て加入者に供給される。

【0030】

注入信号50と52は、図1bに示すように、時間プロフィール(temporal profile)が全て同じであるため、もしこれらの信号全てが同時に必要な場合、つまり、図2aのチャンネルグループの全テレビ信号のHBIが時間的に何度も一致するような場合は、グループとして簡単に同時生成することができる。映像チャンネルのグループ内で相対時間がこのように一致する現象は「フレーム同期」映像ソース("frame synchronous" video sources)と言って当業者には良く知られているものである。この状態は、マスター映像同期ソースにゲンロックされた(genlocked)映像を出力する映像フレーム同期化回路で各チャンネルを変調する前にCATVヘッドエンドで得ることができる。

【0031】

本願発明の好適実施例を以下に説明する。この例では、増分関連搬送波(IRC、incrementally related carrier)または調和関連搬送波(HRC、harmonically related carrier)チャンネル計画に従って映像搬送波周波数割当(picture carrier frequency assignments)や制御を行うCATVシステムにおいて、少なくとも本願発明により現在処理中の帯域のチャンネル部分内では他の加入者注入発生器(subscriber injection generator)をかなり簡略化できることが分かる。本願明細書では、このような状況のもとで、グループ内で最も近接したいずれか2つのチャンネルを分割する増分周波数(incremental frequency)48に等しい基本周期を有した周期信号から図2bの複合RF信号を生成することについて説明する。本願発明者の特許文献6やこの中で引用しているFinalayet a l.の特許文献7に開示されているように、このような位相同期状態は、適切なIRCまたはHRC楕円信号にチャンネルグループ内の全ての変調器を位相同期させるこ

10

20

30

40

50

とによりCATVヘッドエンドで得ることができる。

【0032】

本願発明の第1の好適な態様を図3に示す。ヘッドエンド映像フレーム同期やIRCまたはHRC搬送波位同期を上述したように行っているものと仮定する。全ての送信チャンネルが含まれた広帯域入力信号がライン100に到達する。広帯域信号のパワーの一部はパワースプリッター102を介して広帯域増幅器104に接続される。加入者に正当な権利がある場合は、RFスイッチ106は閉になり、図2aに相当する増幅広帯域信号が方向性結合器107に供給される。図1bに相当する時間プロフィールをそれぞれ有した図2bに相当する注入信号はライン114を介して方向性結合器108により増幅広帯域信号に結合され、その結果、図2cの複合信号がライン109に出力される。ライン109上の広帯域信号は指向性タップ110を経て加入者ポート112に出力される。ライン114に注入される複合信号を構成している図2bの注入信号50と52はデジタル広帯域信号発生器136で生成されてRFスイッチ116に供給される。注入が必要な期間は、RFスイッチ116は図に示すように117の位置にある。

10

【0033】

デジタル広帯域信号発生器136は、ライン146に出力される中心ローカル発振器周波数(a center local oscillator frequency)を中心とする6MHzグリッド(grid)上の周波数点からなる任意のサブセット(組合せ)に位置する信号50と52を生成することができる。これらの信号は、直角位相変調器138で生成され、適切なベースバンド信号と共にライン161と162へ出力される。また、これらの信号は、ローパスフィルター164と166の遮断周波数を越えない、片側の帯域幅を有している。このようにして生成された信号は、広帯域増幅器124で増幅され、バンドパスフィルター174の中の適切なSAWバンドパスフィルターを介して広帯域増幅器120とRFスイッチ116へ供給される。ライン161と162に供給されるベースバンド信号は時間関数であり、以下 $B_1(t)$ と $B_2(t)$ で表す。これらのベースバンド信号は、RAM171と172の内容に基づいてデジタル/アナログ変換器(DAC)168と170のそれぞれによりデジタル生成される。ローパスフィルター164と166は、バンド調和阻止(band harmonic rejection)とエイリアジング防止フィルター処理(antialiasing filtering)を行う。DAC168、170とRAM171、172のクロックを駆動するクロック周波数がライン148に供給される。このクロック信号によりRAMアドレス発生器150も進み、これにより適当なRAMデータ内容がDAC168と170にそれぞれ順次ロードされる。隣接する2つのチャンネル間の基本周波数の増分(fundamental frequency increment)48の十分な大きさの整数倍となるようクロック周波数を設定する。6MHzのチャンネル間隔の場合は、クロック周波数を72MHzになるよう選択することができる。これによりナイキスト周波数36MHzに近いベースバンド信号のデジタル生成を行うことができる。実際のローパスフィルター設計では、図2に示すような9チャンネルからなるグループ用の注入信号を簡単に生成することができる。

20

30

【0034】

図1bにおいて、期間30では注入信号の振幅と位相は一定であり、RF信号の付加処理が必要な各搬送周波数を有する搬送波にCW正弦信号を注入しなくてはならない。ライン146上の直角位相変調器138へ出力しているローカル発振器は、サブシステム142に内蔵されている注入同期発振器(ILO, injection locked oscillator)または位相同期ループ(PLL, phase locked loop)発振器によりライン140に到達するチャンネルのグループのセンター搬送波に位相同期されるものと仮定する。さらに、ライン148上のクロック信号(この例では72MHz)も同様に、基本増分周波数48(この例では6MHz)の整数倍であるライン140上のパイロット信号に位相同期されるものと仮定する。直角位相変調器138での直角位相変調処理の線形性により、必要な信号 $B_1(t)$ と $B_2(t)$ は、それぞれ6MHzの整数倍の周波数を有した正弦波を線形に結合させたものでなくてはならない。従って、この期間は、 $B_1(t)$ と $B_2(t)$ は6MHzの周波を有した周期波形であり、このため、各信号を、M個のサンプル(本願の例ではM =

40

50

72 MHz / 6 MHz = 12) を用いて、離散的な時間で表現することができる。従って、134に任意のCW周波数グリッドを生成するには、RAMアドレス発生器150は期間30のあいだにRAMアドレスを繰り返し走査するだけでよい。生成された注入搬送波の固有振幅と位相は、B1RAM内の12個の走査されたサンプルとB2RAM内の12個の走査されたサンプルの値に基づいている。

【0035】

RF域では、ライン134の生成された各搬送波出力は2つの直角位相成分(quadrature components) IとQに分解できる。グループのローカル発振器に同期しているセンター搬送波から分離した、問題になっている特定の搬送波に相当する6MHzの高調波のベースバンドの次数を係数" k "を用いて示す。このように、いずれの所定" k " (最大N値まで)の場合にも、生成することができる2つの側波帯成分があり、これらは2つの別々のチャンネルに相当する。4項の列ベクトルによって表される、所望の直角位相成分(quadrature components) I_k^+ 、 Q_k^+ 、 I_k^- 、 Q_k^- が与えられると、ベースバンド信号B1(t)とB2(t) (各サンプル時間tにおける2項の列ベクトルによって表される)は次のベクトル式のように求められる。

10

【式1】

【0036】

$$\begin{bmatrix} B_1(t) \\ B_2(t) \end{bmatrix} = \sum_{k=0}^{k=N} \begin{bmatrix} \cos(2\pi k \frac{t}{M}) & \sin(2\pi k \frac{t}{M}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(2\pi k \frac{t}{M}) & \sin(2\pi k \frac{t}{M}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_k^- \\ Q_k^- \\ I_k^+ \\ Q_k^+ \end{bmatrix}$$

20

式(1)の任意のRF位相基準座標系を用いれば、 I_k^+ と Q_k^+ はそれぞれ周波数係数" k "における上側側波帯のRF注入信号の同相直角位相成分に相当し、一方、 I_k^- と Q_k^- は周波数計数" k "における下側側波帯の同相直角位相成分に相当する。パラメータ" t "は離散的な時間変数であり、1からMまでの整数値をとるものとする。k=0の場合、両側波帯は単一センター搬送波の1/2づつが縮重し、この両側波帯について式(1)は2項ベクトル(2 entry vector)と2x2行列の式に減縮される。

30

【0037】

I_k^+ 、 Q_k^+ 、 I_k^- 、 Q_k^- の必要な生成値に基づいて式(1)にほぼ準じて演算を行うことにより、デジタル信号プロセッサとマイクロコントローラ(DSP/μC)152は必要なサンプルB1(t)とB2(t)を評価し、データバス154を介してRAM171、172へこれらを格納する。先に示したように、式(1)の一番右端側の列ベクトルに相当する注入信号が、正しい位相および振幅で供給される必要があり、そうすればライン109に着目した場合に注入信号は同じライン109への入力信号とフェーザ値が等しくなる。このため、本願発明は、フェーザの測定および分析の手段を提供するものであり、この手段はコヒーレント注入を行う装置と同じ装置手段、すなわち、デジタル広帯域信号発生器136で構成するのが好ましい。これにより、これら2つの機能は、所定のビデオタイミングスケジュールに従って時分割され、時分割および測定は、スクランブル解除すなわちRF注入の必要ない期間に行うことができる。このような測定やフェーザ分析は、有効なビデオ情報が存在しないVBIの期間内に行うのが好ましい。この結果、映像搬送波の振幅レベルと位相に対して固定受信基準が生成される。

40

【0038】

次に、注入が必要とされないフェーザ分析期間になると、RFスイッチ116は11

50

8の位置にセットされ、RFスイッチ126は128の位置になる。このように、ライン109上の分析すべき信号サンプルは指向性タップ110を介して供給され、広帯域増幅器132、124で増幅され、バンドパスフィルター174内の適したフィルターに供給される。フィルター処理されたこの信号は広帯域増幅器120、130でさらに増幅され、ライン134上の直角位相変調器138に供給される。ついでではあるが、直角位相変調器138は可逆性のもの、すなわち、内部パワー結合器(internal power combiner)をパワースプリッターとして機能することができる受動素子で構成されており、また、その平衡ミキサー(balanced mixers)は両方向性であると仮定していることに注意しなくてはならない。このような仮定においては、装置138も直角位相変調器ということができ、直角位相出力がライン161、162に出力される。本願発明において使用が可能な可逆性直角位相変調器138の一例として、ニューヨーク州ブルックリンのMini-Circuits Corporationで製造しているモデルQMC-170がある。所定の周波数係数“k”における周波数の特定の正弦波対をローパスフィルター164と166の出力端に供給し、これらの正弦波対をライン161と162の直角位相復調器138のミキサーへそれぞれ供給すると、ミキシングが二重に行われ、その結果、ベースバンドでの第2番目のミキシングに関連する直流成分がライン161と162に現れる。この二重ミキシングは、ライン146に第1ローカル発振器から出力が供給され、一方、第2「ローカル発振器」の出力は、DAC168と170でデジタル的に生成された純粋な正弦波信号により直角位相の状態で(in quadrature)ライン161と162を介して供給される、二重変換直角位相受信器(double conversion quadrature receiver)の処理に略等しい。これら同じラインの直流成分は、高インピーダンス176と178を介してゲート処理積分・ダンプ(I&D、Integrate and Dump)回路180と182へ接続された検出信号を構成しており、この回路の出力は、ライン185を介してアナログ/デジタル(A/D)変換器188に接続されているスイッチ184を順次用いてサンプル処理することができる。A/D変換器188で求められた値はデータバス190を経てDSP/uc152へ送出される。ローパスフィルター164と166の出力インピーダンスは、138の平衡ミキサーで生成された直流成分を測定できるよう十分な大きさになるよう注意する。各周波数係数“k”毎にRAMの内容を設定して個別に測定を2回行う。すると、DAC168と179は第1回目の測定では

10

20

30

【数1】

$$B_1(t) = a \cos(2\pi kt/M) ; B_2(t) = a \sin(2\pi kt/M)$$

【0039】

また、第2回目の測定では

【数2】

$$B_1(t) = a \sin(2\pi kt/M) ; B_2(t) = a \cos(2\pi kt/M)$$

【0040】

の値をそれぞれ生成する。ここで、“a”はDACのダイナミックレンジに適合した適当な振幅の尺度係数である。

40

【0041】

第1の測定期間にI&D回路180と182で求めた(スイッチ184の各状態で順次求めた)測定スカラーはここでは x_k 、 v_k でそれぞれ表し、これと同様に、第2の測定で求めた測定スカラーは y_k 、 u_k でそれぞれ表す。第1の測定は上側側波帯の分析に相当し、このステップは以下AN+で示す。これに対して第2の測定は下側側波帯チャンネルの分析に相当し、以下、AN-で示す。従って、各周波数係数“k”における各周波数に対して4つのパラメータが求められており、これにより入力されてくる信号のフェーズ値を上側(+)と下側(-)側波帯チャンネルで求めることができる。これらのパラメ

50

ーターは、式(1)の逆数に関する式、すなわち、以下の式から求められる。

【式2】

【0042】

$$\begin{bmatrix} AI_k^- \\ AQ_k^- \\ AI_k^+ \\ AQ_k^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k \\ y_k \\ u_k \\ v_k \end{bmatrix}$$

10

AN+とAN-の測定期間(以下分析期間と称す)に式(2)で求めたフェーザー値は、HBI期間での注入信号に必要とされる正確な位相および振幅が供給されるよう、以下に述べるような方法で、受け取ったフェーザー値分析(received phasor analysis)に基づいて、注入期間に対応するRAM171と172の内容を演算および調整するために、DSP/UC152で使用される。センター搬送波の分析(k=0)の場合は、このシステムは、B1(t)とB2(t)の値に0(ゼロ)を適用すると単一測定機能を有した単一変換受信器となり、2つの直角位相成分の推定値がI&D回路180と182の出力端で直接得られる。

【0043】

20

グループのビデオタイミングと共に注入と分析を行うには、グループ内のチャンネルの全てまたは少なくとも1つにおけるVBI期間に垂直フレーム基準データシーケンス(vertical frame reference data sequence)を挿入する。図3の装置は、整合フィルター194と同期およびデータの検出器196を用いて垂直フレーム同期を生成するものであり、これにより同期検出ライン202を介してタイミング連鎖回路210がリセットされる。タイミング連鎖回路210は、RFスイッチ、I&D回路やA/D変換器のストロープを制御するための全てのタイミング信号(t1からt7)を出力している。アドレス発生器150には、必要な注入信号や分析信号の合成用の適当なデータレコードが納められた正しいRAMメモリの場所を走査するようタイミング連鎖回路210からの適切なりセットおよびプリロード信号(rest and preload signals)が供給されている。以上説明したように、広帯域信号発生器136は、その可逆性によって、選択されたチャンネルでのフェーザー値分析やデータおよび同期の獲得(data and sync acquisition)に使用する広帯域直角位相同期受信器(broadband quadrature synchronous receiver)としても機能する。従って、ライン161と162における直角位相信号が整合フィルター194に接続された加算抵抗193と192を介して付加的に結合されることにより特定のチャンネルを受信することができる。受信するチャンネルは、DAC対168と170で生成される正弦成分の中から正しい選択をすることで決定することができ、この結果、受信中のものが上側側波帯または下側側波帯チャンネルであるかによって、AN+またはAN-分析測定で説明したようにライン161と162に適切な正弦波がそれぞれ直角位相の状態で印加される。例えば、受信中のものが周波数係数“k”における周波数に相当する上側側波帯チャンネルのVBI期間のデータの場合は、B1(t)とB2(t)のRAM値は次のように設定される。

30

40

【数3】

$$B_1(t) = a \cos\left(\frac{2\pi kt}{M} + \theta\right); B_2(t) = a \sin\left(\frac{2\pi kt}{M} + \theta\right)$$

【0044】

ここで、 θ は、測定された成分 AI_k^+ と AQ_k^+ に基づいて前記チャンネルを同相で受信するのに必要な位相角である。受信モードに必要なRAM値用の上記三角法による表現(t

50

trigonometric expression)は、合計値(周波数係数 "k" における周波数に相当)の1つの項だけを用いて式(1)から求められる値に相当することが分かる。ここで、 I_k^+ と Q_k^+ はゼロに設定されている。言い替えれば、選択されたチャンネルを受信するのに必要なRAMの内容は、チャンネルの受信搬送波と同相かつコヒーレントな単一搬送波を生成するのに必要なRAMの内容と同じである。

【0045】

上記のように設定された適切なRAM信号の組合せを用いれば、グループ内のどのチャンネルのVBIに挿入されるデータも、整合フィルタ194とデータ検出器196で選択的に検出できる。この検出されたデータのストリームを用いて、アドレス指定可能な加入者の承諾制御の分野では周知な方法により加入者のユニットをアドレス指定する。スクランブル解除が認められている特定のチャンネルと加入者に認められていないチャンネルの識別は、各加入者のマイクロコントローラ部152に送信される。このような加入構成情報(subscription configuration information)に基づいて、DSP/uC部152では各周波数係数 "k" における各周波数に対して式(1)に従って $B_1(t)$ と $B_2(t)$ に必要な固有線形結合(specific linear combination)の演算を行う。

10

【0046】

図2の例では、周波数係数 "k" における周波数に相当する下側側波帯のチャンネルを "-K" とし、また、この周波数係数の上側側波帯のチャンネルを "+K" としている。従って、図2には -4、-3、-2、-1、0、+1、+2、+3、+4の符号の9つのチャンネルが示されている。このチャンネル表示方法が与えられたとすると、図2bには注入信号50で示すチャンネル-3、-1、+3のスクランブルを解除し(同相注入)、注入信号52で示すチャンネル-2、+2を拒絶(位相はずれ注入)し、54で示すチャンネル-4、0、+1、+4を処理しない(注入を行わない)特定加入構成が示されている。注入が必要なチャンネルの $A I_k^+$ 、 $A Q_k^+$ 、 $A I_k^-$ 、 $A Q_k^-$ の値は上述した $A N^+$ 、 $A N^-$ の分析測定期間に式(2)に従って求められているものとする。この加入構成に基づいて、図2の要求される加入構成を生成するため式(1)の右辺の各 "k" に対して次の項ベクトル(vector entries)を用いる。

20

【数4】

$$k=0: \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; k=1: \begin{bmatrix} d \cdot A I_1^- \\ d \cdot A Q_1^- \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; k=2: \begin{bmatrix} -g \cdot A I_2^- \\ -g \cdot A Q_2^- \\ -g \cdot A I_2^+ \\ -g \cdot A Q_2^+ \end{bmatrix}; k=3: \begin{bmatrix} d \cdot A I_3^- \\ d \cdot A Q_3^- \\ d \cdot A I_3^+ \\ d \cdot A Q_3^+ \end{bmatrix}; k=4: \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

30

【0047】

ここで、dとgは、分析期間での測定搬送波の相対的な大きさと、スクランブル解除および位相はずれ注入拒絶に必要な注入フェーザの大きさのそれぞれに対する適切な正の尺度係数である。

40

【0048】

上記説明で覚えているように、注入信号はVSB変調されていなくてはならない。VSBスペクトルと共に特に注入パルスの開始や終了を行う予めデジタル演算したシーケンスに従って、DAC168と170へデジタルサンプルを出力させることによりこのVSB変調を行うことができる。単一搬送波システムの場合は、2つの直角位相成分を一定の関係にしてVSB変調信号を生成する周知の方法がある。このような方法は非特許文献4の中で説明されている。所望のVSBパルス整形を行う搬送波の直角位相変調に使用するこのような2つの信号を図4では $C(t)$ と $S(t)$ を用いて数学的に示すことができる。

50

ここで、C (t) は同相成分の変調関数であり、S (t) は直角位相成分の変調関数である。図 1 b の C W 注入 3 0 の場合は、式 (1) の右辺の時間的に不変なフェーザーの列ベクトル (a time invariant column phasor vector) によって特徴付けられていることを思い出されたい。このように、V S B 遷移 3 2、3 3 を含ませるには、式 (1) の時間的に不変なフェーザーの列ベクトルを時変ベクトル R k (t) で置換しなくてはならず、この R k (t) は次の通りである。

【式 3】

【 0 0 4 9 】

$$R_k(t) = \begin{bmatrix} C(t) & S(t) & 0 & 0 \\ -S(t) & C(t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C(t) & S(t) \\ 0 & 0 & -S(t) & C(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_k^- \\ Q_k^- \\ I_k^+ \\ Q_k^+ \end{bmatrix}$$

10

この表現は各周波数係数 " k " における各周波数に対して式 (1) で使用されており、また、C (t) と S (t) は周期関数ではないため、一般的に、B 1 (t) と B 2 (t) の値は 1 2 個のサンプルでは周期的にはならず、これらスペクトル整形された信号の合成にはもっと長いデータレコードが必要になる。従って、サンプル番号 M と、D S P / u C 回路 1 5 2 の内部の R O M に格納されている関数 C (t) と S (t) の数値とを適当に増加させた状態では、R A M レコードの値 B 1 (t) と B 2 (t) は式 (1 - A) に従って D S P / u C 回路 1 5 2 で演算される。

20

【式 4】

【 0 0 5 0 】

式 (1 - A)

$$\begin{bmatrix} B_1(t) \\ B_2(t) \end{bmatrix} = \sum_{k=0}^{k=N} \begin{bmatrix} \cos(2\pi k \frac{t}{M}) & \sin(2\pi k \frac{t}{M}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(2\pi k \frac{t}{M}) & \sin(2\pi k \frac{t}{M}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ R_k(t) \\ \cdot \end{bmatrix}$$

30

40

図 2 b の信号と同じく増加方向に間隔のあいた複数の V S B 信号をライン 1 3 4 に生成することに注意しなくてはならない。例えば、N = 4 の時、式 (1 - A) からは、k = 0、1、2、3、4 の場合に式 (3) の選択されたフェーザー注入値 I k +、Q k +、I k -、Q k - で決定される公称フェーザー値を用いて生成された、9 つの個別の V S B 変調されたフェーザー値が得られる。これらのフェーザー値は、加入者の加入状態に基づいて各チャンネルでの所望の処理動作に応じて設定される。

【 0 0 5 1 】

図 1 b の遷移点 3 2 と 3 4 を表すのに必要な R A M レコード長と V S B スペクトルの等価チャンネル通過域周波数レスポンスと遷移帯域幅の間には相対関係がある。本願発明の第 1 の好適実施例では、図 4 の遷移期間 4 0 2 と 4 0 3 は、それぞれレコード 3 2 と 3 3

50

の場合に72MSPsで109のサンプルのレコード長に相当する。図5には、図4のベースバンド直角位相関数 $C(t)$ と $S(t)$ を求めるもとなる矩形変調パルスへコンピュータ演算で適用される等価のデジタルフィルターの周波数応答500が示されている。図5から分かるように、比較的短いサンプルシーケンスを有した映像搬送波の両側で許容可能なVSBスペクトル整形を行うことができる。本願発明のデジタル信号処理能力から得られるその他の特徴としては、図5の正確な演算デジタルフィルターに基づく関数 $C(t)$ と $S(t)$ の設計能力がある。ここで、音声副搬送波周波数501の近傍に特別にゼロスペクトルを設けて広帯域の注入されたVSB信号がその音声部分を干渉しないようにしている。結果的に発生するクロストーク作用は、隣接グループのチャンネルの場合に映像フレーム同期しており(video frame synchronous)、また、見ることができないHBI期間のエッジで極めてわずかながら遷移雑音成分を発生させるため、隣接チャンネルの映像部分にだけ影響を及ぼす周波数には一般的にはこのような強力な減衰機能は必要ない。再び図5において、フレーム同期グループのチャンネルに接している下側隣接チャンネルに対する色信号の干渉が最小限になるよう、下側隣接チャンネルの色副搬送波周波数502にゼロスペクトルを特別に設ける。映像スタガ(video staggering)法に従ってゼロスペクトルのビデオタイミングを水平方向に移動すべきかどうかを以下で説明する。

10

【0052】

上記の説明をまとめると、ほぼ映像同期した任意の振幅および位相を有し、入力信号にRFコヒーレントな状態にある多重チャンネルを生成するといった特別な能力であり、この能力によりチャンネルの1グループを同時に処理することが可能になる。

20

【0053】

実際には、DACクロック速度やDACダイナミックレンジや線形性といった制限があるため、図3の136で同時に正確に生成できるチャンネル数は限られている。このため、広帯域信号発生器136を時分割モードで使用するのが望ましく、こうすると複数のチャンネルグループを順次処理することが可能になり、これにより広帯域信号発生器136に信号を出力するローカル発振器を各グループの中心周波数チャンネルに切り替えることにより処理するチャンネルの全体数が増加する。ライン毎に必要な処理(および注入)時間は全体水平ライン時間の1/4以下であるHBIに制限されているため、ビデオ分野ではこのような操作モードは可能である。このように、ヘッドエンド側では、チャンネルグループのHBIが重複しないようチャンネルグループをスタガ状に映像同期させている。図6aにはこの様子が概略的に示されている。期間600は注入の必要がない保護期間であり、スイッチ122を用いて4つのチャンネルグループA-Dのうちの中央搬送波ローカル発振器とバンドパスフィルター174内の適切なグループバンドパスフィルターを切り替える(図3のスイッチ144)。図6b、6cには、各チャンネルグループへのチャンネル割当に関して2つの可能な周波数構成が示されている。図3の第1の好適な実施例では、グループ当たりのチャンネル数が同じ場合はDAC速度を低くする必要があるため、図6bの周波数ブロックグループ化を利用する。しかし、高速DACとRAMを犠牲にすれば、この場合は単一(および幅の広い)調和フィルターしか必要でないため図6cの周波数飛越しグループ化によりバンドパスフィルターを節約できるかもしれない。図6bのチャンネル周波数のグループ化の好適例においては、周波数Fa602のローカル発振器を図6aのグループAの期間にスイッチ144で選択する。次に、同様にスイッチ144を移動して周波数Fb604ではチャンネルグループBの中央チャンネルに相当するローカル発振器を選択し、同様にチャンネルグループCとDでも発振器が選択されて水平ビデオタイムの残りを埋められ、これによりHBIの期間に相当する等しい時間だけ順次周波数Fc606とFd608が引き延ばされる。このように、各チャンネルのHBI期間にコヒーレント注入を行うことで、4つのグループの各チャンネルに必要な処理を同じ広帯域信号発生器で実行する。

30

40

【0054】

図7には、全てのチャンネルグループについて一本の水平映像ラインの期間に注入波形をデジタル生成する方法が示されている。図から分かるように、各チャンネルグループの

50

期間には、図 1 b の時間セグメント 3 2、3 0、3 3 が必要とするサンプルシーケンスにそれぞれ相当する 3 つの R A M セグメントがある。アドレス発生器 1 5 0 で生成するアドレス値スケジュールを 7 0 0 で示す。各時間の R A M アドレス値は垂直軸レンジ 7 0 2 に示されている。このアドレス値はアドレス発生器 1 5 0 で生成され、R A M アドレスバス 1 5 6 を経て B 1 R A M 1 7 1 と B 2 R A M 1 7 2 へ同時に供給される。ライン 1 4 8 のクロック信号がアドレス発生器 1 5 0 を進めており、このクロック信号周波数は北米では 6 M H z のチャンネル増加周波数 (channel incremental frequency) の整数倍であるのが好ましい。従って、本願発明の場合は、クロック周波数は 7 2 M H z となる。

【 0 0 5 5 】

B 1 R A M と B 2 R A M に格納されて、D A C 1 6 8 と 1 7 0 へ供給される数値は、各チャンネルグループにおいて式 (1 - A) で規定した演算値に基づいて D S P / u C 1 5 2 で作成し、こうしてチャンネルグループ A の R A M V S B の「立上がり」部分 7 3 2、C W 部 7 3 0、V S B 「立下がり」部 7 3 3 の値が埋まり、同様に他の 3 つのチャンネルグループの値も埋まる。

【 0 0 5 6 】

本願発明の第 1 態様に戻る。図 3 のシステムの注入分析波形 (injection and analysis waveforms) の位相と振幅は、処理されるチャンネル毎にフェーザー制御ループ (phasor control loop) を閉じ、また、分析と補正を続けて行うことにより入力信号に対して一定の関係に保たれている。これにより、C A T V 配線システムにおける比較的遅い位相または振幅のドリフトや、パワースプリッター 1 0 2、方向性結合器 1 0 8 または広帯域増幅器 1 0 4 などの加入者側ユニット内の成分や、入力チャンネルのフェーザー値に比べて相対的な注入フェーザー値に影響を及ぼす可能性のある広帯域信号発生器 1 3 6 内の成分が追跡される。

【 0 0 5 7 】

本願発明のフェーザー値のトラッキングおよび校正方法をよく理解するため図 8 を参照する。図 8 のフェーザーダイアグラムは、制御自在なチャンネルグループ内の任意のチャンネルに対して上述の分析方法を使用しながらライン 1 0 9 で観察したフェーザーに相当すると仮定する。S 1、すなわち、フェーザー 3 0 0 は、注入が不要な V B I のライン部分の期間に 0 I R E の黒レベル送信をしている入力搬送波の画像搬送波のフェーザーを表している。この時点で、分析期間が開始され、フェーザー S の推定値が生成される。同期信号が 7 0 I R E のベースバンド等価シフトによって抑圧されていると仮定すると、注入による再構成が不要なライン部分以外の場所で同一抑圧を行う信号の一部の測定が望まれ、これにより、広帯域信号発生器をフェーザー分析器として利用可能になる。帰線消去レベルが 0 I R E かもしれない V B I のライン部分が 7 0 I R E グレーペデスタルとなるようヘッドエンドの映像信号を変更することによりフェーザー分析器としての利用が可能になる。この状態が、R F 振幅の合計値 3 0 3 に相当する 7 0 I R E ペデスタルだけ抑圧された S 2 (フェーザー 3 0 2) として示されている。理論的には、広帯域信号発生器 1 3 6 でフェーザーの差を生成および注入できるよう S 1 と S 2 の分析でフェーザーの差を十分に測定しなくてはならない。この方法の問題は、測定信号と注入信号の信号路が等しくなく、このため、ライン 1 0 9 に与えられている注入フェーザーを直接測定することができないといったことにその原因がある。そもそもこれは、フェーザー分析またはその逆に使用することができない複数の信号を発生器で生成しなくてはならないからである。つまり、一度に 1 つの機能しか得ることができないのである。S、すなわち、入力フェーザー S 2 と注入フェーザー S i n j との結合を測定するのが好ましく、この S はさらに S 1 と比較される。これら 2 つの測定値を用いて、次のベクトル等式に基づいてエラーフェーザー S を求める。

【 0 0 5 8 】

$$S = S 1 - S \quad (4)$$

この式から、フェーザーの増加分を D S P / u C 1 5 2 で算出し、注入用 R A M レコードを変更するよう蓄積する。この処理を繰り返し構成すると、フェーザーマッチングがなさ

れるべく収れんされる。

【0059】

Sの可測性について、注入ソースと分析ソースが同時に存在すると仮定する。バンドパスフィルタ174の内部のSAWフィルタによる遅延を十分に利用すれば順次Sを測定することができる。この方法は、広帯域信号発生器が分析器として機能している間に行われる、短いパルス期間での必要な複合RF信号の注入とその後の遅延パルスの受取りによっている。この方法は、ヘッドエンドで70IREのペDESTALを挿入するVBIの1期間全体にRFスイッチ116と126を操作することにより行われる。第1の好適実施例において、ビデオライン17と280の期間にこのような校正と分析が行われる。図9にはRFスイッチ116と126の状態スケジュール(state schedule)の他にパルス注入分析タイミングが示されている。図10には、Rec A, B, Cで示した注入部とAN+, AN-の分析部がアドレス発生器150の制御によって周期的に変化する関連RAMアドレススケジュールが示されている。こうして求めたフェーザ推定値をさらに正確にするため、このプロセスにおいてA/D変換器188で得たサンプルをDSP/uc152で平均する。上記の手続きは、注入が必要な全てのチャンネルについて順次適用できる。

10

【0060】

上のパラグラフは図8の結合フェーザSの測定についてのものである。式(4)に従って調整を行うには、VBIの0IRE帰線消去期間レベルのほとんどの部分でS1を自由に得ることができる。この場合、多重チャンネルとチャンネルグループは1つのVBIフレームの中で処理することができる。この処理は、図11の多重グループで示しているように、装置をCW分析期間AN+, AN-で順次処理することにより簡単に行える。

20

【0061】

図12には本願発明の第1実施例のビデオタイミングスケジュールの全体が示されている。図から分かるように、注入、分析、同期とデータの検出の期間は重複しておらず、このため、広帯域信号発生器は効率よく使用されている。各ビデオフィールドまたはフレームが終了すると、全ての周波数に対してB1(t)、B2(t)に対する次の増加分を生成する増分Sに従って注入フェーザは全て補正される。

【式5】

【0062】

$$\begin{bmatrix} \Delta B_1(t) \\ \Delta B_2(t) \end{bmatrix} = \sum_{k=0}^{k=N} \begin{bmatrix} \cos(2\pi k \frac{t}{M}) & \sin(2\pi k \frac{t}{M}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(2\pi k \frac{t}{M}) & \sin(2\pi k \frac{t}{M}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_k^- \\ \Delta Q_k^- \\ \Delta I_k^+ \\ \Delta Q_k^+ \end{bmatrix}$$

40

図13は、本願発明に従って構成されたCATVヘッドエンドの概略図であり、ここで、2つのチャンネルグループ(グループBとD)だけが図3の加入者側ユニットで処理すべきスクランブル化チャンネルを含んでいる。櫛形信号発生器(comb generator)からは、各チャンネルグループに櫛形信号(comb signals)が個別に出力される。これにより、IRC動作を部分的に行わせることが可能になる。図14には櫛形発生器がより詳細に示されている。グループBとDの櫛(comb)に信号を出力している2台の広帯域櫛形信号発生器は、加入者側広帯域信号発生器136と同じ構造をしている。しかしながら、ここで、搬送波は全てCW周期モードで構成されている。このように、72MHzクロック周波数の場

50

合、アドレス発生器は6MHzの周期を生成するモジュール12カウンタである。加入者側ユニット全てに同期クロックを供給するため、CATVシステムへ72MHzパイロット信号も供給する。ゲンロック基準信号から供給されるマスタービデオタイミングは72MHzクロックに同期されており、これにより、加入者側ユニットのビデオライン毎に行っていたRF RAMレコードの変更を不要にするライン速度(line rate)とRFクロック速度(RF clock rate)の間の厳密な関係が保証される。櫛形信号の相対位相は、データバスWBとWDを介して他のRAMレコードをダウンロードすることで変化させることができる。これらの位相値は、本願発明のシステムの動作には実際には無関係であるが、本願発明者の前述の米国特許で説明しているように伝送歪を全体的に低減させるにはこれらを調整するのが望ましい。

10

【0063】

図15aは、RF同期抑圧HBIのベースバンドを示したものである。また、図15bは、スクランブル解除に必要なコヒーレント注入信号を示している。ここで、RFでの減衰によって、カラーバーストの部分を含む信号成分全てに注入が必要となる。図からも分かるように、注入信号の映像搬送波の部分を生ずるには6つのRAMレコードが必要である。つまり、1032, 1040, 1038, 1030, 1036, 1033である。映像搬送波を中心としてVSB生成を行うことにより損失したバースト信号を生ずることは可能であるが、色副搬送波周波数と6MHzの適合性が乏しいためこの方法ではメモリーのコストがけた外れに高くなってしまふ。

【0064】

これに代わる解決手段としては、フレーム同期映像ソース内の上側側波帯色副搬送波は全て6MHzと増加方向に関係しているといった事実に基づく解決手段がある。従って、図16と図17の本願発明の第2実施例の説明から分かるように、中央搬送波チャンネルのカラーバーストに3.58MHzオフセットローカル発振器を同期させた状態で上側側波帯色副搬送波を別々に生成することができる。第1実施例と同様に、注入フェーザは全てVBIの期間に測定および追跡するのが好ましい。図17は多重住戸ユニット(MDU, multiple dwelling unit)用の構成が示されている。ここで、副搬送波Aのデジタル広帯域信号発生器は、加入者Bの校正注入期間に分析機能を提供したりその逆を行ったりする。

20

【0065】

最後に、映像ライン期間中に広帯域信号発生器を単一グループの専用とすれば、ランダム「映像折返し(video folding)」に基づく拒絶保証を追加して行えるよう有効ビデオ時間(active video time)に可変レベルの固定注入信号をさらに生成することができる。この方法は、暗号キーストリーム制御で決まる幾つかの固定注入値を用いてヘッドエンドでコヒーレント注入をゲート処理し、正確なフェーザ調整に基づいて加入者の場所でこれらを選択的に無効に(従って、スクランブルが解除される)して実行することができる。ヘッドエンドで注入した信号は位相が反対であるため、スクリーン部においてのみ映像が反転する、このため、従来の「海賊版」スクランブル解除器にはますます障害が多くなる。図18は、映像折返しスクランブル解除および信号拒絶技術を用いたスクランブル解除器用RAMタイミング図である。

30

【図面の簡単な説明】

【0066】

【図1】図1aはベースバンド同期抑圧波形を示す図、図1bは、本願発明に係る図1aの信号のスクランブルを解除するコヒーレントなRF注入信号を示す図

【図2a】本願発明の多重チャンネルスクランブル解除器に入力されるテレビ信号のスペクトルを示す図

【図2b】本願発明の広帯域信号発生器で生成された注入信号のスペクトルを示す図

【図2c】本願発明の多重チャンネルスクランブル解除器から加入者に供給されるスクランブルが解除された広帯域スペクトルを示す図

【図3】本願発明の第1の好適態様を示す図

40

50

【図 4】本願発明に係る多重チャンネルスクランブル解除用注入信号の V S B スペクトル整形に必要な 2 つの直角位相ベースバンド成分を示すグラフ

【図 5】図 4 の直角位相成分を生成するために使用する演算デジタルフィルタを示す図

【図 6 a】本願発明の注入信号のチャンネルグループ時分割による広帯域範囲を示す図

【図 6 b】チャンネルブロックをグループ化することにより周波数スペクトル分割 (frequency spectrum partioning) した様子を示す図

【図 6 c】周波数飛越しグループ化 (frequency interlaced grouping) による周波数スペクトル分割を示す図

【図 7】コヒーレント注入グループと各グループの R A M アドレススケジュールのタイミング図

10

【図 8】受信した信号と注入信号を説明したフェーザー図

【図 9】本願発明の好適態様の能動校正分析 (active calibration and analysis) タイミング図

【図 10】R A M アドレススペース軌跡を含む別の能動校正分析タイミング図

【図 11】フェーザートラッキング機構を説明する分析測定タイミング図

【図 12】本願発明で使用されている関連事象とプロセスを説明する映像タイミングの全体図

【図 13】本願発明を実施する場合に望ましい C A T V ヘッドエンド構成の例を示す図

【図 14】ヘッドエンドで利用している櫛形信号発生装置をさらに詳細に説明した図

【図 15】図 15 a は R F 同期抑圧波形のベースバンドを表す図、図 15 b は、本願発明に係る図 15 a の信号のスクランブルを解除するコヒーレント R F 注入信号を示す図

20

【図 16】本願発明の第 2 の好適態様のためのデジタルベースバンド発生器を示す図

【図 17】複数の住居ユニットでの使用を目的とする本願発明の第 2 の好適態様を示す図

【図 18】本願発明の注入方法を用いた安全性の高いビデオスクランブル化用タイミングメモリー図

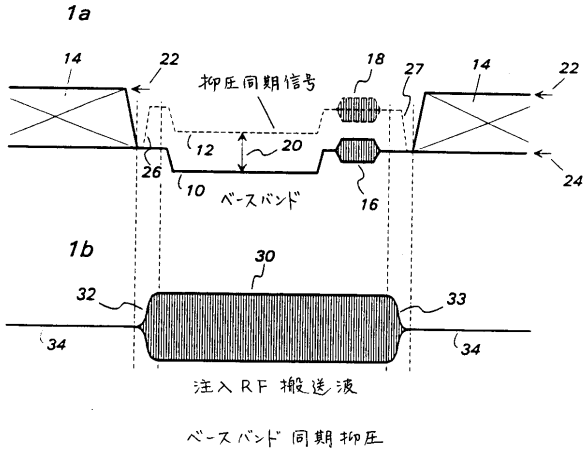
【符号の説明】

【 0 0 6 7 】

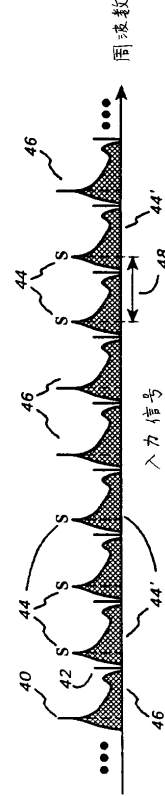
- 1 0 2 パワースプリッター
- 1 0 4 広帯域増幅器
- 1 0 8 方向性結合器
- 1 0 9 ライン
- 1 1 0 指向性タップ
- 1 1 4 ライン
- 1 1 6 R F スイッチ
- 1 3 6 デジタル広帯域発生器

30

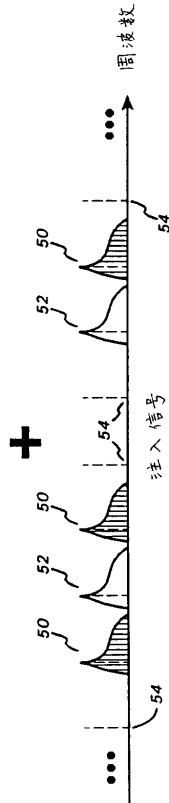
【図1】



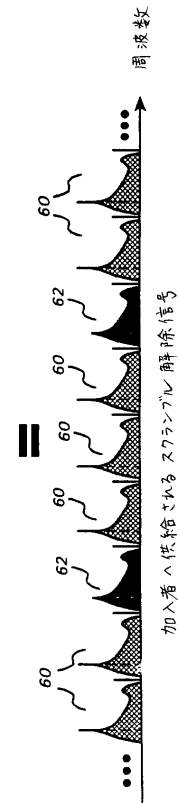
【図2a】



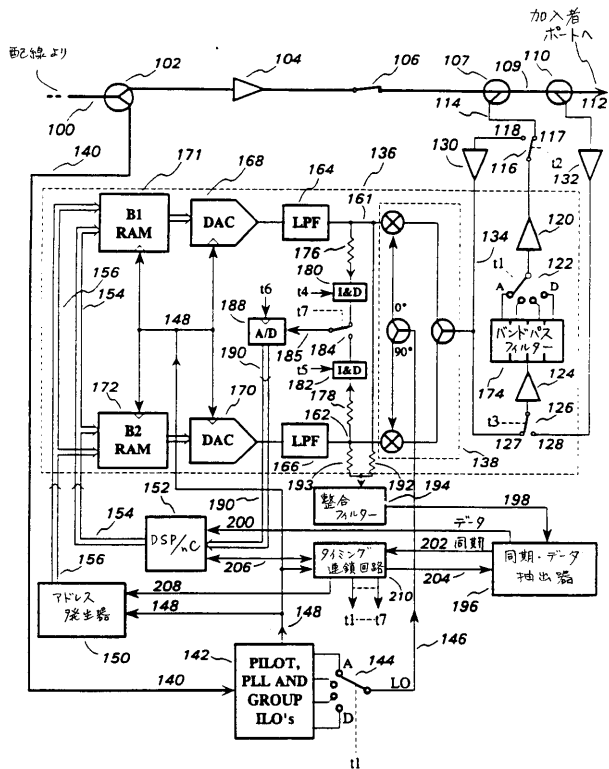
【図2b】



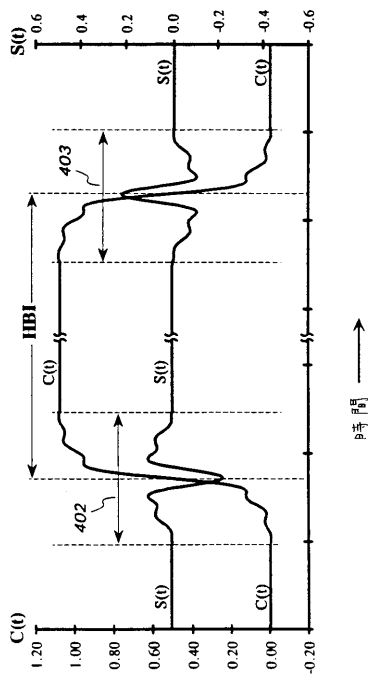
【図2c】



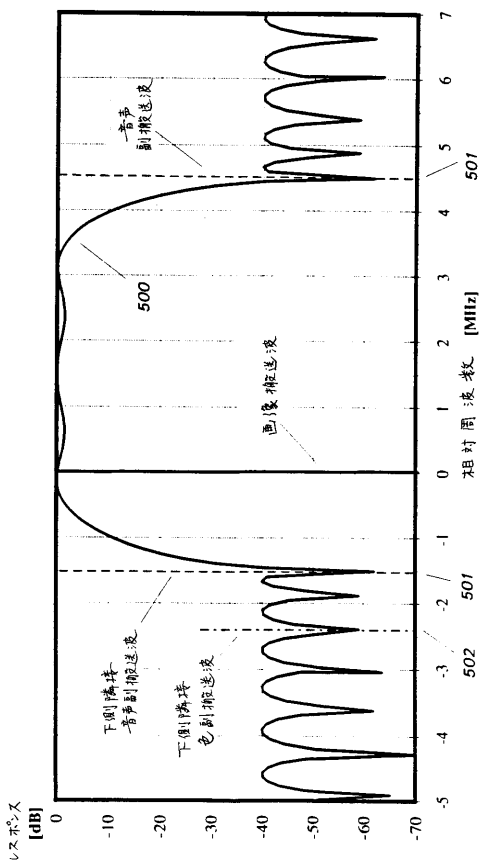
【 図 3 】



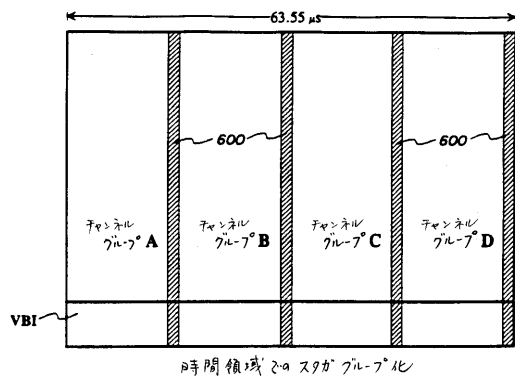
【 図 4 】



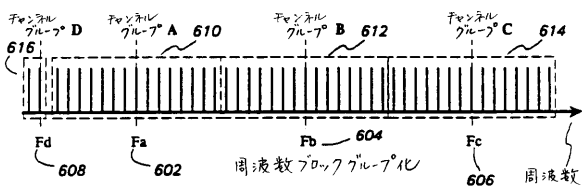
【 図 5 】



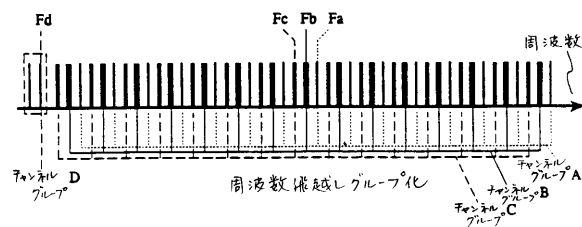
【 図 6 a 】



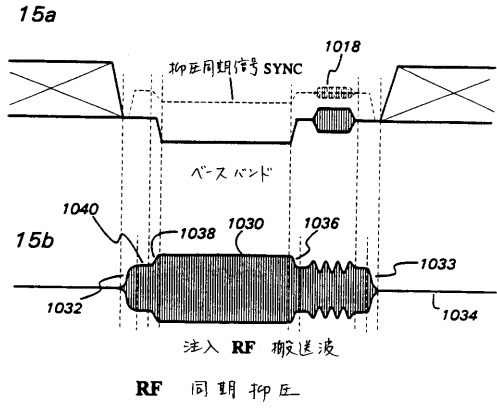
【 図 6 b 】



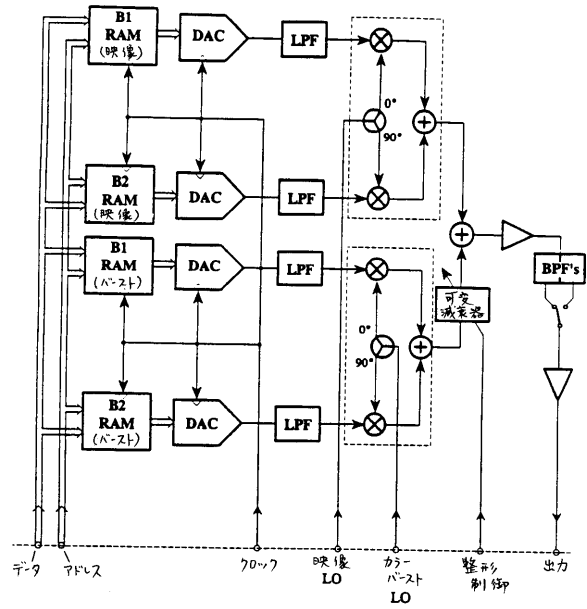
【 図 6 c 】



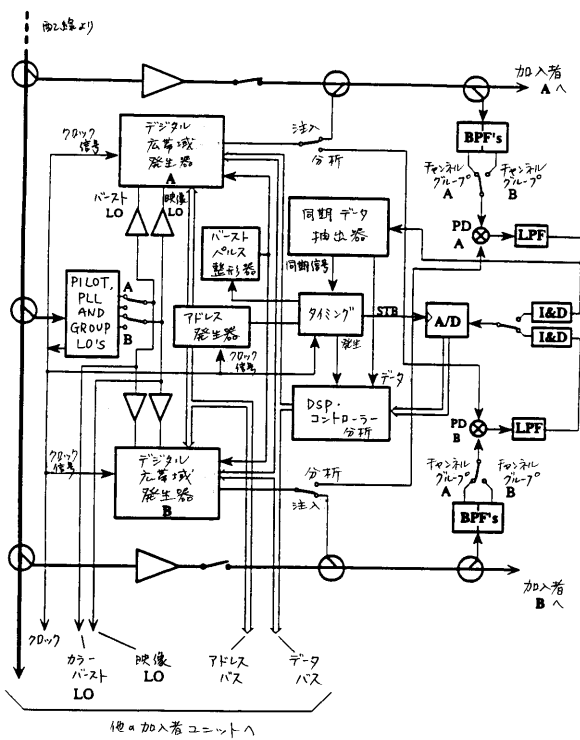
【 図 15 】



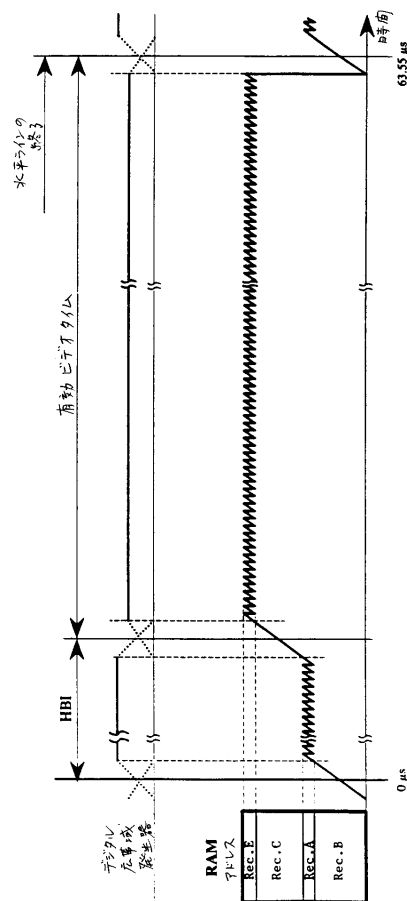
【 図 16 】



【 図 17 】



【 図 18 】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5C064 BA01 CA05 CA07 CC06
5K022 AA12 AA22