

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3668024号
(P3668024)

(45) 発行日 平成17年7月6日(2005.7.6)

(24) 登録日 平成17年4月15日(2005.4.15)

(51) Int.Cl.⁷

F I

H O 4 N 7/10

H O 4 N 7/10

H O 4 N 5/44

H O 4 N 5/44

H

H O 4 N 7/16

H O 4 N 7/16

A

請求項の数 4 (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願平10-341405
 (22) 出願日 平成10年12月1日(1998.12.1)
 (65) 公開番号 特開2000-175164(P2000-175164A)
 (43) 公開日 平成12年6月23日(2000.6.23)
 審査請求日 平成13年7月13日(2001.7.13)

(73) 特許権者 000005049
 シャープ株式会社
 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号
 (74) 代理人 100064746
 弁理士 深見 久郎
 (72) 発明者 松浦 修二
 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号
 シャープ株式会社内

審査官 古川 哲也

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ネットワークインターフェイスモジュール

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

C A T V局とケーブル回線を介して信号を送受信するためのネットワークインターフェイスモジュールであって、

信号送受信の端子を介して前記ケーブル回線に前記C A T V局への上りデータ信号を送出するためのローパスフィルタと、

前記ローパスフィルタとは異なる通過帯域を有し前記C A T V局からのアナログ放送用の信号、デジタル放送用の信号および下りデータ信号を含む下り信号を前記端子を介して前記ケーブル回線から導入するためのハイパスフィルタと、

前記ハイパスフィルタにより導入された前記下り信号を受信するための受信回路とを、

少なくとも備え、

前記受信回路は、

前記下り信号を入力して復調して前記下りデータ信号を出力するデータ復調回路と、

前記下り信号を入力して所定利得で増幅した後に前記アナログ放送用および前記デジタル放送用のいずれかの所望チャンネルの中間周波信号に変換して出力する1つのチューナと、

前記ハイパスフィルタにより導入された前記下り信号を入力して前記データ復調回路と前記チューナに分岐して出力する分岐部と、

前記チューナから出力される前記所望チャンネルの中間周波信号を入力して、帯域制限しながら前記所望チャンネルにおける近接チャンネルによる妨害波を除去して出力するS

10

20

A Wフィルタと、

前記S A Wフィルタから出力された前記所望チャンネルの中間周波信号を入力して増幅して出力する増幅部と、

前記増幅部から出力された前記所望チャンネルの中間周波信号を入力して、復調して出力する復調部と、

前記復調部から出力される前記アナログ放送用または前記デジタル放送用の信号を入力して、前記所望チャンネルの前記アナログ放送用および前記デジタル放送用の別に基づき、いずれか一方の入力信号に切換えて出力する信号切換部と、

前記分岐部と前記チューナとの間に設けられて、前記分岐部により出力された前記下り信号を入力して前記チューナおよび外部のいずれか一方に選択的に出力するとともに、前記信号切換部から出力された信号を入力して、前記外部に出力するか出力しないように選択的に切換える高周波リレー回路とを備える、ネットワークインターフェイスモジュール

10

【請求項2】

前記チューナは、

入力する前記下り信号を、与えられる選局信号のレベルに基づいて前記所望チャンネルの中間周波信号に変換するための変換回路と、

前記変換回路に前記選局信号を出力する選局回路とを含み、

前記選局回路は、前記所望チャンネルの情報に基づいて前記選局信号のレベルを決定することを特徴とする、請求項1に記載のネットワークインターフェイスモジュール。

20

【請求項3】

前記所定利得は、前記復調部の復調結果に従い可変設定されることを特徴とする、請求項1または2に記載のネットワークインターフェイスモジュール。

【請求項4】

前記復調部は、

前記増幅部から出力された前記所望チャンネルの中間周波信号を入力して、前記所望チャンネルが前記アナログ放送用のチャンネルである場合に一方向に、前記デジタル放送用のチャンネルである場合に他方向にそれぞれ出力する切換回路と、

前記一方向において、前記切換回路から出力される前記所望チャンネルの中間周波信号を入力して復調するアナログ復調回路と、前記他方向において、前記切換回路から出力される前記所望チャンネルの中間周波信号を入力して復調するデジタル復調回路とを分離して備える、請求項1ないし3のいずれかに記載のネットワークインターフェイスモジュール。

30

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明はC A T V（ケーブルテレビジョンの略）向けのケーブルモデムまたはS T B（セットトップボックスの略）に好適に使用されるN I M（ネットワークインターフェイスモジュールの略）に関し、特に、回路構成が改善されるN I Mに関する。

【0002】

40

【従来の技術】

C A T Vの事業者は、多チャンネル化や、空きチャンネルを利用した広帯域データ通信サービスなどの提供のために、家庭の引込み線が同軸ケーブルであって、幹線ネットワークを光ファイバ化したH F C（Hybrid Fiber Coax）の導入を進めている。これによって、たとえば64値のQ A M（直交位相変調）を用いることによって、1チャンネルの帯域幅6 M H zで、伝送速度30 Mビット/秒の高速データラインを作成できる。このようなC A T V用のケーブルモデムまたはS T B内には、ケーブルネットワークと家庭側とを通信接続するためにN I Mが搭載される。

【0003】

図8は、従来のS T B 40 Aのブロック構成図である。

50

図 8 では S T B 4 0 A は図示されないケーブル回線を介して図示されない C A T V 局と該 S T B 4 0 A とを接続するために入力端子 1 を含む。

【 0 0 0 4 】

入力端子 1 からケーブル回線を介して C A T V 局に送信される信号は上り信号と呼び、 C A T V 局側からケーブル回線を介して入力端子 1 に送信される信号は下り信号と呼ぶ。 C A T V では、たとえば上り信号は 5 ~ 4 2 M H z にて運用され下り信号は 5 4 ~ 8 6 0 M H z にて運用される。

【 0 0 0 5 】

S T B 4 0 A は N I M 1、ビットストリームから映像および音声の信号を取出すトランスポートデコーダ 1 5、M P E G 2 デコーダ 1 6、マルチプレクサ 1 7、R F (高周波の略)モジュレータ 1 8、C P U 1 9、Q P S K (quadrature phase shift keying) 変調器 2 0、パワーアンプ 2 1 および出力端子 2 3 を含む。

10

【 0 0 0 6 】

N I M 1 は、入力端子 1、H P F (ハイパスフィルタの略)、L P F (ローパスフィルタの略) 4、方向性結合器 5、デジタルチューナ 6、アナログチューナ 7、Q P S K チューナ 8、デジタル S A W フィルタ 9、N T S C (national television system committee) 復調器 1 0、Q P S K 復調器 1 1、ダウンコンバータ 1 2、A D C (アナログ/デジタルコンバータの略) 1 3、Q A M 復調器 1 4、2 分配器 2 2、データ端子 2 6、両側隣接トラップ回路 3 2、アナログ S A W フィルタ 3 3 および I F (中間周波の略) 増幅器 3 4 を含む。

20

【 0 0 0 7 】

上り信号は Q P S K 変調器 2 0 により直交位相偏位変調 (Q P S K) されたデータ信号としてパワーアンプ 2 1 により増幅された後にデータ端子 2 6 に与えられる。データ端子 2 6 へ与えられたデータ信号はアップストリーム回路である L P F 4 および入力端子 1 を介してケーブル回線に送出される。

【 0 0 0 8 】

チューナ 6 ~ 8 のそれぞれは 4 7 0 ~ 8 6 0 M H z を受信する U H F バンド (B 3 バンド)、1 7 0 M H z ~ 4 7 0 M H z を受信する V H F H i g h バンド (B 2 バンド)、5 4 ~ 1 7 0 M H z を受信する V H F L o w バンド (B 1 バンド) に分割され、各バンドごとの受信回路からなる。ただし、バンド分割はこれに特定されない。

30

【 0 0 0 9 】

下り信号は、入力端子 1 と I F フィルタである H P F 3 を通過の後、方向性結合器 5 にてチューナ 6 および 2 分配器 2 2 へ分配して供給される。2 分配器 2 2 へ与えられる下り信号は分配されてアナログ信号受信用のアナログチューナ 7 および Q P S K 信号受信用の Q P S K チューナ 8 に与えられる。

【 0 0 1 0 】

近年の C A T V 信号の種類は Q P S K 変調された上り信号および下り信号、アナログの N T S C 映像信号およびデジタルの Q A M 映像信号に分かれる。図 8 の C A T V 信号受信用 S T B 4 0 A ではこれらの各信号の送受信を行ない双方向にて処理される。

【 0 0 1 1 】

40

アナログの N T S C 映像信号はアナログ映像信号受信回路 (回路 7 ~ 1 0) にて、デジタルの Q A M 映像信号は Q A M 信号受信回路 (回路 6、9、1 2、1 3、1 4、1 5 および 1 6) にて処理される。次に、下り信号である Q P S K 変調されたデータ信号は Q P S K 信号受信回路 (回路 8 と 1 1) にて処理され、また上りの Q P S K 変調されたデータ信号は Q P S K 信号送信回路 (回路 2 0 と 2 1) にて処理される。

【 0 0 1 2 】

まず、下りのアナログ信号である N T S C 映像信号は入力端子 1、H P F 3 および方向性結合器 5 および 2 分配器 2 2 を通過の後、アナログチューナ 7 に与えられて、ここで選局が所望されるアナログチャンネル (アナログ放送受信用チャンネル) に対応の I F 信号に変換されて、両側隣接トラップ回路 3 2、I F 増幅器 3 4 およびアナログ S A W フィルタ

50

33を介してNTSC復調器10にて映像信号および音声信号であるコンポジット信号CP1に変換されマルチプレクサ17に出力される。

【0013】

一方、QAM変調されたデジタル信号は方向性結合器5を通過した後、デジタルチューナ6にて選局が所望されるデジタルチャンネル（デジタル放送受信用チャンネル）に対応のIF信号に変換されデジタルSAWフィルタ9を通過しダウンコンバータ12にて低周波のIF信号に変換された後、ADC13にて8ビットまたは10ビットのデジタル信号に変換される。

【0014】

このデジタル信号はQAM復調器14にてI、Q復調され誤り訂正された後、直列ビット

10

【0015】

トランスポートデコーダ15は入力した直列ビットストリームからなる映像および音声信号を取出してMPEG2デコーダ16に出力する。MPEG2デコーダ16は入力された映像および音声信号を帯域伸長してアナログのコンポジット信号CP2としてマルチプレクサ17に出力する。

【0016】

マルチプレクサ17は与えられる2つのコンポジット信号CP1およびCP2のいずれか一方をCPU19の指示に従い選択してRFモジュレータ18に出力する。RFモジュレータ18においては、与えられたコンポジット信号は所望されるチャンネルのTV信号に

20

【0017】

次に、CATV局であるセンター側と加入者側のSTB40Aとの通信のため、上り信号および下り信号にはQPSK変調信号が用いられる。まず、下りのQPSK変調されたデータ信号は入力端子1、HPF3および方向性結合器5ならびに2信号分配器22を通過した後、QPSKチューナ8にて選局されて、選局されたデータ信号はQPSK復調器11によりQPSK復調されCPU19に転送される。

【0018】

課金情報などの上りデータ信号はCPU19からQPSK変調器20に与えられて、ここで変調された後、パワーアンプ21にて増幅された後、LPF4を介して入力端子1から

30

【0019】

【発明が解決しようとする課題】

CATV向けのSTBまたはケーブルモデムは小型化が要求されるので、これに搭載されるNIMもRFモジュールとして小型化が要求される。

【0020】

しかしながら、図8に示された従来のNIMをそのままモジュール化したのでは大型となってしまう、NIMが搭載されるSTBまたはケーブルモデムの小型化も阻害される。

【0021】

それゆえにこの発明の目的は、構成が簡単化されて小型化が図られるネットワークインターフェイスモジュールを提供することである。

40

【0022】

【課題を解決するための手段】

請求項1に記載のネットワークインターフェイスモジュールは、CATV局とケーブル回線を介して信号を送受信するためのものであって、以下の特徴を有する。

【0023】

つまり、信号送受信の端子を介してケーブル回線にCATV局への上りデータ信号を送出するためのローパスフィルタと、ローパスフィルタとは異なる通過帯域を有しCATV局からのアナログ放送用の信号、デジタル放送用の信号および下りデータ信号を含む下り信号を前述の端子を介してケーブル回線から導入するためのハイパスフィルタと、ハイパ

50

スフィルタにより導入された下り信号を受信するための受信回路とを、少なくとも備える。

【0024】

そして、受信回路は、以下の特徴を有する。つまり、下り信号を入力して復調して下りデータ信号を出力するデータ復調回路と、下り信号を入力して所定利得で増幅した後にアナログ放送用およびデジタル放送用いずれかの所望チャンネルの中間周波信号に変換して出力する1つのチューナと、ハイパスフィルタにより導入された下り信号を入力してデータ復調回路とチューナに分岐して出力する分岐部と、チューナから出力される所望チャンネルの中間周波信号を入力して、帯域制限しながら所望チャンネルにおける近接チャンネルによる妨害波を除去して出力するSAWフィルタと、SAWフィルタから出力された所望チャンネルの中間周波信号を入力して増幅して出力する増幅部と、増幅部から出力された所望チャンネルの中間周波信号を入力して復調して出力する復調部と、復調部から出力されるアナログ放送用またはデジタル放送用の信号を入力して、所望チャンネルのアナログ放送用およびデジタル放送用の別に基づき、いずれか一方の入力信号に切換えて出力する信号切換部と、分岐部とチューナとの間に設けられて分岐部により出力された下り信号を入力してチューナおよび外部のいずれか一方に選択的に出力するとともに、信号切換部から出力された信号を入力して、外部に出力するか出力しないように選択的に切換える高周波リレー回路とを備える。

10

【0025】

請求項1によれば、アナログ放送用の信号およびデジタル放送用の信号を含む下り信号を処理するチューナは1つであり、かつSAWフィルタは所望チャンネルにおける近接チャンネルによる妨害波を除去する機能を有する。

20

【0026】

したがって、従来のアナログ放送用の信号およびデジタル放送用の信号について個別にチューナを設け、さらに近接チャンネルによる妨害波を除去するための回路を個別に設けて信号処理するような構成に比較して、回路点数が少なくなり構成が簡単になる。また、信号に関する遅延時間も改善されて受信品質は良好となる。

【0027】

また、下り信号を1つのチューナで処理できて、従来の2つのチューナで処理していた場合に比較して消費電力が削減される。

30

【0028】

また、従来に比較して受信した下り信号を2つのチューナに分配するための回路からなる経路が不要となり、その分、信号分配ロスが改善されて受信品質は向上する。

【0029】

請求項2に記載のネットワークインターフェイスモジュールは、請求項1に係るネットワークインターフェイスモジュールのチューナが、入力する下り信号を、与えられる選局信号のレベルに基づいて所望チャンネルの中間周波信号に変換するための変換回路と、変換回路に選局信号を出力する選局回路とを含み、選局回路は、所望チャンネルの情報に基づいて選局信号のレベルを決定する。

【0030】

請求項2によれば所望チャンネルの情報に基づいてアナログ放送用およびデジタル放送用の所望チャンネルのそれぞれに対応の中間周波信号を得ることができる。

40

【0031】

したがって、チューナにおいて選局回路と変換回路とはアナログ放送用およびデジタル放送用に共用されるから、チューナ自体の構成も簡単となる。

【0032】

請求項3に記載のネットワークインターフェイスモジュールは請求項1または2に係るネットワークインターフェイスモジュールのチューナにおける所定利得は、復調部の復調結果に従い可変設定される。

【0033】

50

請求項 3 によれば、チューナにおいて下り信号は復調結果に従う利得にて増幅される。

【 0 0 3 4 】

したがって、チューナにおいて高周波である下り信号の増幅のための回路部もアナログ放送用およびデジタル放送用で共用されて、チューナ自体の構成が簡単となる。

【 0 0 3 5 】

請求項 4 に記載のネットワークインターフェイスモジュールは、請求項 1 ないし 3 のいずれかに係るネットワークインターフェイスモジュールの復調部が以下のように構成される。つまり、復調部は、増幅部から出力された所望チャンネルの中間周波信号を入力して、所望チャンネルがアナログ放送用のチャンネルである場合に一方向に、デジタル放送用のチャンネルである場合に他方向にそれぞれ出力する切換回路を有し、そして一方向において、切換回路から出力される所望チャンネルの中間周波信号を入力して復調するアナログ復調回路と、他方向において、切換回路から出力される所望チャンネルの中間周波信号を入力して復調するデジタル復調回路とを分離して有する。

10

【 0 0 3 6 】

請求項 4 によれば、復調部において所望チャンネルの中間周波信号は、アナログ放送用およびデジタル放送用のいずれの信号であるかに応じて、相互に分離されたアナログ復調回路およびデジタル復調回路のいずれかにおいて選択的に復調処理される。

【 0 0 3 7 】

したがって、両復調回路間では信号について相互干渉が回避されて受信品質は良好となる。

20

【 0 0 4 0 】

請求項 1 に従えば受信した下り信号をチューナをスルーさせて該ネットワークインターフェイスモジュールの外部に出力させて該ネットワークインターフェイスモジュールの汎用性を向上させるような場合に、高周波リレー回路は電子スイッチ回路に比べて省スペースであり、他の回路とのモジュール化が容易であり、かつ信号分配器に比べて信号分配時の損失は低い。

【 0 0 4 1 】

【 発明の実施の形態 】

図 1 は、この発明の実施の形態による N I M を搭載する C A T V 向け S T B 4 0 のブロック構成図である。S T B 4 0 では、図 8 の S T B 4 0 A の構成が簡単化される。

30

【 0 0 4 2 】

S T B 4 0 は N I M と、S T B 4 0 A と同様のトランスポートデコーダ 1 5、M P E G 2 デコーダ 1 6、マルチプレクサ 1 7、C P U 1 9、Q P S K 復調器 2 0 およびパワーアンプ 2 1 とを含む。

【 0 0 4 3 】

N I M は入力端子 1、H P F 3、L P F 4、方向性結合器 5、アナログデジタル共用チューナ 6 A、Q P S K チューナ 8、デジタル S A W フィルタ 9 A、N T S C 復調器 1 0、Q P S K 復調器 1 1、ダウンコンバータ 1 2、A D C 1 3、Q A M 復調器 1 4、R F モジュレータ 1 8、出力端子 2 3、R F リレー回路 2 4、データ端子 2 6、A G C 切換回路 2 9、I F 増幅器 3 0、S W 回路 3 1 およびアナログ S A W フィルタ 3 3 を含む。

40

【 0 0 4 4 】

S T B 4 0 の N I M と S T B 4 0 A の N I M 1 とを比較して異なる点は、N I M は N I M 1 のデジタルチューナ 6、アナログチューナ 7、デジタル S A W フィルタ 9、両側隣接トラップ回路 3 2 および I F 増幅器 3 4 に代替して、アナログデジタル共用チューナ 6 A、デジタル S A W フィルタ 9 A および A G C 切換回路 2 9 を設け、N I M 1 の 2 分配器 2 2 に代替して R F リレー回路 2 4 を設けた点にある。S T B 4 0 の N I M の他の構成は S T B 4 0 の N I M 1 のそれと同じであり説明を省略する。

【 0 0 4 5 】

図示されるように N I M では N I M 1 におけるアナログチューナ 7、2 分配器 2 2、両側隣接トラップ回路 3 2 および I F 増幅器 3 4 の削減によりシステムの簡素化が図られて経

50

済的である。

【 0 0 4 6 】

このシステムの簡素化のために、アナログデジタル共用チューナ 6 A と A G C 切 換 回 路 2 9 とにより図 8 のアナログチューナ 7 の機能とデジタルチューナ 6 の機能とを兼ね備えることができる。

【 0 0 4 7 】

また、デジタル S A W フィルタ 9 A は図 8 のデジタル S A W フィルタ 9 と両側隣接トラップ回路 3 2 との機能を兼ね備える。

【 0 0 4 8 】

次に、図 1 に示された S T B 4 0 における動作について説明する。C P U 1 9 の出力するデータ信号は Q P S K 変調器 2 0 で Q P S K 変調されてパワーアンプ 2 1 で増幅されて上り信号としてデータ端子 2 6、L P F 4、入力端子 1 および図示されないケーブル回線を介して、たとえば 5 ~ 4 2 M H z の帯域を有して C A T V 局へ送信される。

10

【 0 0 4 9 】

C A T V 局からケーブル回線を介して S T B 4 0 へ送信される、たとえば 5 4 ~ 8 6 0 M H z の帯域を有する下り信号は入力端子 1 にて受信される。受信された下り信号は 5 ~ 4 6 M H z を減衰域とし 5 4 M H z 以上を通過域とする H P F 3 を通って方向性結合器 5 に与えられる。

【 0 0 5 0 】

方向性結合器 5 に与えられた下り信号は、Q P S K チューナ 8、Q P S K 復調器 1 1 および C P U 1 9 からなる Q P S K 信号受信回路と R F リレー回路 2 4 に与えられる。

20

【 0 0 5 1 】

R F リレー回路 2 4 は接点 S 1 と S 2 を有して、この 2 つの接点は C P U 1 9 の制御により相互に連動して切換えられる。

【 0 0 5 2 】

具体的には、C P U 1 9 は N I M を含む S T B 4 0 の動作時には、接点 S 1 によって方向性結合器 5 からの下り信号をアナログデジタル共用チューナ 6 A へ出力するとともに接点 S 2 によって R F モジュレータ 1 8 からの T V 信号を出力端子 2 3 へ出力するように、接点 S 1 と S 2 を切換制御する。逆に動作待機時は、信号が N I M をスルー動作するように、接点 S 1 と S 2 は連通するように切換制御されて、方向性結合器 5 から出力される下り信号は直接に出力端子 2 3 から外部へ出力される。

30

【 0 0 5 3 】

方向性結合器 5 で分割された下り信号は、Q P S K チューナ 8 に入力されて選局され、Q P S K 復調器 1 1 によってデータ信号に復調された後、C P U 1 9 に与えられて処理される。これに対して、課金情報などの上りデータ信号は C P U 1 9 から Q P S K 変調器 2 0 に入力されて変調され、パワーアンプ 2 1 で増幅された後、データ端子 2 6 に導入され、アップストリーム回路である L P F 4 を介して入力端子 1 から C A T V ケーブルへ送出される。

【 0 0 5 4 】

C P U 1 9 はあらかじめプログラムされた手続に従い動作する I C であり以下の動作をする。つまり、上述したように N I M を含む S T B 4 0 が受信状態にあるのか待機状態にあるのかを判定して、R F リレー回路 2 4 の接点 S 1 と S 2 を連動して切換制御するとともに、所望の受信チャンネルに応じてアナログデジタル共用チューナ 6 A の同調周波数の制御やマルチプレクサ 1 7 の切換制御をし、さらに Q P S K チューナ 8 および Q P S K 復調器 1 1 を用いる下りデータ受信処理および Q P S K 変調器 2 0 およびパワーアンプ 2 1 を用いる上りデータ送信処理を行なう。

40

【 0 0 5 5 】

R F リレー回路 2 4 を介してアナログデジタル共用チューナ 6 A にて受信された下り信号は、前述したようにアナログ信号である N T S C 映像信号およびデジタル信号である Q A M 映像信号を含み、これらの信号はアナログデジタル共用チューナ 6 A において C P U 1

50

9の制御に従う同調周波数に基づいて選局処理されて、所望チャンネルのIF信号として出力される。

【0056】

このように、図1の構成ではアナログ放送およびデジタル放送の受信に共用されるアナログデジタル共用チューナ6Aを設けているので、図8の2分配器22によるアナログチューナ7とデジタルチューナ6への信号分配時に入力端子1からデジタルチューナ6までに生じていたロスが低減される。この結果、図1では、受信チャンネルがアナログチャンネルの場合には映像信号に関するSN比が3～5dB改善され、デジタルチャンネルの場合にはSNRの改善となり、低入力レベル時のBERTの改善となる。

【0057】

また、アナログデジタル共用チューナ6Aを設けて一方のチューナ(図8のアナログチューナ7)および2分配器22が削除されたので、NIMに関してはNIM1に比べて消費電力が約20%削減される。

【0058】

図2は、図1のアナログデジタル共用チューナ6Aのブロック図である。

アナログデジタル共用チューナ6Aはアナログ放送受信用のアナログチャンネルとデジタル放送受信用のデジタルチャンネルの両方についての選局機能を有する。

【0059】

アナログデジタル共用チューナ6Aは前述したB3～B1バンドのそれぞれについて受信回路を含む。受信回路のそれぞれは入力切換回路68～70のそれぞれと、高周波増幅入力同調回路53～55のそれぞれと、高周波増幅部56～58のそれぞれと、高周波増幅出力同調回路71～73のそれぞれと、混合回路59～61のそれぞれと、局部発振回路62～64のそれぞれとを含むとともにB3～B1バンドについて共用されるPLL選局回路95を含む。

【0060】

局部発振回路62～64のそれぞれは、PLL選局回路95から与えられる同調電圧TVに応じた周波数で発振するとともに発振出力fvをPLL選局回路95と対応の混合回路に与える。

【0061】

上述した各バンドの受信回路ごとに設けられた混合回路と局部発振回路と各バンドに共通して設けられたPLL選局回路95とにより各バンドごとの周波数変換回路が形成される。

【0062】

各バンドの周波数変換回路は同様の動作をする。つまり、局部発振回路はPLL選局回路95により印加される所望チャンネルに対応の同調電圧TVのレベルに従う同調周波数で発振動作するので、混合回路では前段の高周波増幅出力同調回路から入力されるRF信号は対応の局部発振回路から出力される発振出力fvと混合されて、所望チャンネルに対応のIF信号に変換されて出力される。

【0063】

アナログデジタル共用チューナ6Aの動作において、RFリレー回路24から出力されたCATV局からの下り信号は各バンドの受信回路に与えられる。

【0064】

各バンドの受信回路は所望される受信チャンネルに応じて択一的に選択されて、選択された受信回路のみが動作状態となり、選択されないものは非動作状態となる。

【0065】

具体的にはCPU19によりPLL選局回路95に選局データSDとして与えられる所望される受信チャンネル情報とバンド情報とに応じて入力切換回路68～70のいずれか1つが選択的に動作して、動作した入力切換回路により対応するバンドの受信回路への電源供給切換が行なわれて、機能の動作制御が行なわれる。

【0066】

10

20

30

40

50

たとえば、B 3 バンドのチャンネル受信時には入力切換回路 6 8、高周波増幅入力同調回路 5 3、高周波増幅部 5 6、高周波増幅出力同調回路 7 1、混合回路 5 9、局部発振回路 6 2 および P L L 選局回路 9 5 は動作状態であり、B 2 および B 1 バンドの受信回路、すなわち入力切換回路 6 9 と 7 0、高周波増幅入力同調回路 5 4 と 5 5、高周波増幅部 5 7 と 5 8、高周波増幅出力同調回路 7 2 と 7 3、混合回路 6 0 と 6 1 および局部発振回路 6 3 と 6 4 は非動作状態となる。

【 0 0 6 7 】

なお、P L L 選局回路 9 5 は各バンドに共通な回路なので、常時動作状態となる。

【 0 0 6 8 】

同様にして、B 2 バンドのチャンネル受信時には B 2 バンドの受信回路のみ動作状態となり、B 1 および B 3 の受信回路は非動作状態となる。同様に B 3 バンドのチャンネル受信時には B 3 バンドの受信回路のみ動作状態となり、B 1 および B 2 の受信回路は非動作状態となる。

10

【 0 0 6 9 】

次に、各バンドの受信回路での動作を説明する。

各バンドの受信回路での動作は同じなので、ここでは B 3 バンドの受信回路を例にして説明し、B 2 および B 1 バンドの受信回路の動作は説明を省略する。

【 0 0 7 0 】

入力切換回路 6 8 を介して R F リレー回路 2 4 から入力された下り信号 (R F 信号) は、高周波増幅入力同調回路 5 3 にて所望受信チャンネルに対応の周波数の信号が取り出されて、高周波増幅部 5 6 に与えられる。高周波増幅部 5 6 では、A G C 切換回路 2 9 から印加される A G C 電圧 V に従って入力信号を増幅して高周波増幅出力同調回路 7 1 に出力する。

20

【 0 0 7 1 】

図 1 の A G C 切換回路 2 9 はアナログデジタル共用チューナ 6 A に関連して設けられる。アナログデジタル共用チューナ 6 A の高周波増幅部 5 6 ~ 5 8 に印加される自動利得制御のための A G C 電圧 V は、アナログ放送受信時とデジタル放送受信時とで、利得が減衰し始める値および傾きが異なっているので、A G C 切換回路 2 9 はアナログ放送受信時とデジタル放送受信時とで A G C 電圧 V のレベルを切換えることによってアナログ放送受信およびデジタル放送受信のためのチューナの共用化を可能としている。

30

【 0 0 7 2 】

この A G C 切換回路 2 9 の切換え動作は以下のように行なわれる。つまり、A G C 切換回路 2 9 はデジタル放送受信時は Q A M 復調回路 1 4 からの復調結果 S 1 に基づいて、アナログ放送受信時は N T S C 復調回路 1 0 からの復調結果 S 2 に基づいて A G C 電圧 V のレベルを切換える。

【 0 0 7 3 】

高周波増幅出力同調回路 7 1 は、与えられる信号を入力して再度、所望受信チャンネルに対応する周波数の信号を取出して混合回路 5 9、局部発振回路 6 2 および P L L 選局回路 9 5 からなる周波数変換回路に与える。

【 0 0 7 4 】

周波数変換回路では、前述したように与えられた所望チャンネルに対応の R F 信号が I F 信号に変換される。

40

【 0 0 7 5 】

ここで、デジタル放送受信のためのチャンネルおよびアナログ放送受信のためのチャンネルのチューニングに共用される P L L 選局回路 9 5 について説明する。

【 0 0 7 6 】

デジタル放送受信専用のチューナに適用される P L L 選局方式およびアナログ放送受信専用のチューナに適用される P L L 選局方式の相違点は、P L L における比較周波数およびチューニングステップにおいて相違する。具体的には、アナログ系では変調信号は残留側波帯 (V S B) 方式を採用しているために I F 周波数精度を高くする必要があるので、比

50

較周波数において10KHz以下の低い周波数が用いられるのに対し、デジタル系ではVCO (Voltage Control Oscillatorの略)におけるフェーズノイズを低減させるために、比較周波数において62.5KHz、125KHzおよび250KHzなどの比較的高い周波数が用いられる。

【0077】

そこで、本実施の形態では、アナログデジタル共用チューナ6Aにおいて1個のPLL ICにてデジタルチューナおよびアナログチューナの両機能を満たすようにするため、基準周波数を分周する機能を有して、特に所望受信チャンネルがアナログチャンネルである場合およびデジタルチャンネルである場合に依じて基準周波数の分周比を可変設定するよう構成される。

10

【0078】

具体的には、PLLシステムにおける基準発振信号を分周し位相検波器に印加される従来方式を、分周回路をプログラム設定が可能なシステムに変更する。たとえば、デジタルチャンネル受信の場合、4MHzの基準信号周波数を32分周することにより125KHzの比較周波数に、アナログチャンネルの受信の場合、256分周または512分周により15.625KHzまたは7.8125KHzの比較周波数になるよう分周比を各チャンネルごとにプログラム設定するシステムとすることにより、チューナのアナログ放送およびデジタル放送での共用化が可能となる。

【0079】

図3は、図2のPLL選局回路のブロック構成図である。PLL選局回路95は1チップICからなり、前置分周器951、プログラマブル可変分周器952と954、周波數位相比較器953、LPF (ループフィルタ) 955および水晶発振器等からなる基準発振器956を含む。

20

【0080】

プログラマブル可変分周器954には、前述したようにCPU19からの選局データSDに基づいて受信チャンネルがアナログチャンネルであるかデジタルチャンネルであるかに応じた分周比Mが予めプログラム設定される。同様に、プログラマブル分周器952には、CPU19からの選局データSDに基づいて所望受信チャンネルに応じた分周比Nが予めプログラム設定される。

【0081】

30

動作において、基準発振器956の発振出力はプログラマブル可変分周器954においてCPU19からの選局データSDに基づく分周比Mで分周されて比較周波数信号として周波數位相比較器953に与えられる。また、局部発振回路(62, 63, 64)の発振出力fvは、RF信号であるのでまず前置分周器951により後段の回路で処理しやすい周波数にまで分周されてプログラマブル分周器952に与えられる。プログラマブル分周器952では発振出力fvは選局データSDに基づく分周比Nで分周された後、周波數位相比較器953に与えられて、ここで可変分周器954からの比較周波数信号と比較されて、比較結果に基づきLPF (ループフィルタ) 955を介して両信号の位相差が一定となるような同調電圧TVが局部発振回路(62, 63, 64)に印加される。

【0082】

40

このようにして、アナログデジタル共用チューナ6Aから出力された所望受信チャンネルに対応するIF信号はデジタルSAWフィルタ9Aに与えられる。

【0083】

図4(A)と(B)は、図1のデジタルSAWフィルタ9Aの両側隣接チャンネル妨害の除去比について説明する図である。ここで、デジタルSAWフィルタ9Aについて説明する。

【0084】

従来、デジタル放送用のSAWフィルタは通信速度に応じて伝送帯域幅が決定されているので、復調系ではアナログ放送およびデジタル放送についてそれぞれ専用にSAWフィルタが設けられるのが通例である。また、一方では、近年世界各国のデジタル放送の信号波

50

に関する規格（DVB-C、MCMSSなど）が決定されており通信速度が定まりつつある。このような背景から、デジタル放送用のSAWフィルタの伝送帯域幅は、たとえばアメリカ合衆国向けの仕様であれば6MHzに、ヨーロッパ向けの仕様であれば8MHzにセットされる。

【0085】

これに対して従来のアナログ放送用のSAWフィルタの伝送帯域幅は、アメリカ合衆国向け仕様でNTSCの帯域幅、ヨーロッパの仕様でPALの帯域幅に相当する。通過帯域幅はNTSCで4.5MHz、PALで5.5MHzがそれぞれ必要とされる。このことから、SAWフィルタに必要とされるアナログ放送向けの通過帯域幅は、デジタル放送向けの通過帯域幅に含まれるので、アナログチャンネル受信時、アナログ放送のIF信号をデ
ジタル放送向けのSAWフィルタ9Aを用いて処理することが可能となる。これにより、
SAWフィルタ9Aを用いて処理する方法によれば所望受信チャンネルにおける信号が両
側隣接チャンネルの信号により変調されて混信状態が生じる現象（以下、両側隣接チャ
ネル妨害という）において変調を引き起こす妨害波の除去比が以下のように改善される。

【0086】

つまり、アナログのIF信号に関して図4（B）の従来の両側隣接トラップ回路32を用
いた場合の妨害波の除去比H2と、図4（A）の図1のデジタルSAWフィルタ9Aを用
いた場合の妨害波の除去比H1とを比較すると、 $H1 > H2$ となり除去比H1は除去比H
2に対して10dB以上改善される。また、NIMに関して両側隣接チャンネル妨害を除
去するためのトラップ調整が必要ない構成となるので経済的である。

【0087】

図5は、アナログIF信号における両側隣接トラップ特性を示す図である。図示されるよ
うにアナログIF信号の両側隣接チャンネル妨害の除去比は10数dBである。

【0088】

図6は、アナログSAWフィルタ33の特性を示す図である。ここに示されるようにアナ
ログSAWフィルタ33では両側隣接チャンネル妨害の除去比は40dB以上である。そ
れゆえに、図5に示されるアナログIF信号に関する両側隣接チャンネルのトラップ特
性を満足させるためには、図8に示されるアナログSAWフィルタ33の他に、両側隣接チ
ャンネル妨害を十分に減衰させるための両側隣接トラップ回路32が必要とされるが、こ
の場合でも計算上除去比として60dB以上確保することは困難である。

【0089】

図7は、デジタルSAWフィルタ9Aの特性を示す図である。図示されるようにアナログ
IF信号に関してデジタルSAWフィルタ9Aを従来の両側隣接トラップ回路32の代わ
りに用いることにより、両側隣接チャンネル妨害の除去比を60dB以上確保することが
可能となる。

【0090】

また、デジタルSAWフィルタ9Aを用いた構成では、バンドエッジ（受信チャンネルの
帯域の両エッジ）において群遅延時間が良好である。すなわち、従来の図8の構成では、
信号は両側隣接トラップ回路32を通過するのでその分の群遅延時間が生じていたが、図
1のデジタルSAWフィルタ9Aを用いた構成では両側隣接トラップ回路32が削除され
るのでその分の群遅延時間が除かれる。

【0091】

このように、本来の帯域制限特性の他に両側隣接チャンネル妨害に関するトラップ特性を
有したデジタルSAWフィルタ9Aから出力されたIF信号はIF増幅器30にて増幅さ
れた後、SW回路31に与えられる。

【0092】

SW回路31はQAM復調器14の出力する切換信号CHにより切換制御されて動作する
電子スイッチ回路である。すなわちQAM復調器14が直列ビットストリームを出力して
いるデジタル放送受信時は、SW回路31は切換信号CHに従い、与えられるデジタルの
IF信号を入力してデジタル復調系側のダウンコンバータ12に出力する。逆に、QAM

10

20

30

40

50

復調器 14 が直列ビットストリームを出力していないアナログ放送受信時は、S W 回路 31 は切換信号 C H に従って、与えられるアナログの I F 信号を入力してアナログ復調系側のアナログ S A W フィルタ 33 に与える。

【 0 0 9 3 】

このように、アナログチャンネルの信号およびデジタルチャンネルの信号は電子 S W 回路 31 によりアナログ復調系側の回路群およびデジタル復調系側の回路群でそれぞれ個別に処理されるように分岐されるから、互いの干渉は防止されて良好な受信状態が得られる。

【 0 0 9 4 】

アナログの I F 信号がアナログ S A W フィルタ 33 を介して N T S C 復調器 10 にて復調されてコンポジット信号 C P 1 としてマルチプレクサ 17 に与えられる。

10

【 0 0 9 5 】

デジタルの I F 信号はダウンコンバータ 12 にて低周波の I F 信号に変換されて、A D C 13 に与えられる。

【 0 0 9 6 】

A D C 13 ではデジタルの I F 信号は、8 ビットまたは 10 ビットのデジタル信号に変換されて Q A M 復調器 14 に与えられる。

【 0 0 9 7 】

Q A M 復調器 14 は与えられるデジタル信号を I、Q 復調して、誤り訂正した後、直列のビットストリームとしてトランスポートデコーダ 15 に出力する。

【 0 0 9 8 】

20

トランスポートデコーダ 15 は、与えられる直列ビットストリームから映像および音声信号を取出して M P E G 2 デコーダ 16 に出力する。

【 0 0 9 9 】

M P E G 2 デコーダ 16 は、入力する映像および音声信号の帯域伸長を行ない、アナログの N T S C のコンポジット信号 C P 2 としてマルチプレクサ 17 に出力する。

【 0 1 0 0 】

マルチプレクサ 17 は C P U 19 の制御に従い、コンポジット信号 C P 1 および C P 2 のうち所望される受信チャンネルに該当するいずれか一方のコンポジット信号を R F モジュレータ 18 に出力する。

【 0 1 0 1 】

30

つまり、C P U 19 は所望受信チャンネルがデジタルチャンネルである場合にはコンポジット信号 C P 2 が、逆にアナログチャンネルである場合にはコンポジット信号 C P 1 が選択されて R F モジュレータ 18 に出力されるようにマルチプレクサ 17 を切換制御する。

【 0 1 0 2 】

R F モジュレータ 18 は、与えられるコンポジット信号を所望されるチャンネルの T V 信号に変換して出力する。この T V 信号は R F リレー回路 24 の接点 S 2 を介して出力端子 23 から図示されない T V 受像機のアンテナ入力端子に出力される。

【 0 1 0 3 】

今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は上記した説明ではなくて特許請求の範囲によって示され、特許請求の範囲と均等の意味および範囲内でのすべての変更が含まれることが意図される。

40

【図面の簡単な説明】

【図 1】この発明の実施の形態による N I M を搭載する C A T V 向け S T B のブロック構成図である。

【図 2】図 1 のアナログデジタル共用チューナ 6 A のブロック図である。

【図 3】図 2 の P L L 選局回路のブロック構成図である。

【図 4】(A) と (B) は、図 1 のデジタル S A W フィルタ 9 A の両側隣接チャンネル妨害の除去比について説明する図である。

【図 5】アナログ I F 信号における両側隣接トラップ特性を示す図である。

50

【図6】アナログSAWフィルタの特性を示す図である。

【図7】デジタルSAWフィルタの特性を示す図である。

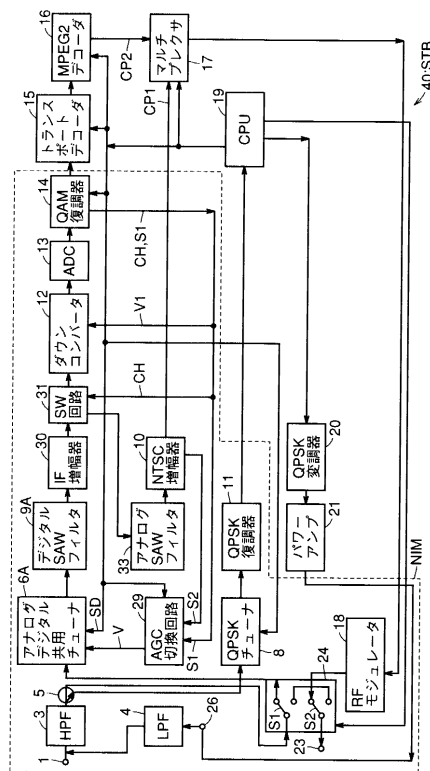
【図8】従来のSTBのブロック構成図である。

【符号の説明】

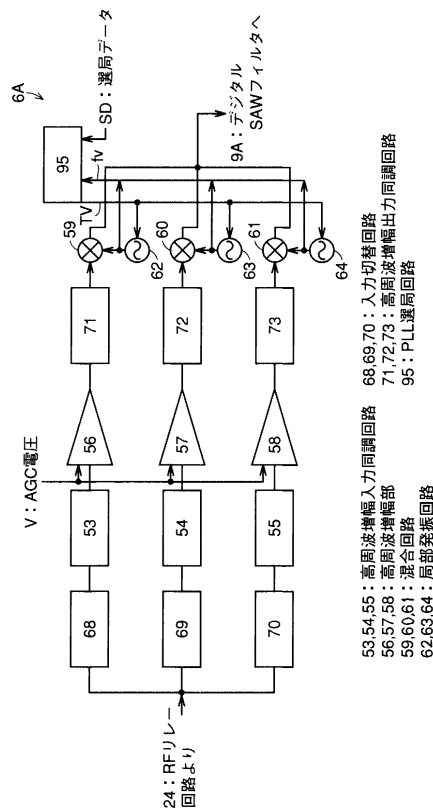
- 6A アナログデジタル共用チューナ
- 9A デジタルSAWフィルタ
- 10 NTSC復調器
- 14 QAM復調器
- 19 CPU
- 24 RFリレー回路
- 29 AGC切替回路
- 30 IF増幅器
- 31 SW回路
- 40 STB

10

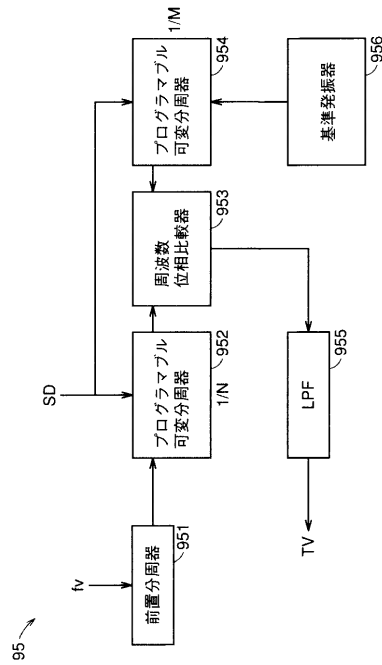
【図1】



【図2】

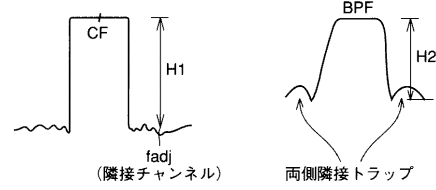


【図3】

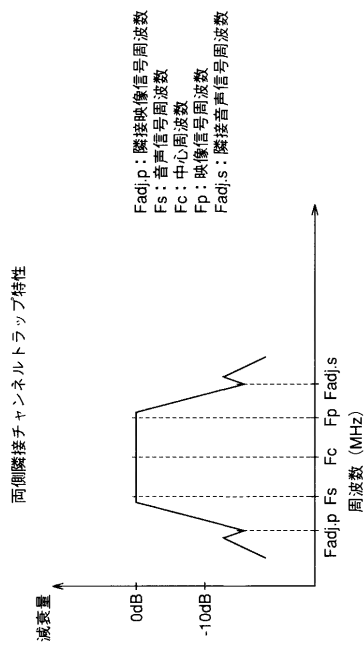


【図4】

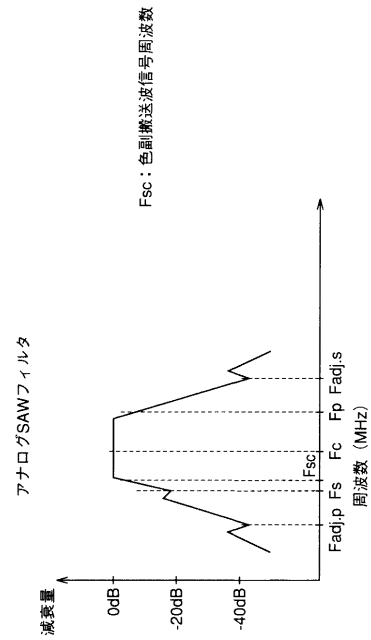
(A) デジタルSAWフィルタの場合 (B) アナログIF信号の場合



【図5】



【図6】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平08 - 289212 (JP, A)
特開平10 - 032805 (JP, A)
特開平08 - 181556 (JP, A)
特開平06 - 090417 (JP, A)
特開平10 - 042266 (JP, A)
特開平10 - 056628 (JP, A)
特開平05 - 304672 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H04N 7/10, 7/16- 7/173
H04N 5/38 - 5/46