(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号

特許第3674166号

(P3674166)

(45)発行日　平成17年7月20日(2005.7.20)　(24)登録日　平成17年5月13日(2005.5.13)

(51)Int.Cl.[7]	F I		
H04B 1/26	H04B	1/26	E
H04B 1/16	H04B	1/26	H
	H04B	1/16	A

請求項の数 5　(全 26 頁)

(21)出願番号　特願平8-190951
(22)出願日　平成8年7月19日(1996.7.19)
(65)公開番号　特開平9-284163
(43)公開日　平成9年10月31日(1997.10.31)
審査請求日　平成15年2月17日(2003.2.17)
(31)優先権主張番号　特願平8-51036
(32)優先日　平成8年2月14日(1996.2.14)
(33)優先権主張国　日本国(JP)

(73)特許権者　000002185
ソニー株式会社
東京都品川区北品川６丁目７番３５号
(74)代理人　100083909
弁理士　神原　貞昭
(72)発明者　富山　均
東京都品川区北品川６丁目７番３５号　ソニー株式会社内

審査官　甲斐　哲雄

最終頁に続く

(54)【発明の名称】放送波信号受信装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

周波数変調放送波信号を選択受信し、受信された周波数変調放送波信号に基づく周波数変調中間周波信号を得る第１の選択受信部と、

上記周波数変調中間周波信号を通過させる第１の帯域フィルタ部と、

該第１の帯域フィルタ部から得られる周波数変調中間周波信号に復調処理を施して、第１の復調出力信号を得る第１の復調部と、

振幅変調放送波信号を選択受信し、受信された振幅変調放送波信号に基づく振幅変調中間周波信号を得る第２の選択受信部と、

上記振幅変調中間周波信号を通過させる第２の帯域フィルタ部と、

該第２の帯域フィルタ部から得られる振幅変調中間周波信号に復調処理を施して、第２の復調出力信号を得る第２の復調部と、

上記第１の復調出力信号もしくは上記第２の復調出力信号に基づく情報再生出力を得る出力部と、

該出力部から上記第２の復調出力信号に基づく情報再生出力が得られ得る状態にあるもとで、上記第２の帯域フィルタ部から得られる振幅変調中間周波信号を上記第１の復調部に供給する信号供給選択部と、

上記第１の復調部に上記第２の帯域フィルタ部から得られる振幅変調中間周波信号が供給されて得られる復調出力信号を、上記第２の選択受信部における振幅変調放送波信号についての選択受信状態の制御に用いる動作制御部と、

を備え、

上記動作制御部が、上記出力部から上記第２の復調出力信号に基づく情報再生出力が得られ得る状態にあるもとで、上記第１の復調部に上記第２の帯域フィルタ部から得られる振幅変調中間周波信号が供給されて得られる復調出力信号と上記第２の復調部から得られる第２の復調出力信号とに基づいて、振幅変調放送波受信検出信号を得る振幅変調放送波受信状態検出部と、上記振幅変調放送波受信検出信号に応じて、上記第２の選択受信部における振幅変調放送波信号についての選択受信状態の制御を行う受信制御部とを含んで構成されることを特徴とする放送波信号受信装置。

【請求項２】

上記第１の帯域フィルタ部から得られる周波数変調中間周波信号を実質的に一定のゲインをもって増幅して上記第１の復調部に供給するリミッタ増幅部を備え、上記信号供給選択部が、上記第２の帯域フィルタ部から得られる振幅変調中間周波信号を上記リミッタ増幅部を通じて上記第１の復調部に供給することを特徴とする請求項１記載の放送波信号受信装置。

【請求項３】

上記動作制御部が、上記出力部から上記第１の復調出力信号に基づく情報再生出力が得られ得る状態にあるもとで、上記リミッタ増幅部を通じた周波数変調中間周波信号と上記第１の復調部から得られる第１の復調出力信号とに基づいて、周波数変調放送波受信検出信号を得る周波数変調波受信状態検出部と、上記周波数変調放送波受信検出信号に応じて、上記第１の選択受信部における周波数変調放送波信号についての選択受信状態の制御を行う受信制御部とを含んで構成されることを特徴とする請求項２記載の放送波信号受信装置。

【請求項４】

上記周波数変調放送波信号についての選択受信状態の制御を行う受信制御部が、上記周波数変調放送波受信検出信号に応じて、上記第１の選択受信部における同調部の同調周波数及び選択受信された周波数変調放送波信号についての周波数変換に供される局部発振部の発振周波数の制御を行うとともに、上記振幅変調放送波信号についての選択受信状態の制御を行う受信制御部が、上記振幅変調放送波受信検出信号に応じて、上記第２の選択受信部における同調部の同調周波数及び選択受信された振幅変調放送波信号についての周波数変換に供される局部発振部の発振周波数の制御を行うことを特徴とする請求項３記載の放送波信号受信装置。

【請求項５】

上記第１の復調部が、集積回路部品内に組み込まれ、該集積回路部品外から調整可能とされる制御信号によって復調特性の調整を行うことができる構成をとるとともに、上記振幅変調中間周波信号を通過させる第２の帯域フィルタ部が、上記集積回路部品内に組み込まれ、該集積回路部品外から調整可能とされる制御信号によって周波数帯域選択特性の調整を行うことができる構成をとり、上記第１の復調部に該第１の復調部の復調特性についての調整を行う制御信号を供給するとともに、上記第２の帯域フィルタ部に該第２の帯域フィルタ部の周波数帯域選択特性についての調整を行う制御信号を供給する制御信号形成部が、上記制御信号についての調整部を伴って設けられたことを特徴とする請求項１記載の放送波信号受信装置。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】

本発明は、周波数変調放送波信号及び振幅変調放送波信号（ＦＭ放送波信号及びＡＭ放送波信号：以下、特に断りがない限り、周波数変調をＦＭとあらわし、振幅変調をＡＭとあらわす）の夫々を選択受信し、受信されたＦＭもしくはＡＭ放送波信号に基づく情報再生出力を得る放送波信号受信装置に関する。

【０００２】

【従来の技術】

所謂“ラジオ放送”を行っている放送局から送出されたＦＭ放送波信号もしくはＡＭ放送波信号の受信に使用される、スーパーヘテロダイン受信装置の分野においては、容量素子（バリアブル・コンデンサ）が用いられるアナログ選局方式の採用に代わり、例えば、フェイズ・ロックド・ループ（ＰＬＬ）が用いられるディジタル選局方式の採用が一般化してきている。ディジタル選局方式が採用されたもとにあっては、ＰＬＬが、例えば、マイクロコンピュータによる制御のもとに作動せしめられて、迅速かつ確実な選局動作が行われ、しかも、選局に際して使用者による微調整等が不要とされて、使い勝手に優れた選局部が形成される。

【０００３】

このようなディジタル選局方式が採用されたスーパーヘテロダイン受信装置が得意とする便利な機能として、自動走査選局動作がある。自動走査選局動作が行われるもとにあっては、マイクロコンピュータにより制御されるＰＬＬによって、ＦＭ放送波信号もしくはＡＭ放送波信号を受信対象とした受信周波数が、予め設定された所定の周波数間隔をおいて順次変化せしめられていき、順次変化していく受信周波数に同調するＦＭ放送波信号もしくはＡＭ放送波信号が存在すると、それを検出して受信周波数の変化を一時的に停止させ、例えば、受信周波数に同調するＦＭ放送波信号もしくはＡＭ放送波信号が検出されたことをインジケータランプ等を作動させることにより示唆し、さらには、そのときのＦＭ放送波信号もしくはＡＭ放送波信号を受信して得られる情報再生出力を、例えば、音声出力として生じさせるというような事態が自動的に得られる。

【０００４】

斯かる際において順次変化せしめられていく受信周波数の各々は、各放送局から送出されるＦＭ放送波信号もしくはＡＭ放送波信号の搬送波周波数に対応するものとされる。我が国におけるラジオ放送波信号の場合、ＦＭ放送波信号にあっては、それらの搬送波周波数が、例えば、７６～９０ＭＨｚの周波数帯域（バンド）内に１００ｋＨｚおきに配されており、また、ＡＭ放送波信号にあっては、それらの搬送波周波数が、例えば、５３１～１６０２ｋＨｚのバンド内に９ｋＨｚおきに配されている。従って、ＦＭ放送波信号を選択受信するための受信周波数は、７６～９０ＭＨｚのバンド内に１００ｋＨｚおきに配される搬送波周波数の夫々に対応するように変化せしめられ、また、ＡＭ放送波信号を選択受信するための受信周波数は、５３１～１６０２ｋＨｚのバンド内に９ｋＨｚおきに配される搬送波周波数の夫々に対応するように変化せしめられる。

【０００５】

ディジタル選局方式が採用されたスーパーヘテロダイン受信装置において自動走査選局動作が行われるにあたり、所望の放送局からのＦＭ放送波信号もしくはＡＭ放送波信号に代えて、他の放送局からのＦＭ放送波信号もしくはＡＭ放送波信号が不所望に検出されてしまう誤検出が生じる虞がある。特に、ラジオ放送波信号におけるＡＭ放送波信号の場合、相互に隣接する二つの搬送波周波数の間隔が、例えば、９ｋＨｚというように比較的狭いので、それらが受信対象とされる際に、所望の放送局からのＡＭ放送波信号に代えて、そのＡＭ放送波信号の搬送波周波数に隣接する搬送波周波数を有したＡＭ放送波信号を送出する放送局（隣接局）からのＡＭ放送波信号が検出されることになる事態が生じ易い。

【０００６】

例えば、搬送波周波数を９９９ｋＨｚとするＡＭ放送波信号を比較的大なる信号強度をもって送出する放送局が存在するもとで、受信周波数が低い周波数から高い周波数へと順次変化せしめられていく場合、例えば、受信周波数が９９０ｋＨｚとされたとき、そのもとで搬送波周波数を９９９ｋＨｚとするＡＭ放送波信号が受信されることにより得られる受信出力が比較的大とされて、搬送波周波数を９９９ｋＨｚとするＡＭ放送波信号が誤検出されることになり、その結果、受信周波数が９９９ｋＨｚにまで達することなく９９０ｋＨｚとされたところでその変化が止められ、自動走査選局動作が停止してしまうことになる虞がある。

【０００７】

そこで、従来にあっては、マイクロコンピュータにより制御されるＰＬＬによってＡＭ放

送波信号を受信対象とした受信周波数が順次変化せしめられていくもとにあって、ＡＭ放送波信号が受信される毎に、受信されたＡＭ放送波信号に周波数変換が施されて得られるＡＭ中間周波信号を、受信周波数を順次変化させていくＰＬＬを制御するマイクロコンピュータに供給し、マイクロコンピュータによってＡＭ中間周波信号の搬送波周波数を検出し、受信されたＡＭ放送波信号が適正なものか、あるいは、誤検出によるものかを判断するようになすことが提案されている。マイクロコンピュータによるＡＭ中間周波信号の搬送波周波数の検出は、ＡＭ中間周波信号の搬送波成分に基づいて得られるパルスが計数されることによって行われる。

【０００８】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上述の如くに、マイクロコンピュータによりＡＭ中間周波信号の搬送波成分に基づいて得られるパルスが計数されるにあたっては、ＡＭ中間周波信号の搬送波成分に基づくパルスを得るため、ＡＭ中間周波信号の搬送波成分を矩形波信号となるように波形整形が施されることになり、それに伴う弊害が生じる。即ち、ＡＭ中間周波信号の搬送波成分が矩形波信号とされてマイクロコンピュータに入力されることになるが、矩形波信号とされるがゆえに、ＡＭ中間周波信号の搬送波周波数の２倍，３倍等の周波数を有した高調波成分が発生する。そして、斯かる高調波成分が、ＡＭ放送波信号に対する受信端（受信アンテナコイル等）に疑似入力信号として作用し、その周波数に比較的近い搬送波周波数を有したＡＭ放送波信号が受信されるに際して妨害波となってしまうのである。

【０００９】

例えば、ＡＭ中間周波信号の搬送波周波数が４５０ｋＨｚとされると、ＡＭ中間周波信号の搬送波成分が矩形波信号とされることにより、周波数を９００ｋＨｚ（２倍），１３５０ｋＨｚ（３倍）等とする高調波成分が比較的大なる信号強度を有するものとして発生し、それらが受信端に混入して、搬送波周波数を９００ｋＨｚあるいは１３５０ｋＨｚ付近とするＡＭ放送波信号の受信を妨害する事態がまねかれることになる。

【００１０】

斯かる点に鑑み、本発明は、ＦＭ放送波信号及びＡＭ放送波信号の夫々を選択受信して、受信されたＦＭ放送波信号もしくはＡＭ放送波信号に基づく情報再生出力を得るにあたり、ＡＭ放送波信号の選択受信を行うに際しても、受信されたＡＭ放送波信号の搬送波周波数が適正なものか否かの判別が、例えば、受信されたＡＭ放送波信号に周波数変換が施されて得られるＡＭ中間周波信号の高調波成分がＡＭ放送波信号の受信を妨害するような事態をまねくことなく、的確に行われ、その判別結果に応じたＡＭ放送波信号の選択受信状態についての制御が適切に行われることになる放送波信号受信装置を提供する。

【００１１】

【課題を解決するための手段】

本発明に係る放送波信号受信装置は、ＦＭ放送波信号を選択受信し、受信されたＦＭ放送波信号に基づくＦＭ中間周波信号を得る第１の選択受信部と、ＦＭ中間周波信号を通過させる第１の帯域フィルタ部と、第１の帯域フィルタ部から得られるＦＭ中間周波信号に復調処理を施して、第１の復調出力信号を得る第１の復調部と、ＡＭ放送波信号を選択受信し、受信されたＡＭ放送波信号に基づくＡＭ中間周波信号を得る第２の選択受信部と、ＡＭ中間周波信号を通過させる第２の帯域フィルタ部と、第２の帯域フィルタ部から得られるＡＭ中間周波信号に復調処理を施して、第２の復調出力信号を得る第２の復調部と、第１の復調出力信号もしくは第２の復調出力信号に基づく情報再生出力を得る出力部とを備え、さらに、出力部から第２の復調出力信号に基づく情報再生出力が得られ得る状態にあるもとで、第２の帯域フィルタ部から得られるＡＭ中間周波信号を第１の復調部に供給する信号供給選択部と、第１の復調部に第２の帯域フィルタ部から得られるＡＭ中間周波信号が供給されて得られる復調出力信号を、第２の選択受信部におけるＡＭ放送波信号についての選択受信状態の制御に用いる動作制御部とが設けられ、動作制御部が、出力部から第２の復調出力信号に基づく情報再生出力が得られ得る状態にあるもとで、第１の復調部に第２の帯域フィルタ部から得られるＡＭ中間周波信号が供給されて得られる復調出力

信号と第２の復調部から得られる第２の復調出力信号とに基づいて、ＡＭ放送波受信検出信号を得るＡＭ放送波受信状態検出部と、ＡＭ放送波受信検出信号に応じて、第２の選択受信部におけるＡＭ放送波信号についての選択受信状態の制御を行う受信制御部とを含むものとされて、構成される。

【００１２】

そして、本発明に係る放送波信号受信装置の一例にあっては、第１の選択受信部，第１の帯域フィルタ部，第１の復調部，第２の選択受信部，第２の帯域フィルタ部，第２の復調部，出力部，信号供給選択部及び動作制御部に加えて、第１の復調部にその復調特性についての調整を行う制御信号を供給するとともに、第２の帯域フィルタ部にその周波数帯域選択特性についての調整を行う制御信号を供給する制御信号形成部が設けられる。

【００１４】

上述の如くに構成される本発明に係る放送波信号受信装置にあっては、ＦＭ放送波信号を選択受信して、受信されたＦＭ放送波信号に基づく情報再生出力を出力部から得るＦＭ放送受信状態と、ＡＭ放送波信号を選択受信して、受信されたＡＭ放送波信号に基づく情報再生出力を出力部から得るＡＭ放送受信状態とが選択的にとられる。そして、ＡＭ放送受信状態のもとにおいて、信号供給選択部によって第２の帯域フィルタ部から得られるＡＭ中間周波信号が第１の復調部に供給され、それにより、第１の復調部からＡＭ中間周波信号に基づく復調出力信号が得られる。斯かる復調出力信号は、第１の復調部が本来ＦＭ信号に対する復調動作を行うものであることからして、ＡＭ中間周波信号の搬送波周波数に応じたものとなる。そして、動作制御部により、第１の復調部から得られるＡＭ中間周波信号に基づく復調出力信号が、第２の選択受信部におけるＡＭ放送波信号についての選択受信状態の制御に用いられる。

【００１５】

動作制御部による、第１の復調部から得られるＡＭ中間周波信号に基づく復調出力信号の、第２の選択受信部におけるＡＭ放送波信号についての選択受信状態の制御への利用は、例えば、第２の選択受信部により選択受信されたＡＭ放送波信号が適正な搬送波周波数を有するものでない場合（誤検出が生じた場合）には、それに基づくＡＭ中間周波信号の搬送波周波数が適正なものとされないことに基づいて行われる。即ち、第１の復調部から得られるＡＭ中間周波信号に基づく復調出力信号と第２の復調部から得られる第２の復調出力信号とに基づいて、第２の選択受信部により選択受信されたＡＭ放送波信号が適正な搬送波周波数を有したものか否かをあらわすＡＭ放送波受信検出信号を得、得られたＡＭ放送波受信検出信号が、第２の選択受信部により選択受信されたＡＭ放送波信号が適正な搬送波周波数を有したものであることをあらわす場合には、第２の選択受信部において当該ＡＭ放送波信号が選択受信される状態が継続されるようにされ、また、得られたＡＭ放送波受信検出信号が、第２の選択受信部により選択受信されたＡＭ放送波信号が適正な搬送波周波数を有したものでないことをあらわす場合には、第２の選択受信部において当該ＡＭ放送波信号とは別のＡＭ放送波信号を選択受信するための動作が行われる状態がとられるようにされるのである。

【００１６】

従って、本発明に係る放送波信号受信装置によれば、ＡＭ放送波信号の選択受信を行うに際しても、受信されたＡＭ放送波信号の搬送波周波数が適正なものか否かの判別が、例えば、ＡＭ中間周波信号の高調波成分がＡＭ放送波信号の受信を妨害するような事態をまねくことなく、的確に行われる。そして、その判別結果に応じたＡＭ放送波信号の選択受信状態についての制御が適切に行われることになる。

【００１７】

また、本発明に係る放送波信号受信装置の一例にあっては、制御信号形成部が備えられ、それから供給される制御信号によって、第１の復調部の復調特性についての調整及び第２の帯域フィルタ部の周波数帯域選択特性についての調整が行われる。斯かる調整は、例えば、各部を構成する半導体素子等の回路素子の特性のばらつきに起因して、第１の復調部の復調特性及び第２の帯域フィルタ部の周波数帯域選択特性が所望のものからのずれを生

じた場合、各特性を所望のものに合致させるべく行われる。斯かる際において、第１の復調部，第２の帯域フィルタ部及び制御信号形成部がその他の部分とともに集積回路部品内に組み込まれるもとにあっても、制御信号形成部に付随する制御信号調整部が集積回路部品外に配されることにより、その制御信号調整部の作用を通じて、第１の復調部の復調特性及び第２の帯域フィルタ部の周波数帯域選択特性についての調整が、容易かつ確実に行われることになる。

【００２０】

【発明の実施の形態】

図１は、本発明に係る放送波信号受信装置の一例を示す。この図１に示される例にあっては、例えば、搬送波周波数を７６～９０ＭＨｚのバンド内のものとする複数のラジオ放送局の夫々からのＦＭ放送波信号を受けるためのＦＭ信号受信アンテナ１１と、例えば、搬送波周波数を５３１～１６０２ｋＨｚのバンド内のものとする複数のラジオ放送局の夫々からのＡＭ放送波信号を受けるためのＡＭ信号受信アンテナ１２とが備えられており、ＦＭ放送波信号を選択受信する状態とＡＭ放送波信号を選択受信する状態とが選択的に設定される。

【００２１】

ＦＭ放送波信号を選択受信する状態とＡＭ放送波信号を選択受信する状態とについての選択的設定は、動作制御部を形成するものとして備えられた制御ユニット１３により行われる。制御ユニット１３には、受信バンド選択部１４からのＦＭ放送波信号バンドもしくはＡＭ放送波信号バンドを指示するコマンド信号ＣＢが、制御端子１５を通じて供給されるとともに、選局部１６からの自動走査選局動作を指示するコマンド信号ＣＳ、あるいは、特定の放送局からのＦＭ放送波信号もしくはＡＭ放送波信号についての選局動作を指示するコマンド信号ＣＣが、制御端子１７を通じて供給される。

【００２２】

受信バンド選択部１４からのコマンド信号ＣＢが、ＦＭ放送波信号バンドを指示するものとして、制御端子１５を通じて制御ユニット１３に供給されると、それに応じて、制御ユニット１３から、図１に示される例にＦＭ放送波信号を選択受信する状態をとらせるための、例えば、高レベルをとる制御電圧信号ＶＦＡが送出される。この高レベルをとる制御電圧信号ＶＦＡにより、スイッチ１８についてのその可動接点１８ｃが選択接点１８ｆに接続される状態（破線により示される状態）とされる制御，スイッチ１９についてのその可動接点１９ｃが選択接点１９ｆに接続される状態（破線により示される状態）とされる制御、及び、図示が省略された他の部分についての制御が行われて、ＦＭ放送波信号を選択受信する状態が設定される。

【００２３】

ＦＭ放送波信号を選択受信する状態が設定されたもとで、選局部１６からのＦＭ放送波信号についての自動走査選局動作を指示するものとされたコマンド信号ＣＳ、あるいは、特定のラジオ放送局からのＦＭ放送波信号についての選局動作を指示するコマンド信号ＣＣが、制御端子１７を通じて制御ユニット１３に供給されると、それに応じて、制御ユニット１３から、選局制御電圧信号ＶＣＦが送出されて同調増幅部２０及び局部発振部２１に供給される。それにより、同調増幅部２０において選局制御電圧信号ＶＣＦに応じた同調周波数が設定されるとともに、局部発振部２１において選局制御電圧信号ＶＣＦに応じた発振周波数が設定される。

【００２４】

このようにして同調増幅部２０において選局制御電圧信号ＶＣＦに応じて設定された同調周波数が、そのときＦＭ信号受信アンテナ１１に到来している複数のラジオ放送局の夫々からのＦＭ放送波信号の一つにおける搬送波周波数に一致もしくは極めて近接することになると、そのＦＭ放送波信号が、アンテナ端子２２を通じて同調増幅部２０により受信され、それとともに増幅されて、受信ＦＭ放送波信号ＳＦとして周波数変換部２３に供給される。周波数変換部２３には、選局制御電圧信号ＶＣＦに応じて設定された発振周波数をもって発振する局部発振部２１からの発振出力信号ＳＬＦ１も供給される。

【００２５】
周波数変換部２３においては、受信ＦＭ放送波信号ＳＦが発振出力信号ＳＬＦ１に基づいて周波数変換され、ＦＭ中間周波信号ＳＦＩ１が形成される。ＦＭ中間周波信号ＳＦＩ１は、受信ＦＭ放送波信号ＳＦの搬送波周波数と発振出力信号ＳＬＦ１の周波数との差の周波数に相当する搬送波周波数を有し、その搬送波周波数は、例えば、１０．７ＭＨｚとされる。そして、ＦＭ中間周波信号ＳＦＩ１は、さらに、周波数変換部２４に供給され、周波数変換部２４には、予め設定された一定の発振周波数をもって発振する局部発振部２５からの発振出力信号ＳＬＦ２も供給される。
【００２６】
周波数変換部２４においては、ＦＭ中間周波信号ＳＦＩ１が発振出力信号ＳＬＦ２に基づいて周波数変換され、ＦＭ中間周波信号ＳＦＩ２が形成される。ＦＭ中間周波信号ＳＦＩ２は、ＦＭ中間周波信号ＳＦＩ１の搬送波周波数と発振出力信号ＳＬＦ２の周波数との差の周波数に相当する搬送波周波数を有し、その搬送波周波数は、例えば、１５０ｋＨｚとされる。そして、周波数変換部２４から得られる搬送波周波数を、例えば、１５０ｋＨｚとするＦＭ中間周波信号ＳＦＩ２は、中間周波帯域フィルタ部（ＩＦ帯域フィルタ部）２６に供給される。
【００２７】
上述の同調増幅部２０，局部発振部２１及び２５、及び、周波数変換部２３及び２４を含む部分は、ＦＭ放送波信号を選択受信し、受信されたＦＭ放送波信号に基づくＦＭ中間周波信号を得るＦＭ放送波信号選択受信部を形成している。
【００２８】
ＩＦ帯域フィルタ部２６を通過したＦＭ中間周波信号ＳＦＩ２は、スイッチ１８を選択接点１８ｆ及び可動接点１８ｃを通じて通過し、中間周波リミッタ増幅部（ＩＦリミッタ増幅部）２７に供給される。ＩＦリミッタ増幅部２７は、ＦＭ中間周波信号ＳＦＩ２を、一定のゲインをもって増幅し、その振幅が一定となるように振幅制限を加えて、ＦＭ復調部２８に供給する。ＦＭ復調部２８は、パルスカウント型の復調部により構成される。
【００２９】
このとき、ＦＭ復調部２８には、制御ユニット１３から送出される高レベルをとる制御電圧信号ＶＦＡが加算部２９を通じて供給されており、ＦＭ復調部２８における復調特性が、高レベルをとる制御電圧信号ＶＦＡに応じて、例えば、図２の復調特性図において直線Ｌｆによりあらわされる如くの、ＦＭ中間周波信号ＳＦＩ２の復調に適したものに設定される。この図２の復調特性図において直線Ｌｆによりあらわされる復調特性にあっては、復調中心周波数がＦＭ中間周波信号ＳＦＩ２の搬送波周波数である、例えば、１５０ｋＨｚとされており、復調感度は比較的低くされている。
【００３０】
そして、ＦＭ復調部２８においては、ＩＦリミッタ増幅部２７からの振幅が一定となるように振幅制限されたＦＭ中間周波信号ＳＦＩ２についての、図２の復調特性図において直線Ｌｆによりあらわされる如くの復調特性をもっての復調が行われ、ＦＭ復調部２８から復調出力信号ＳＯＦが得られる。この復調出力信号ＳＯＦは、出力増幅部３０に供給される。出力増幅部３０は、ミューティング機能を備えたものとされている。
【００３１】
また、このとき、ＩＦリミッタ増幅部２７からのＦＭ中間周波信号ＳＦＩ２がアンド回路部３３における一対の入力端の一方に供給され、また、ＦＭ復調部２８からの復調出力信号ＳＯＦが離調検出部３４に供給される。離調検出部３４は、復調出力信号ＳＯＦが、図２の復調特性図において直線Ｌｆによりあらわされる如くの復調特性のもとで、搬送波周波数を、例えば、１５０ｋＨｚとする適正なＦＭ中間周波信号に復調が施されて得られるもので、所定のレベル範囲（例えば、図２の復調特性図に示されるレベル範囲ＬＤＴ）内のレベルを有するものであるとき高レベルをとり、復調出力信号ＳＯＦが、図２の復調特性図に示されるレベル範囲ＬＤＴの如くの所定のレベル範囲内のレベルを有するものでないとき低レベルをとる検出出力信号ＳＤＤを発生し、それをアンド回路部３３における一

対の入力端の他方に供給する。従って、ＦＭ復調部２８からＦＭ中間周波信号ＳＦＩ２に基づく復調出力信号ＳＯＦが得られるもとにあっては、離調検出部３４から高レベルをとる検出出力信号ＳＤＤが発せられて、それがアンド回路部３３における一対の入力端の他方に供給される。

【００３２】

それにより、ＩＦリミッタ増幅部２７からのＦＭ中間周波信号ＳＦＩ２と離調検出部３４からの高レベルをとる検出出力信号ＳＤＤとが供給されるアンド回路部３３の出力端に、ＦＭ中間周波信号ＳＦＩ２に対応する出力信号ＳＦＤが得られて、それが制御ユニット１３に供給される。このとき制御ユニット１３は、アンド回路部３３からの出力信号ＳＦＤに応じて、ミューティング解除制御信号ＣＭＬを送出し、それが出力増幅部３０に供給されるようになす。

【００３３】

ミューティング解除制御信号ＣＭＬが供給される出力増幅部３０にあってはミューティング機能が解除され、それにより、ＦＭ復調部２８からの復調出力信号ＳＯＦが、出力増幅部３０において増幅された後、スイッチ１９を選択接点１９ｆ及び可動接点１９ｃを通じて通過し、出力端子３１を通じてスピーカ３２に供給される。その結果、スピーカ３２から、復調出力信号ＳＯＦに基づく情報再生出力、従って、受信ＦＭ放送波信号ＳＦに基づいた情報再生出力である再生音声が得られる。

【００３４】

このようなもとで、離調検出部３４及びアンド回路部３３は、ＩＦリミッタ増幅部２７を通じたＦＭ中間周波信号ＳＦＩ２とＦＭ復調部２８から得られる復調出力信号ＳＯＦとに基づいて、ＦＭ放送波受信検出信号である出力信号ＳＦＤを得るＦＭ波受信状態検出部を形成している。

【００３５】

上述の如くに、ＦＭ放送波信号を選択受信する状態がとられたもとで、同調増幅部２０において誤検出が生じ、同調増幅部２０によって受信されるとともに増幅されるＦＭ放送波信号が、同調増幅部２０において設定された同調周波数に対応しない不適正な搬送波周波数を有するものとされる場合には、周波数変換部２４から得られるＦＭ中間周波信号が、例えば、１５０ｋＨｚとされる適正な搬送波周波数とは異なる搬送波周波数を有することになる。それゆえ、斯かるＦＭ中間周波信号にＦＭ復調部２８による復調が施されて得られる復調出力信号ＳＯＦが供給される離調検出部３４から、低レベルをとる検出出力信号ＳＤＤが発せられて、それがアンド回路部３３における一対の入力端の他方に供給され、アンド回路部３３から、ＦＭ中間周波信号ＳＦＩ２に対応する出力信号ＳＦＤは得られず、出力信号ＳＦＤの制御ユニット１３への供給は行われない。

【００３６】

それゆえ、制御ユニット１３からのミューティング解除制御信号ＣＭＬの送出はなされず、従って、出力増幅部３０におけるミューティング機能が解除されず、スピーカ３２からの再生音声は得られない。

【００３７】

斯かる際、制御ユニット１３に、選局部１６からのＦＭ放送波信号についての自動走査選局動作を指示するものとされたコマンド信号ＣＳが供給されている場合には、制御ユニット１３は、コマンド信号ＣＳに従い、アンド回路部３３からＦＭ中間周波信号ＳＦＩ２に対応する出力信号ＳＦＤが得られない事態が確認されると、同調増幅部２０及び局部発振部２１に供給される選局制御電圧信号ＶＣＦを予め設定された態様をもって変化させ、それにより、同調増幅部２０における同調周波数及び局部発振部２１における発振周波数を予め設定された周波数だけ変化させる。その結果、同調増幅部２０において新たな同調周波数が設定されるとともに局部発振部２１において新たな発振周波数が設定され、ＦＭ放送波信号についての自動走査選局動作が行われる。

【００３８】

一方、受信バンド選択部１４からのコマンド信号ＣＢが、ＡＭ放送波信号バンドを指示す

るものとして、制御端子１５を通じて制御ユニット１３に供給されると、それに応じて、制御ユニット１３から、図１に示される例にＡＭ放送波信号を選択受信する状態をとらせるための、例えば、低レベルをとる制御電圧信号ＶＦＡが送出される。この低レベルをとる制御電圧信号ＶＦＡにより、スイッチ１８についてのその可動接点１８ｃが選択接点１８ａに接続される状態（実線により示される状態）となされる制御，スイッチ１９についてのその可動接点１９ｃが選択接点１９ａに接続される状態（実線により示される状態）となされる制御、及び、図示が省略された他の部分についての制御が行われて、ＡＭ放送波信号を選択受信する状態が設定される。

【００３９】

ＡＭ放送波信号を選択受信する状態が設定されたもとで、選局部１６からのＡＭ放送波信号についての自動走査選局動作を指示するものとされたコマンド信号ＣＳ、あるいは、特定のラジオ放送局からのＡＭ放送波信号についての選局動作を指示するコマンド信号ＣＣが、制御端子１７を通じて制御ユニット１３に供給されると、それに応じて、制御ユニット１３から、選局制御電圧信号ＶＣＡが送出されて同調増幅部３５及び局部発振部３６に供給される。それにより、同調増幅部３５において選局制御電圧信号ＶＣＡに応じた同調周波数が設定されるとともに、局部発振部３６において選局制御電圧信号ＶＣＡに応じた発振周波数が設定される。

【００４０】

このようにして同調増幅部３５において選局制御電圧信号ＶＣＡに応じて設定された同調周波数が、そのときＡＭ信号受信アンテナ１２に到来している複数のラジオ放送局の夫々からのＡＭ放送波信号の一つにおける搬送波周波数に一致もしくは極めて近接することになると、そのＡＭ放送波信号が、アンテナ端子３７を通じて同調増幅部３５により受信され、それとともに増幅されて、受信ＡＭ放送波信号ＳＡとして周波数変換部３８に供給される。周波数変換部３８には、選局制御電圧信号ＶＣＡに応じて設定された発振周波数をもって発振する局部発振部３６からの発振出力信号ＳＬＡ１も供給される。

【００４１】

周波数変換部３８においては、受信ＡＭ放送波信号ＳＡが発振出力信号ＳＬＡ１に基づいて周波数変換され、ＡＭ中間周波信号ＳＡＩ１が形成される。ＡＭ中間周波信号ＳＡＩ１は、受信ＡＭ放送波信号ＳＡの搬送波周波数と発振出力信号ＳＬＡ１の周波数との差の周波数に相当する搬送波周波数を有し、その搬送波周波数は、例えば、４５０ｋＨｚとされる。そして、ＡＭ中間周波信号ＳＡＩ１は、さらに、周波数変換部３９に供給され、周波数変換部３９には、予め設定された一定の発振周波数をもって発振する局部発振部４０からの発振出力信号ＳＬＡ２も供給される。

【００４２】

周波数変換部３９においては、ＡＭ中間周波信号ＳＡＩ１が発振出力信号ＳＬＡ２に基づいて周波数変換され、ＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２が形成される。ＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２は、ＡＭ中間周波信号ＳＡＩ１の搬送波周波数と発振出力信号ＳＬＡ２の周波数との差の周波数に相当する搬送波周波数を有し、その搬送波周波数は、例えば、４５ｋＨｚとされる。そして、周波数変換部３９から得られる搬送波周波数を、例えば、４５ｋＨｚとするＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２は、ＩＦ帯域フィルタ部４１に供給される。ＩＦ帯域フィルタ部４１は、外部から供給される制御電圧信号に応じて、周波数帯域選択特性の調整がなされるものとされる。

【００４３】

上述の同調増幅部３５，局部発振部３６及び４０、及び、周波数変換部３８及び３９を含む部分は、ＡＭ放送波信号を選択受信し、受信されたＡＭ放送波信号に基づくＡＭ中間周波信号を得るＡＭ放送波信号選択受信部を形成している。

【００４４】

ＩＦ帯域フィルタ部４１を通過したＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２は、ＩＦ増幅部４２及びスイッチ１８の選択接点１８ａに供給される。ＩＦ増幅部４２により増幅されたＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２は、ＡＭ信号に対する復調（ＡＭ復調）を行うＡＭ復調部４３に供給され

、ＡＭ復調部４３からＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２についての復調出力信号ＳＯＡが得られる。

【００４５】

復調出力信号ＳＯＡは、出力増幅部４５に供給されるとともに、自動ゲイン制御（ＡＧＣ）信号形成部４４に供給される。出力増幅部４５は、ミューティング機能を備えたものとされている。さらに、復調出力信号ＳＯＡは、アンド回路部４６における一対の入力端の一方にも供給される。

【００４６】

ＡＧＣ信号形成部４４にあっては、復調出力信号ＳＯＡのレベルに応じたＡＧＣ信号ＳＧＣが形成される。そして、ＡＧＣ信号ＳＧＣはＩＦ増幅部４２に供給され、それにより、ＩＦ増幅部４２において、復調出力信号ＳＯＡのレベルが所定の値を越えて増大するときゲインが低下せしめられるとともに、復調出力信号ＳＯＡのレベルが所定の値より低いときゲインが増大せしめられるＡＧＣ動作が行われ、復調出力信号ＳＯＡのレベルが常時所定の値をとるべく制御される。

【００４７】

また、スイッチ１８の選択接点１８ａに供給されるＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２は、スイッチ１８を選択接点１８ａ及び可動接点１８ｃを通じて通過し、ＦＭ中間周波信号用のＩＦリミッタ増幅部２７に供給される。ＩＦリミッタ増幅部２７は、ＩＦ帯域フィルタ部４１から得られるＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２を一定のゲインをもって増幅し、その振幅が一定となるように振幅制限を加えて、パルスカウント型の復調部により構成されるＦＭ復調部２８に供給する。斯かるもとで、スイッチ１８は、ＩＦ帯域フィルタ部４１から得られるＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２をＦＭ復調部２８に供給する信号供給選択部を形成している。

【００４８】

このとき、ＦＭ復調部２８には、制御ユニット１３から送出される低レベルをとる制御電圧信号ＶＦＡが加算部２９を通じて供給されており、ＦＭ復調部２８における復調特性が、低レベルをとる制御電圧信号ＶＦＡに応じて、例えば、図２の復調特性図において直線Ｌａによりあらわされる如くの、ＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２の復調に適したものに設定される。この図２の復調特性図において直線Ｌａによりあらわされる復調特性にあっては、復調中心周波数がＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２の搬送波周波数である、例えば、４５ｋＨｚとされており、復調感度は比較的低くされている。

【００４９】

そして、ＦＭ復調部２８においては、ＩＦリミッタ増幅部２７からの振幅が一定となるように振幅制限されたＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２についての、図２の復調特性図において直線Ｌａによりあらわされる如くの復調特性をもっての復調が行われ、ＦＭ復調部２８から復調出力信号ＳＯＦが得られる。この復調出力信号ＳＯＦは、ＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２の、例えば、４５ｋＨｚとされる搬送波周波数に応じたレベルを有するものとされ、出力増幅部３０に供給されるとともに離調検出部３４にも供給される。

【００５０】

離調検出部３４は、復調出力信号ＳＯＦが、図２の復調特性図において直線Ｌａによりあらわされる如くの復調特性のもとで、搬送波周波数を、例えば、４５ｋＨｚとする適正なＡＭ中間周波信号に復調が施されて得られるもので、所定のレベル範囲（例えば、図２の復調特性図に示されるレベル範囲ＬＤＴ）内のレベルを有するものであるとき高レベルをとり、復調出力信号ＳＯＦが、図２の復調特性図に示されるレベル範囲ＬＤＴの如くの所定のレベル範囲内のレベルを有するものでないとき低レベルをとる検出出力信号ＳＤＤを発生し、それをアンド回路部４６における一対の入力端の他方に供給する。従って、ＦＭ復調部２８からＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２に基づく復調出力信号ＳＯＦが得られるもとにあっては、離調検出部３４から高レベルをとる検出出力信号ＳＤＤが発せられて、それがアンド回路部４６における一対の入力端の他方に供給される。

【００５１】

それにより、ＡＭ復調部４３からの復調出力信号ＳＯＡと離調検出部３４からの高レベル

をとる検出出力信号ＳＤＤとが供給されるアンド回路部４６の出力端に、ＡＭ復調部４３からの復調出力信号ＳＯＡに対応する出力信号ＳＡＤが得られて、それが制御ユニット１３に供給される。このとき制御ユニット１３は、アンド回路部４６からの出力信号ＳＡＤに応じて、ミューティング解除制御信号ＣＭＬを送出し、それが出力増幅部４５に供給されるようになす。

【００５２】

ミューティング解除制御信号ＣＭＬが供給される出力増幅部４５にあってはミューティング機能が解除され、それにより、ＡＭ復調部４３からの復調出力信号ＳＯＡが、出力増幅部４５において増幅された後、スイッチ１９を選択接点１９ａ及び可動接点１９ｃを通じて通過し、出力端子３１を通じてスピーカ３２に供給される。その結果、スピーカ３２から、復調出力信号ＳＯＡに基づく情報再生出力、従って、受信ＡＭ放送波信号ＳＡに基づいた情報再生出力である再生音声が得られる。

【００５３】

このようなもとで、出力増幅部３０，出力増幅部４５，スイッチ１９及びスピーカ３２は、情報再生出力を得る出力部を形成している。また、離調検出部３４及びアンド回路部４６は、ＦＭ復調部２８から得られる復調出力信号ＳＯＦとＡＭ復調部４３から得られる復調出力信号ＳＯＡとに基づいて、ＡＭ放送波受信検出信号である出力信号ＳＡＤを得るＡＭ波受信状態検出部を形成している。

【００５４】

上述の如くに、ＡＭ放送波信号を選択受信する状態がとられたもとで、同調増幅部３５において誤検出が生じ、同調増幅部３５によって受信されるとともに増幅されるＡＭ放送波信号が、同調増幅部３５において設定された同調周波数に対応しない不適正な搬送波周波数を有するものとされる場合には、周波数変換部３９から得られるＡＭ中間周波信号が、例えば、４５ｋＨｚとされる適正な搬送波周波数とは異なる搬送波周波数を有することになる。それゆえ、斯かるＡＭ中間周波信号がＩＦ帯域フィルタ部４１，スイッチ１８、及び、ＩＦリミッタ増幅部２７を経てＦＭ復調部２８に供給されることにより、ＦＭ復調部２８から得られる復調出力信号ＳＯＦが供給される離調検出部３４から、低レベルをとる検出出力信号ＳＤＤが発せられて、それがアンド回路部４６における一対の入力端の他方に供給され、アンド回路部４６から、ＡＭ復調部４３からの復調出力信号ＳＯＡに対応する出力信号ＳＡＤは得られず、出力信号ＳＡＤの制御ユニット１３への供給は行われない。

【００５５】

それゆえ、制御ユニット１３からのミューティング解除制御信号ＣＭＬの送出はなされず、従って、出力増幅部４５におけるミューティング機能が解除されず、スピーカ３２からの再生音声は得られない。

【００５６】

斯かる際、制御ユニット１３に、選局部１６からのＡＭ放送波信号についての自動走査選局動作を指示するものとされたコマンド信号ＣＳが供給されている場合には、制御ユニット１３は、コマンド信号ＣＳに従い、アンド回路部４６からＡＭ復調部４３において得られる復調出力信号ＳＯＡに対応する出力信号ＳＡＤが得られない事態が確認されると、同調増幅部３５及び局部発振部３６に供給される選局制御電圧信号ＶＣＡを予め設定された態様をもって変化させ、それにより、同調増幅部３５における同調周波数及び局部発振部３６における発振周波数を予め設定された周波数だけ変化させる。その結果、同調増幅部３５において新たな同調周波数が設定されるとともに局部発振部３６において新たな発振周波数が設定され、ＡＭ放送波信号についての自動走査選局動作が行われる。

【００５７】

このような図１に示される例においては、制御ユニット１３，アンド回路部３３及びアンド回路部４６を含む部分によって、ＦＭ復調部２８にＩＦ帯域フィルタ部４１から得られるＡＭ中間周波信号が供給されて得られる復調出力信号を、同調増幅部２０，局部発振部２１及び２５，周波数変換部２３及び２４等を含んで形成されるＦＭ放送波信号選択受信

部におけるＦＭ放送波信号についての選択受信状態の制御、及び、同調増幅部３５，局部発振部３６及び４０，周波数変換部３８及び３９等を含んで形成されるＡＭ放送波信号選択受信部におけるＡＭ放送波信号についての選択受信状態の制御に用いる動作制御部が形成されているのである。

【００５８】

そして、図１に示される例にあっては、制御電圧信号ＶＸを形成してそれをＡＭ中間周波信号用のＩＦ帯域フィルタ部４１及びＦＭ復調部２８の夫々に供給する制御電圧形成部４８が設けられ、さらに、制御電圧形成部４８に調整端子４９を介して接続された調整用可変抵抗器５０が設けられている。これらの制御電圧形成部４８及び調整用可変抵抗器５０は、例えば、制御電圧形成部４８が、ＡＭ中間周波信号用のＩＦ帯域フィルタ部４１，ＦＭ復調部２８及びその他の多くの部分と共に集積回路部品内に組み込まれ、それに対して、調整用可変抵抗器５０が、その集積回路部品の外部に配されるものとされる。

【００５９】

斯かるもとで、調整用可変抵抗器５０は、制御電圧形成部４８により形成される制御電圧信号ＶＸを調整する制御信号調整部を形成しており、調整用可変抵抗器５０が、例えば、手動操作されて、その抵抗値が変化せしめられると、制御電圧形成部４８において形成され、ＩＦ帯域フィルタ部４１に供給されるとともに、加算部２９を通じてＦＭ復調部２８に供給される制御電圧信号ＶＸが、調整用可変抵抗器５０の抵抗値変化に応じて変化せしめられて調整される。それにより、ＩＦ帯域フィルタ部４１における周波数帯域選択特性が制御電圧信号ＶＸの変化に応じて調整されるとともに、ＦＭ復調部２８における復調特性が制御電圧信号ＶＸの変化に応じて調整される。

【００６０】

このようなＩＦ帯域フィルタ部４１における周波数帯域選択特性の調整及びＦＭ復調部２８における復調特性の調整は、例えば、ＩＦ帯域フィルタ部４１，ＦＭ復調部２８及びそれらの周辺回路部分を構成する半導体素子等の回路素子の特性のばらつきに起因して、ＩＦ帯域フィルタ部４１の周波数帯域選択特性及びＦＭ復調部２８の復調特性が所望のものからのずれを生じた場合、各特性を所望のものに合致させるべく行われる。そして、斯かる調整は、集積回路部品の外部に配された調整用可変抵抗器５０が、例えば、手動操作されてその抵抗値が変化せしめられることにより、容易かつ確実に行われることになる。

【００６１】

図３は、図１に示される例におけるＡＭ中間周波信号用のＩＦ帯域フィルタ部４１の具体構成例を示す。この図３に示される具体構成例においては、入力端子６０に供給されるＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２が、抵抗素子６１，６２，６３及び６４，容量素子６５、及び、演算増幅器６６及び６７を含んで形成される周波数選択部を通じて、出力端子６８に、周波数帯域制限が施されたものとされて導出される。また、それとともに、出力端子６８に導出されるＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２が、可変抵抗素子６９及び７０，容量素子７１及び演算増幅器７２を含んで形成される帰還部を通じて、演算増幅器６６の入力端に帰還される。

【００６２】

斯かるＩＦ帯域フィルタ部４１の具体構成例にあっては、通過周波数帯域の中心周波数が、可変抵抗素子７０の抵抗値と容量素子６５の容量値とで定まる時定数、及び、可変抵抗素子６９の抵抗値と容量素子７１の容量値とで定まる時定数によって設定される。中心周波数をＦｃ，可変抵抗素子７０の抵抗値をＲ７０，容量素子６５の容量値をＣ６５，可変抵抗素子６９の抵抗値をＲ６９及び容量素子７１の容量値をＣ７１とすると、

$$Fc = 1/(2\pi \cdot R70 \cdot C65) = 1/(2\pi \cdot R69 \cdot C71)$$

となり、可変抵抗素子７０の抵抗値Ｒ７０及び可変抵抗素子６９の抵抗値Ｒ６９を変化させることによって、中心周波数Ｆｃを変化させる調整を行えることになる。

【００６３】

図４は、図３に示されるＩＦ帯域フィルタ部４１の例における可変抵抗素子７０及び可変抵抗素子６９の夫々を等価的に形成するものとして用いられる、等価可変抵抗回路の例を

示す。この図４に示される等価可変抵抗回路の例においては、ＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２が入力信号として供給される信号入力端子８１から抵抗素子８２を経て信号出力端子８３に至る信号路形成部８４が設けられている。この信号路形成部８４にあっては、信号入力端子８１と抵抗素子８２との間が信号入力部分８４ｉとされ、また、抵抗素子８２と信号出力端子８３との間が信号出力部分８４ｔとされている。

【００６４】

信号路形成部８４における信号出力部分８４ｔには、ＮＰＮ型のトランジスタ８５のコレクタが接続されている。トランジスタ８５のベースは、定直流電圧を供給する定直流電圧源８６に接続されており、また、トランジスタ８５のエミッタは、ＮＰＮ型のトランジスタ８７のエミッタに接続されている。トランジスタ８７のコレクタは、直流電圧源８８に接続されており、また、トランジスタ８７のベースは、可変直流電圧を供給する可変直流電圧源８９に接続されている。そして、トランジスタ８５及びトランジスタ８７は、各々のエミッタが共通接続された差動対を形成している。

【００６５】

トランジスタ８５及びトランジスタ８７の共通接続されたエミッタには、ＮＰＮ型のトランジスタ９０のコレクタが接続されている。トランジスタ９０のエミッタは、抵抗素子９１を介して基準電位点（接地電位点）に接続されており、また、トランジスタ９０のベースは、抵抗素子９２を介して信号路形成部８４における信号入力部分８４ｉに接続されている。トランジスタ９０及び抵抗素子９１は、電圧－電流変換部を形成している。

【００６６】

トランジスタ９０のベースには、ＮＰＮ型のトランジスタ９３のコレクタが接続されている。トランジスタ９３のベースは、定直流電圧を供給する定直流電圧源９４に接続されており、また、トランジスタ９３のエミッタは、ＮＰＮ型のトランジスタ９５のエミッタに接続されている。トランジスタ９５のコレクタは、直流電圧源８８に接続されており、また、トランジスタ９５のベースは、可変直流電圧を供給する可変直流電圧源９６に接続されている。そして、トランジスタ９３及びトランジスタ９５は、各々のエミッタが共通接続された差動対を形成しており、トランジスタ９３及びトランジスタ９５の共通接続されたエミッタには、電流源９７が接続されている。

【００６７】

斯かる構成のもとで、トランジスタ８５のベースに接続されてそれに定直流電圧を印加する定直流電圧源８６、及び、トランジスタ８７のベースに接続されてそれに可変直流電圧を印加する可変直流電圧源８９は、トランジスタ８５のベースとトランジスタ８７のベースとの間に印加される直流電圧を、必要に応じて変化させる電圧制御部を形成している。同様に、トランジスタ９３のベースに接続されてそれに定直流電圧を印加する定直流電圧源９４、及び、トランジスタ９５のベースに接続されてそれに可変直流電圧を印加する可変直流電圧源９６は、トランジスタ９３のベースとトランジスタ９５のベースとの間に印加される直流電圧を、必要に応じて変化させる電圧制御部を形成している。

【００６８】

また、可変直流電圧源８９と可変直流電圧源９６とは、各々が供給する可変直流電圧の値を連動して変化させるものとされている。

【００６９】

このような図４に示される等価可変抵抗回路の動作についての説明は、信号出力端子８３に演算増幅器１０１と容量素子１０２とが並列接続された状況が想定されたもとで、以下の如くになされる。斯かる説明においては、抵抗素子８２，９１及び９２の抵抗値が夫々Ｒ１，Ｒ２及びＲ３とされ、直流電圧源８８が供給する直流電圧がＶ０（例えば、２Ｖ）とされ、定直流電圧源８６及び９４が供給する定直流電圧が夫々Ｖ１（例えば、１．６５Ｖ）及びＶ２（例えば、１．２５Ｖ）とされ、さらに、可変直流電圧源８９及び９６が供給する可変直流電圧が夫々Ｖ３及びＶ４とされる。

【００７０】

信号入力端８１に供給される入力信号ＳＡＩ２は、信号路形成部８４を抵抗素子８２を通

じて流れる、入力信号ＳＡＩ２に応じた電流ｉ１を生じさせるとともに、抵抗素子９２を通じてトランジスタ９０のベースに供給される。それにより、電圧－電流変換部を形成するトランジスタ９０及び抵抗素子９１は、トランジスタ９０のコレクター－エミッタ通路及び抵抗素子９１を通じて流れる、入力信号ＳＡＩ２に応じた電流ｉ２を生じさせる。

【００７１】

トランジスタ９０のコレクター－エミッタ通路及び抵抗素子９１を通じて流れる電流ｉ２は、トランジスタ８５のコレクター－エミッタ通路とトランジスタ８７のコレクター－エミッタ通路とを分流し、トランジスタ８５のコレクター－エミッタ通路を電流ｉ３が流れるとともに、トランジスタ８７のコレクター－エミッタ通路を電流ｉ４が流れる（ｉ２＝ｉ３＋ｉ４）。それにより、信号路形成部８４の信号出力部分８４ｔにおけるトランジスタ８５のコレクタの接続点と信号出力端子８３との間においては、電流ｉ１から電流ｉ３が減じられて得られる電流ｉ５（ｉ５＝ｉ１－ｉ３）が流れ、この電流ｉ５が、信号出力端子８３を通じて容量素子１０２に流入する。

【００７２】

このようなもとで、可変直流電圧源８９からトランジスタ８７のベースに印加される可変直流電圧Ｖ３が変化せしめられると、トランジスタ８７のベースと定直流電圧源８６から定直流電圧Ｖ１が印加されているトランジスタ８５のベースとの間に印加される直流電圧が変化せしめられ、従って、トランジスタ８５のベース電位に対するトランジスタ８７のベース電位が変化せしめられて、トランジスタ８５のコレクター－エミッタ通路を流れる電流ｉ３に対するトランジスタ８７のコレクター－エミッタ通路を流れる電流ｉ４の比α（α＝ｉ４／ｉ３）が変化せしめられることになる。

【００７３】

このとき、トランジスタ９０のコレクター－エミッタ通路及び抵抗素子９１を通じて流れる電流ｉ２は一定に維持されるので、トランジスタ８５のコレクター－エミッタ通路を流れる電流ｉ３及びトランジスタ８７のコレクター－エミッタ通路を流れる電流ｉ４の夫々が変化せしめられることになり、従って、信号出力端子８３を通じて容量素子１０２に流入する電流ｉ５（ｉ５＝ｉ１－ｉ３）が変化せしめられる。このようにして、信号出力端子８３を通じて容量素子１０２に流入する電流ｉ５が、可変直流電圧源８９からトランジスタ８７のベースに印加される可変直流電圧Ｖ３の変化に応じて変化せしめられるが、このことは、等価的に、信号路形成部８４における信号入力端子８１と信号出力端子８３との間の抵抗値が、可変直流電圧源８９からトランジスタ８７のベースに印加される可変直流電圧Ｖ３の変化に応じて変化せしめられることになり、従って、図４に示される等価可変抵抗回路の例が、その全体で可変抵抗素子として機能することになる。

【００７４】

斯かる際において、抵抗素子８２を流れる電流ｉ１及び抵抗素子９１を流れる電流ｉ２は、入力信号ＳＡＩ２の電圧をｖｉ として、

ｉ１＝ｖｉ ／Ｒ１

ｉ２＝ｖｉ ／Ｒ２

とあらわされる。

【００７５】

また、抵抗素子９１を流れる電流ｉ２とトランジスタ８５のコレクター－エミッタ通路を流れる電流ｉ３及びトランジスタ８７のコレクター－エミッタ通路を流れる電流ｉ４との間には、

$$i2 = i3 + i4$$
$$= i3 + \alpha \cdot i3$$
$$= (1+\alpha) \cdot i3$$

という関係があるので、トランジスタ８５のコレクター－エミッタ通路を流れる電流ｉ３は、

ｉ３＝ｉ２／（１＋α）
とあらわされ、γ＝１／（１＋α）とすると、
ｉ３＝γ・ｉ２
とあらわされる。
【００７６】
従って、信号出力端子８３を通じて容量素子１０２に流入する電流ｉ５は、

$$i5 = i1 - i3$$
$$= i1 - \gamma \cdot i2$$
$$= vi / R1 - \gamma \cdot vi / R2$$
$$= vi \cdot (R2 - \gamma \cdot R1) / (R1 \cdot R2)$$

とあらわされる。
【００７７】
それゆえ、信号路形成部８４における信号入力端子８１と信号出力端子８３との間の等価抵抗値をＲｘとすると、

$$Rx = vi / i5$$
$$= (R1 \cdot R2) / (R2 - \gamma \cdot R1)$$

とあらわされる。
【００７８】
即ち、図４に示される等価可変抵抗回路の例が、その全体で可変抵抗素子として機能する際における等価抵抗値は、
Ｒｘ＝（Ｒ１・Ｒ２）／（Ｒ２－γ・Ｒ１）
とあらわされることになり、γ＝１／（１＋α）の変化、従って、電流ｉ３に対する電流ｉ４の比α＝ｉ４／ｉ３の変化に応じて変化せしめられる。
【００７９】
また、図４に示される等価可変抵抗回路の例においては、電流源９７を流れる電流をｉ６，トランジスタ９３のコレクター－エミッタ通路を流れる電流をｉ７、及び、トランジスタ９５のコレクター－エミッタ通路を流れる電流をｉ８とすると、電流ｉ６はトランジスタ９３のコレクター－エミッタ通路及びトランジスタ９５のコレクター－エミッタ通路を夫々電流ｉ７及び電流ｉ８として分流するので、
ｉ６＝ｉ７＋ｉ８
という関係が成立する。
【００８０】
そして、可変直流電圧源９６からトランジスタ９５のベースに印加される可変直流電圧Ｖ４が、可変直流電圧源８９からトランジスタ８７のベースに印加される可変直流電圧Ｖ３の変化と連動して変化せしめられ、可変直流電圧Ｖ３と定直流電圧源８６からトランジスタ８５のベースに印加される定直流電圧Ｖ１との差、及び、可変直流電圧Ｖ４と定直流電圧源９４からトランジスタ９３のベースに印加される定直流電圧Ｖ２との差が、常時互いに等しく、ΔＶとなるようにされている（ΔＶ＝Ｖ３－Ｖ１＝Ｖ４－Ｖ２）。
【００８１】
それゆえ、トランジスタ９３のコレクタ―エミッタ通路を流れる電流ｉ７に対するトランジスタ９５のコレクター－エミッタ通路を流れる電流ｉ８の比も、トランジスタ８５のコレクタ―エミッタ通路を流れる電流ｉ３に対するトランジスタ８７のコレクター－エミッタ通路を流れる電流ｉ４の比と等しいαとされる。従って、電流源９７を流れる電流ｉ６とトランジスタ９３のコレクター－エミッタ通路を流れる電流ｉ７との間には、
ｉ７＝ｉ６／（１＋α）＝γ・ｉ６
という関係が成立する。
【００８２】

さらに、図４に示される等価可変抵抗回路の例においては、抵抗素子８２を電流ｉ３が流れることにより生じる抵抗素子８２における電圧降下、即ち、ｉ３・Ｒ１＝γ・ｉ２・Ｒ２と、抵抗素子９２を電流ｉ７が流れることにより生じる抵抗素子９２における電圧降下、即ち、ｉ７・Ｒ３＝γ・ｉ６・Ｒ３とが、互いに等しくなる（γ・ｉ２・Ｒ２＝γ・ｉ６・Ｒ３）ように、回路定数が設定される。

【００８３】

斯かるもとで、上述の如くに、可変直流電圧源８９からトランジスタ８７のベースに印加される可変直流電圧Ｖ３が変化せしめられるとき、それに伴ってトランジスタ８７のベースと定直流電圧源８６から定直流電圧Ｖ１が印加されているトランジスタ８５のベースとの間に印加される直流電圧（ΔＶ）が変化せしめられ、それにより、トランジスタ８５のコレクターエミッタ通路を流れる電流ｉ３に対するトランジスタ８７のコレクターエミッタ通路を流れる電流ｉ４の比αが変化して、トランジスタ８５のコレクターエミッタ通路を流れる電流ｉ３が変化すると、抵抗素子８２を電流ｉ３が流れることにより生じる抵抗素子８２における電圧降下が変化して、信号路形成部８４における信号入力部分８４ｉの電位が変化することになる。

【００８４】

このとき、可変直流電圧源９６からトランジスタ９５のベースに印加される可変直流電圧Ｖ４も、可変直流電圧源８９からトランジスタ８７のベースに印加される可変直流電圧Ｖ３の変化と連動して変化せしめられるので、それに伴ってトランジスタ９５のベースと定直流電圧源９４から定直流電圧Ｖ２が印加されているトランジスタ９３のベースとの間に印加される直流電圧（ΔＶ）が変化せしめられ、それにより、トランジスタ９３のコレクターエミッタ通路を流れる電流ｉ７に対するトランジスタ９５のコレクターエミッタ通路を流れる電流ｉ８の比αが変化して、トランジスタ９３のコレクターエミッタ通路を流れる電流ｉ７が変化すると、抵抗素子９２を電流ｉ７が流れることにより生じる抵抗素子９２における電圧降下も変化する。

【００８５】

このとき、上述の如くの、抵抗素子８２を電流ｉ３が流れることにより生じる抵抗素子８２における電圧降下と抵抗素子９２を電流ｉ７が流れることにより生じる抵抗素子９２における電圧降下とが互いに等しくなるようにする回路定数の設定により、抵抗素子８２における電圧降下の変化と抵抗素子９２における電圧降下の変化とが互いに等しくなる。それゆえ、抵抗素子８２における電圧降下が変化して、信号路形成部８４における信号入力部分８４ｉの電位が変化しても、その電位変化は、抵抗素子９２における電圧降下の変化によって吸収されることになり、トランジスタ９０のベース電位は変化せしめられない。

【００８６】

即ち、差動対を形成するトランジスタ９３及び９５，電流源９７，トランジスタ９３のベースに定直流電圧Ｖ２を印加する定直流電圧源９４、さらには、トランジスタ９５のベースに可変直流電圧Ｖ４を印加し、その可変直流電圧Ｖ４を、可変直流電圧源８９からトランジスタ８７のベースに印可される可変直流電圧Ｖ３の変化に連動して変化させる可変直流電圧源９６等が設けられ、所定の回路定数設定がなされることにより、信号路形成部８４における信号入力端子８１と信号出力端子８３との間の等価抵抗値Ｒｘを変化させるべく、可変直流電圧源８９からトランジスタ８７のベースに印加される可変直流電圧Ｖ３が変化せしめられるとき、トランジスタ９０のベース電位が実質的に一定に維持されることになり、信号路形成部８４における信号入力端子８１と信号出力端子８３との間の等価抵抗値Ｒｘが適正に変化せしめられる。

【００８７】

図５は、図４に示される等価可変抵抗回路の例において可変直流電圧Ｖ３を供給する可変直流電圧源８９についての具体構成例を示す。

【００８８】

図５に示される具体構成例にあっては、定直流電圧Ｖ２（例えば、１．２５Ｖ）を供給する定直流電圧源１１０を電源とする回路部に、抵抗素子１１１及び１１２，調整用可変抵

抗素子１１３，演算増幅器１１４、及び、ＮＰＮ型のトランジスタ１１５，１１６及び１１７を含んで形成される電圧－電流変換部１１９が設けられるとともに、抵抗素子１２０，１２１，１２２，１２３及び１２４，ＰＮＰ型のトランジスタ１２６、及び、ＮＰＮ型のトランジスタ１２７及び１２８を含んで形成される、温度変化に伴う電流値変動が小とされた電流源部１２９が設けられている。

【００８９】

電圧－電流変換部１１９においては、抵抗素子１１１と調整用可変抵抗素子１１３との間の接続点に得られる電圧Ｖｃが演算増幅器１１４に入力され、演算増幅器１１４，トランジスタ１１５及び抵抗素子１１２を含む部分の負帰還動作によって、トランジスタ１１６及び１１７の夫々のコレクター－エミッタ通路を流れる、演算増幅器１１４に入力される電圧Ｖｃに応じた電流Ｉｃが得られる。電圧Ｖｃは、調整用可変抵抗素子１１３の抵抗値変化に応じて変化せしめられる。従って、調整用可変抵抗素子１１３の抵抗値が変化せしめられることにより、それに応じて電圧Ｖｃが変化し、それに伴って、トランジスタ１１６及び１１７の夫々のコレクター－エミッタ通路を流れる電流Ｉｃが、調整用可変抵抗素子１１３の抵抗値変化に応じて変化することになり、電流Ｉｃは可変直流電流である。

【００９０】

抵抗素子１１１及び１１２の抵抗値を夫々Ｒ１１及びＲ１２とし、調整用可変抵抗素子１１３の抵抗値をＲ１３とすると、電流Ｉｃは、

Ｉｃ＝Ｖ２・Ｒ１１／（（Ｒ１１＋Ｒ１２）・Ｒ１３）

とあらわされる。

【００９１】

電流源部１２９においては、トランジスタ１２８が、そのエミッタ領域面積が、トランジスタ１２７のエミッタ領域面積の３倍とされており、トランジスタ１２７においてそのコレクター－エミッタ通路を流れる電流Ｉｓが得られるのに対して、トランジスタ１２８においてはそのコレクター－エミッタ通路を流れる電流３Ｉｓ（電流Ｉｓの３倍の電流）が得られる。電流Ｉｓは電流Ｉｃより小とされる直流電流であり、電流３Ｉｓは電流Ｉｃより大とされる直流電流である。

【００９２】

トランジスタ１１６のコレクター－エミッタ通路を流れる電流Ｉｃは、カレントミラー部を形成するＰＮＰ型のトランジスタ１３１及び１３２のうちのトランジスタ１３１のエミッター－コレクタ通路を流れ、それによりカレントミラー部を形成するトランジスタ１３１及び１３２のうちのトランジスタ１３２のエミッター－コレクタ通路を電流Ｉｃが流れることになり、その電流Ｉｃがトランジスタ１２８のコレクター－エミッタ通路に流入する。それにより、エミッタが定直流電圧Ｖ１（例えば、１．６５Ｖ）を供給する定直流電圧源１３３に接続されるとともにコレクタがトランジスタ１２８のコレクタに接続された、ＰＮＰ型のトランジスタ１３４のエミッター－コレクタ通路を電流３Ｉｓ－Ｉｃが流れることになる。

【００９３】

また、トランジスタ１２７のコレクター－エミッタ通路を流れる電流Ｉｓは、カレントミラー部を形成するＰＮＰ型のトランジスタ１３５及び１３６のうちのトランジスタ１３５のエミッター－コレクタ通路を流れ、それによりカレントミラー部を形成するトランジスタ１３５及び１３６のうちのトランジスタ１３６のエミッター－コレクタ通路を電流Ｉｓが流れることになり、その電流Ｉｓがトランジスタ１１７のコレクター－エミッタ通路に流入する。それにより、エミッタが、ＰＮＰ型のトランジスタ１３７のエミッター－コレクタ通路を介して、直流電圧Ｖ０（例えば、２Ｖ）を供給する直流電圧源１３８に接続されるとともに、コレクタがトランジスタ１１７のコレクタに接続された、ＰＮＰ型のトランジスタ１３９のエミッター－コレクタ通路を電流Ｉｃ－Ｉｓが流れることになる。

【００９４】

トランジスタ１３９のエミッタと接地電位点との間には、容量素子１４０が接続されていて、その容量素子１４０におけるトランジスタ１３９のエミッタに接続された一端から電

圧出力端子１４１が導出されており、電圧出力端子１４１に、電流Ｉｃに応じて変化する可変直流電圧が得られ、この可変直流電圧が、図４に示される等価可変抵抗回路の例における可変直流電圧源８９が供給する可変直流電圧Ｖ３とされる。

【００９５】

このようなもとで、トランジスタ１３４及び１３９及びトランジスタ１３９のコレクタに接続された容量素子１４０は、電圧－電流変換部１１９により得られる可変直流電流である電流Ｉｃと、電流源部１２９により得られる直流電流である電流３Ｉｓ及び電流Ｉｓとの差に応じた差電流（３Ｉｓ－Ｉｃ及びＩｃ－Ｉｓ）が流れ、その差電流に応じた可変直流電圧Ｖ３が得られる電流－電圧変換部を形成している。

【００９６】

上述の如くに、トランジスタ１３９のエミッター－コレクタ通路を流れる電流は、適正な状態のもとでは電流Ｉｃ－Ｉｓとされることになるが、例えば、直流電圧源１３８が供給する直流電圧Ｖ０に変動が生じた場合等においては、電流Ｉｃ－Ｉｓからのずれを生じてしまう虞がある。そこで、図５に示される例においては、このようなトランジスタ１３９のエミッター－コレクタ通路を流れる電流の電流Ｉｃ－Ｉｓからのずれが生じた場合には、そのずれに対する補正が自動的に行われる。

【００９７】

即ち、図５に示される例にあっては、トランジスタ１１７のコレクタとトランジスタ１３９のコレクタとの間の接続点に、ＰＮＰ型のトランジスタ１４２ベースが接続されており、このトランジスタ１４２により、トランジスタ１３９のエミッター－コレクタ通路を流れる電流の電流Ｉｃ－Ｉｓに対するずれの検出が行われる。トランジスタ１４２により、トランジスタ１３９のエミッター－コレクタ通路を流れる電流の電流Ｉｃ－Ｉｓに対するずれが検出されると、トランジスタ１４２から得られる検出出力が、ＮＰＮ型のトランジスタ１４３及び１４４及び抵抗素子１４５により形成される回路部分おけるトランジスタ１４４のコレクター－エミッタ通路を流れる電流Ｉｅを変化させる。

【００９８】

トランジスタ１４４のコレクター－エミッタ通路を流れる電流Ｉｅは、エミッタが定直流電圧源１３８に接続されるとともに、コレクタがトランジスタ１４４のコレクタに接続され、ベースがトランジスタ１３７のベースと共通接続されたＰＮＰ型のトランジスタ１４６のエミッター－コレクタ通路を流れる。トランジスタ１４６は、トランジスタ１３７とでカレントミラー部を形成している。従って、トランジスタ１４２から得られる検出出力によってトランジスタ１４４のコレクター－エミッタ通路を流れる電流Ｉｅが変化せしめられるときには、トランジスタ１４６のエミッター－コレクタ通路を流れる電流Ｉｅがトランジスタ１４２から得られる検出出力に応じて変化せしめられ、それに伴って、トランジスタ１３７のエミッター－コレクタ通路を流れる電流が、トランジスタ１４２から得られる検出出力に応じて変化せしめられることになる。

【００９９】

そして、斯かるトランジスタ１３７のエミッター－コレクタ通路を流れる電流のトランジスタ１４２から得られる検出出力に応じた変化は、トランジスタ１４２から得られる検出出力が零となるように、即ち、トランジスタ１３７のエミッター－コレクタ通路及びトランジスタ１３９のエミッター－コレクタ通路を通じて流れる電流の電流Ｉｃ－Ｉｓに対するずれがなくなるように行われる。その結果、トランジスタ１３９のエミッター－コレクタ通路を流れる電流が電流Ｉｃ－Ｉｓに維持されることになる。

【０１００】

このようにして、図５に示される例にあっては、電圧出力端子１４１に可変直流電圧Ｖ３が得られる。そして、調整用可変抵抗素子１１３の抵抗値（Ｒ１３）が、例えば、調整用可変抵抗素子１１３が操作されることにより、変化せしめられると、それに応じて、電圧－電流変換部１１９により得られる可変直流電流である電流Ｉｃが変化せしめられ、その電流Ｉｃの変化に応じて、電圧出力端子１４１に得られる可変直流電圧Ｖ３が変化せしめられることになる。従って、図５に示される例により、図４に示される等価可変抵抗回路

の例における可変直流電圧源８９が形成されていることになる。
【０１０１】
斯かる図５に示される如くの、図４に示される等価可変抵抗回路の例において可変直流電圧Ｖ３を供給する可変直流電圧源８９についての具体構成例は、実際に使用されるにあたっては、調整用可変抵抗素子１１３を除く部分が、図１に示される本発明に係る放送波信号受信装置の例における制御電圧形成部４８を形成するものとされ、可変直流電圧Ｖ３を制御電圧信号ＶＸとして送出し、また、調整用可変抵抗素子１１３が、図１に示される本発明に係る放送波信号受信装置の例における調整用可変抵抗器５０を形成するものとされる。
【０１０２】
図６は、図１に示される本発明に係る放送波信号受信装置の例におけるパルスカウント型のＦＭ復調部２８の具体構成例を示す。この図６に示される具体構成例においては、入力端子１５１に供給されるＦＭ中間周波信号ＳＦＩ２もしくはＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２が、容量素子１５２及び抵抗素子１５３及び１５４により形成される微分回路部１５５によって微分されるとともに、演算増幅器１５６を含んで形成される極性反転部により極性反転処理が施された後、容量素子１５７及び抵抗素子１５８及び１５９により形成される微分回路部１６０によって微分される。
【０１０３】
微分回路部１５５から得られる立上りパルスと立下りパルスとが交互に連なる微分パルス信号ＰｐがＮＰＮ型のトランジスタ１６１のベースに供給されるとともに、微分回路部１６０から得られる立下りパルスと立上りパルスとが交互に連なる微分パルス信号ＰｎがＮＰＮ型のトランジスタ１６２のベースに供給される。トランジスタ１６１のコレクタは、抵抗素子１６３を介して、直流電圧Ｖ０（例えば、２Ｖ）を供給する直流電圧源１６４に接続されたＰＮＰ型のトランジスタ１６５により形成される電流源に接続されており、トランジスタ１６２のコレクタは、抵抗素子１６６を介して、直流電圧源１６４に接続されたＰＮＰ型のトランジスタ１６７により形成される電流源に接続されている。そして、トランジスタ１６１は、微分回路部１５５からの微分パルス信号Ｐｐに含まれる立下りパルスの到来毎に、その立下りパルスの期間においてオフ状態とされ、同様に、トランジスタ１６２は、微分回路部１６０からの微分パルス信号Ｐｎに含まれる立下りパルスの到来毎に、その立下りパルスの期間においてオフ状態とされる。
【０１０４】
トランジスタ１６１がオフ状態とされる期間においては、トランジスタ１６１のコレクタ及びエミッタに、夫々、ベース及びエミッタが接続されたＮＰＮ型のトランジスタ１６８がオン状態とされ、また、トランジスタ１６２がオフ状態とされる期間においては、トランジスタ１６２のコレクタ及びエミッタに、夫々、ベース及びエミッタが接続されたＮＰＮ型のトランジスタ１６９がオン状態とされる。トランジスタ１６８及びトランジスタ１６９の夫々のコレクタは、共通接続されて、容量素子１７０の一端に接続されている。それにより、トランジスタ１６８もしくはトランジスタ１６９がオン状態とされる期間毎に、容量素子１７０に蓄積された電荷がトランジスタ１６８のコレクタ―エミッタ通路もしくはトランジスタ１６９のコレクタ―エミッタ通路を通じて放電される。
【０１０５】
容量素子１７０の一端は、ＮＰＮ型のトランジスタ１７１のベースにも接続されており、また、容量素子１７０の他端は、ＮＰＮ型のトランジスタ１７２のコレクタ接続されている。トランジスタ１７１のコレクタは、直流電圧源１６４に接続されたＰＮＰ型のトランジスタ１７３により形成される電流源に接続され、また、トランジスタ１７２のコレクタは、直流電圧源１６４に接続されたＰＮＰ型のトランジスタ１７４により形成される電流源に接続されていて、トランジスタ１７１及びトランジスタ１７２は、モノステーブル・マルチバイブレータ部（Ｍ．Ｍ．部）を形成している。
【０１０６】
そして、トランジスタ１６８もしくはトランジスタ１６９がオン状態とされる毎に、トラ

ンジスタ１７１のベースに立下りパルスがトリガ信号として供給されることになり、それによってトランジスタ１７１がオフ状態とされる。従って、トランジスタ１６１，１６２，１６８及び１６９は、微分パルス信号Ｐｐ及び微分パルス信号Ｐｎの両者に基づいて、トランジスタ１７１及び１７２により形成されるＭ．Ｍ．部に対するトリガ信号を発生するトリガ信号形成部を構成していることになる。

【０１０７】

トランジスタ１７１及び１７２により形成されるＭ．Ｍ．部において、トランジスタ１７１がオフ状態とされると、トランジスタ１７１のコレクタに抵抗素子１７５を介してベースが接続されたトランジスタ１７２がオン状態とされる。それにより、トランジスタ１７２のコレクタ―エミッタ通路を通じて、容量素子１７０の充電電流が流れ、容量素子１７０が充電される。容量素子１７０の充電電流は、そのコレクタが容量素子１７０の一端に接続されたＰＮＰ型トランジスタ１７６から流出する可変電流Ｉｇによって形成される。

【０１０８】

容量素子１７０の充電が進んでトランジスタ１７１のベース電位が所定の値に達すると、トランジスタ１７１がオン状態とされるとともにトランジスタ１７２がオフ状態とされ、Ｍ．Ｍ．部が、トリガ信号形成部から次のトリガ信号としての立下りパルスがトランジスタ１７１のベースに供給されるまでの間、安定状態におかれる。そして、トランジスタ１７１のベースに次のトリガ信号としての立下りパルスが供給されると、上述の動作を繰り返す。それにより、Ｍ．Ｍ．部を形成するトランジスタ１７１のコレクタに、入力端子１５１に供給されたＦＭ中間周波信号ＳＦＩ２もしくはＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２に応じたパルス列信号ＰＯが得られる。

【０１０９】

斯かる際、Ｍ．Ｍ．部を形成するトランジスタ１７１のコレクタに得られるパルス列信号ＰＯにおける各パルスのパルス幅（時間）は、容量素子１７０の充電電流、即ち、トランジスタ１７６から流出する可変電流Ｉｇの値と容量素子１７０の容量値とによって設定され、従って、トランジスタ１７６から流出する可変電流Ｉｇの値が変化せしめられると、パルス列信号ＰＯにおける各パルスのパルス幅が可変電流Ｉｇの値の変化に応じて調整されることになる。

【０１１０】

エミッタが直流電圧源１６４に接続されるとともにコレクタ及びベースが共通接続され、その共通接続されたコレクタ及びベースに電流源１７８が接続されたＰＮＰ型のトランジスタ１７９は、電流源を形成するトランジスタ１６５，１６７，１７３及び１７４の夫々とでカレントミラー部を形成している。

【０１１１】

Ｍ．Ｍ．部を形成するトランジスタ１７１のコレクタに得られるパルス列信号ＰＯは、抵抗素子１８０を通じてＮＰＮ型のトランジスタ１８１のベースに供給され、それによって、トランジスタ１８１が、パルス列信号ＰＯを形成する各パルスに応じたスイッチングが行われる状態におかれる。トランジスタ１８１のコレクタ側には、カレントミラー部を形成するＮＰＮ型のトランジスタ１８２及び１８３が配されており、さらに、トランジスタ１８２及び１８３のコレクタ側には、カレントミラー部を形成するＰＮＰ型のトランジスタ１８４，１８５及び１８６及び電流源１８７が配されている。

【０１１２】

そして、トランジスタ１８１が、パルス列信号ＰＯを形成する各パルスに応じたスイッチングが行われる状態におかれることにより、カレントミラー部を形成するトランジスタ１８２及び１８３がオン状態とオフ状態とを交互に繰り返してとり、それにより、トランジスタ１８３のコレクタが接続されたトランジスタ１８５のコレクタから、パルス電流ＩＰＯが電流－電圧変換部１８８に送出される。即ち、抵抗素子１８０，トランジスタ１８１～１８６及び電流源１８７は、Ｍ．Ｍ．部を形成するトランジスタ１７１のコレクタに得られるパルス列信号ＰＯに応じたパルス電流ＩＰＯを形成して、そのパルス電流ＩＰＯを電流－電圧変換部１８８に送出するパルス電流送出部を形成しているのである。

【０１１３】
パルス電流ＩＰＯは、パルス列信号ＰＯに応じたもの、従って、入力端子１５１に供給されたＦＭ中間周波信号ＳＦＩ２もしくはＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２に応じたものとされる。
【０１１４】
電流－電圧変換部１８８は、演算増幅器１９０を含んで構成されており、演算増幅器１９０の正極入力端に直流電圧源１９１からの直流電圧Ｖ２（例えば、１．２５Ｖ）が供給され、また、演算増幅器１９０の負極入力端と出力端との間に、パルス電流ＩＰＯが流入する容量素子１９２，抵抗素子１９３及び１９４、及び、容量素子１９５を含んだ回路部が接続されている。そして、電流－電圧変換部１８８にあっては、容量素子１９２に流入するパルス電流ＩＰＯが積算されて電圧に変換される電流－電圧変換動作が行われて、演算増幅器１９０の出力端に設けられた出力端子１９６に、パルス電流ＩＰＯに応じた出力電圧信号が、ＦＭ中間周波信号ＳＦＩ２もしくはＡＭ中間周波信号ＳＡＩ２の搬送波信号についての復調出力信号ＳＯＦとして導出される。
【０１１５】
このような図６に示されるＦＭ復調部２８の具体構成例にあっては、抵抗素子１８０，トランジスタ１８１～１８６及び電流源１８７によって形成されるパルス電流送出部と電流－電圧変換部１８８とにより、パルス列信号ＰＯに基づいて復調出力信号ＳＯＦを得る出力部が形成されている。
【０１１６】
さらに、図６に示されるＦＭ復調部２８の具体構成例においては、容量素子１７０の充電電流を形成するものとして可変電流Ｉｇを送出する、トランジスタ１７６を含んだ可変電流源部が設けられている。可変電流源部にあっては、各々のエミッタが共通接続された差動対を形成する二個のＮＰＮ型のトランジスタ２００及び２０１が備えられている。そして、トランジスタ２００及び２０１の夫々の共通接続されたエミッタには、カレントミラー部を形成するＰＮＰ型のトランジスタ２０２，２０３及び２０４及び電流源２０５のうちのトランジスタ２０３を通じて流れる電流が供給される、ＮＰＮ型のトランジスタ２０６及び２０７と抵抗素子２０８とから成る電流源部が接続されている。
【０１１７】
また、差動対を形成する二個のトランジスタ２００及び２０１のうちのトランジスタ２００のコレクタには、カレントミラー部を形成するトランジスタ２０２，２０３及び２０４及び電流源２０５のうちのトランジスタ２０４を通じて流れる電流が供給される、ＮＰＮ型トランジスタ２０９及び２１０と抵抗素子２１１とから成る電流源部が接続されている。
【０１１８】
トランジスタ２００のコレクタと直流電圧源１６４との間には、コレクタとベースとが共通接続されたＰＮＰ型のトランジスタ２１２が接続され、また、トランジスタ２０１のコレクタと直流電圧源１６４との間には、コレクタとベースとが共通接続されたＰＮＰ型のトランジスタ２１３が接続されている。トランジスタ２１２は、そのベースに連結されたＰＮＰ型のトランジスタ２１５，２１６及び２１７，トランジスタ１７６、及び、電流源２１８と共に、カレントミラー部を形成している。
【０１１９】
そして、トランジスタ２０１のベースには、直流電圧源２１９からの直流電圧Ｖ１（例えば、１．６５Ｖ）が供給されており、一方、トランジスタ２００のベースには、図１に示される本発明に係る放送波信号受信装置の例における加算部２９からの、制御電圧信号ＶＦＡと制御電圧信号ＶＸとが供給される制御信号端子２２０が設けられている。
【０１２０】
このような可変電流源部において、トランジスタ２００及び２０１の各々におけるコレクター－エミッタ通路を夫々電流Ｉ１及び電流Ｉ２が流れているとき、トランジスタ２０６及び２０７と抵抗素子２０８とから成る電流源部には、電流Ｉ１と電流Ｉ２との和に相当す

る一定の電流Ｉ３（Ｉ３＝Ｉ１＋Ｉ２）が流れている。そして、トランジスタ２０９及び２１０と抵抗素子２１１とから成る電流源部に流れている一定の電流をＩ４とすると、トランジスタ２１２を流れる電流Ｉ５は電流Ｉ１と電流Ｉ４との和に相当するものとなる（Ｉ５＝Ｉ１＋Ｉ４）。

【０１２１】

トランジスタ２１２，２１５，２１６，２１７及び１７６と電流源２１８とで形成されるカレントミラー部において、トランジスタ２１２を流れる電流Ｉ５とトランジスタ１７６を流れる可変電流Ｉｇとの比を１：ｎ（一定）とすると、トランジスタ１７６を流れる可変電流Ｉｇは、

Ｉｇ＝Ｉ５／ｎ＝（Ｉ１＋Ｉ４）／ｎ　となる。

【０１２２】

斯かるもとで、制御信号端子２２０に制御電圧信号ＶＦＡに加えて供給される制御電圧信号ＶＸが変化せしめられると、それにより、トランジスタ２００のベース電位が変化せしめられる。このとき、トランジスタ２０１のベースには直流電圧Ｖ１が供給されていてトランジスタ２０１のベース電位は一定に維持されるので、トランジスタ２００におけるコレクターエミッタ通路を流れる電流Ｉ１とトランジスタ２０１におけるコレクターエミッタ通路を流れる電流Ｉ２との比が変化せしめられる。そして、電流Ｉ１と電流Ｉ２との和は一定（電流Ｉ３）に維持されるので、電流Ｉ１が制御電圧信号ＶＸに応じて変化せしめられることになる。

【０１２３】

このとき、トランジスタ２０９及び２１０と抵抗素子２１１とから成る電流源部に流れている電流Ｉ４は変化しないので、電流Ｉ１の制御電圧信号ＶＸに応じた変化に伴い、トランジスタ１７６を流れる可変電流Ｉｇ（Ｉｇ＝（Ｉ１＋Ｉ４）／ｎ　）が変化せしめられることになる。即ち、制御電圧信号ＶＸが変化せしめられることにより、トランジスタ１７６から送出されて、容量素子１７０の充電連流を形成する可変電流Ｉｇが変化せしめられて調整されることになる。

【０１２４】

トランジスタ２００におけるコレクターエミッタ通路を流れる電流Ｉ１とトランジスタ２０１におけるコレクターエミッタ通路を流れる電流Ｉ２との比をδとし、トランジスタ２０７及び２１０の夫々におけるベースーエミッタ間電圧をＶｂｅとし、抵抗素子２０８の抵抗値をＲ８とし、抵抗素子２１０の抵抗値をＲ１０とすると、電流Ｉ１，Ｉ２，Ｉ３，Ｉ４，Ｉ５及びＩｇに関して以下の関係が成立する。

$$I1=I2/\delta=(I3-I1)/\delta \quad =I3/(1+\delta)$$

$$I3=Vbe/R8$$

$$I4=Vbe/R10$$

$$Ig=(I1+I4)/n=(I3/(1+\delta)+I4)/n$$

$$=((Vbe/R8)/(1+\delta)+Vbe/R10)/n$$

即ち、制御電圧信号ＶＸの変化による電流Ｉ１と電流Ｉ２との比δの変化に伴う可変電流Ｉｇの変化は、上述の式に従うことになる。

【０１２５】

【発明の効果】

以上の説明から明らかな如く、本発明に係る放送波信号受信装置によれば、ＦＭ放送波信号を選択受信して、受信されたＦＭ放送波信号に基づく情報再生出力を出力部から得るＦＭ放送受信状態と、ＡＭ放送波信号を選択受信して、受信されたＡＭ放送波信号に基づく情報再生出力を出力部から得るＡＭ放送受信状態とを選択的にとることができるもとで、ＡＭ放送波信号の選択受信を行うに際しても、受信されたＡＭ放送波信号の搬送波周波数が適正なものか否かの判別が、例えば、ＡＭ中間周波信号の高調波成分がＡＭ放送波信号

の受信を妨害するような事態をまねくことなく、的確に行われ、その判別結果に応じたＡＭ放送波信号の選択受信状態についての制御が適切に行われることになる。

【０１２６】

さらに、本発明に係る放送波信号受信装置にあっては、制御信号形成部から供給される制御信号によって、ＦＭ中間周波信号用の復調部の復調特性についての調整及びＡＭ中間周波信号用の帯域フィルタ部の周波数帯域選択特性についての調整が行われるようになすことが可能であり、その際、ＦＭ中間周波信号用の復調部，ＡＭ中間周波信号用の帯域フィルタ部及び制御信号形成部がその他の部分とともに集積回路部品内に組み込まれるもとにあっても、制御信号形成部に付随する制御信号調整部が集積回路部品外に配されることにより、その制御信号調整部の作用を通じて、ＦＭ中間周波信号用の復調部の復調特性についての調整及びＡＭ中間周波信号用の帯域フィルタ部の周波数帯域選択特性についての調整が、容易かつ確実に行われることになる。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明に係る放送波信号受信装置の一例を示すブロック構成図である。

【図２】図１に示される例におけるＦＭ復調部の復調特性の説明に供される特性図である。

【図３】図１に示される例におけるＩＦ帯域フィルタ部の具体構成例を示す回路接続図である。

【図４】図３に示されるＩＦ帯域フィルタ部の具体構成例における可変抵抗素子を等価的に形成するものとして用いられる等価可変抵抗回路の例を示す回路接続図である。

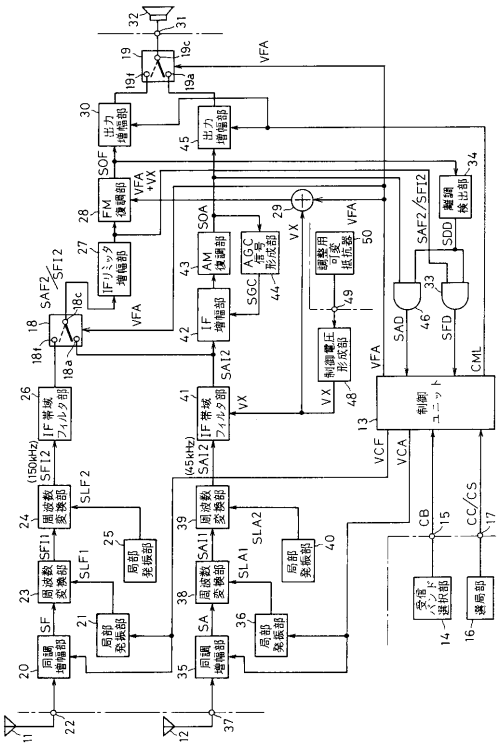
【図５】図４に示される等価可変抵抗回路の例における可変直流電圧源についての具体構成例を示す回路接続図である。

【図６】図１に示される例におけるＦＭ復調部の具体構成例を示す回路接続図である。

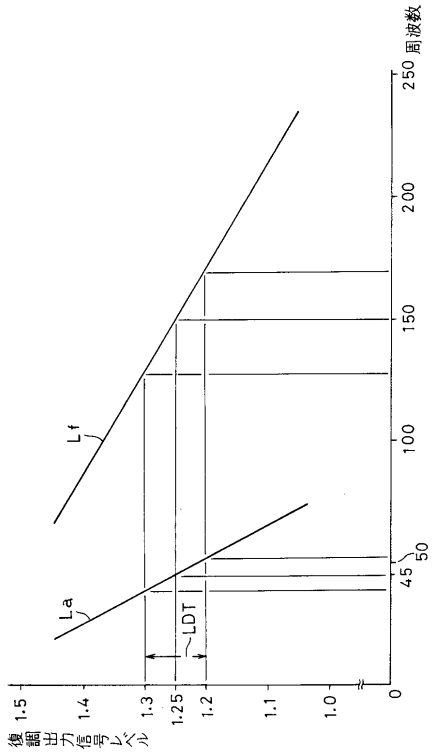
【符号の説明】

１１　ＦＭ信号受信アンテナ　　１２　ＡＭ信号受信アンテナ　　１３　制御ユニット　　１４　受信バンド選択部　　１６　選局部　　１８，１９スイッチ　　２０，３５　同調増幅部　　２１，２５，３６，４０　局部発振部　　２３，２４，３８，３９　周波数変換部　　２６，４１　ＩＦ帯域フィルタ部　　２７　ＩＦリミッタ増幅部　　２８　ＦＭ復調部　　２９　加算部　　３０，４５　出力増幅部　　３２　スピーカ　　３３，４６　アンド回路部　　３４　離調検出部　　４２　ＩＦ増幅部　　４３　ＡＭ復調部　　４４　ＡＧＣ信号形成部　　４８　制御電圧形成部　　５０　調整用可変抵抗器　　６６，６７，７２，１０１，１１４，１５６，１９０　演算増幅器　　８９，９６　可変直流電圧源　　１５２，１５７，１７０，１９５　容量素子

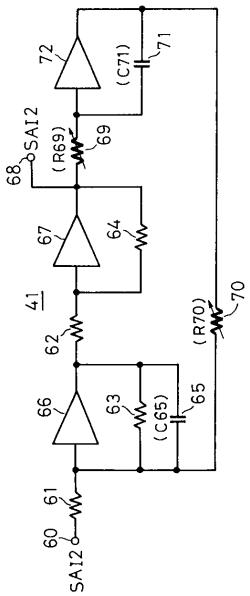
【図１】



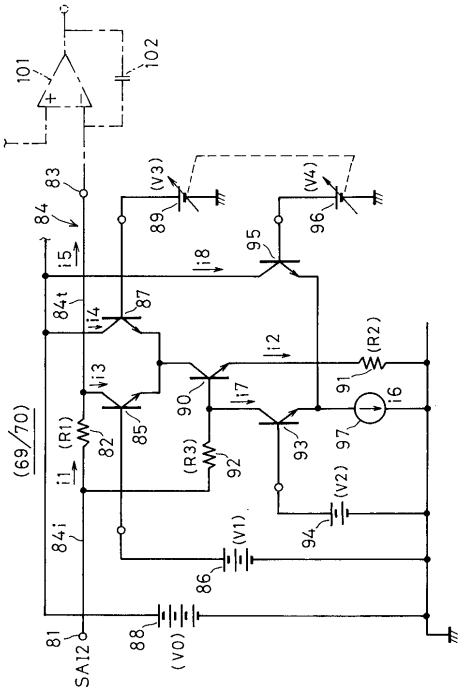
【図２】



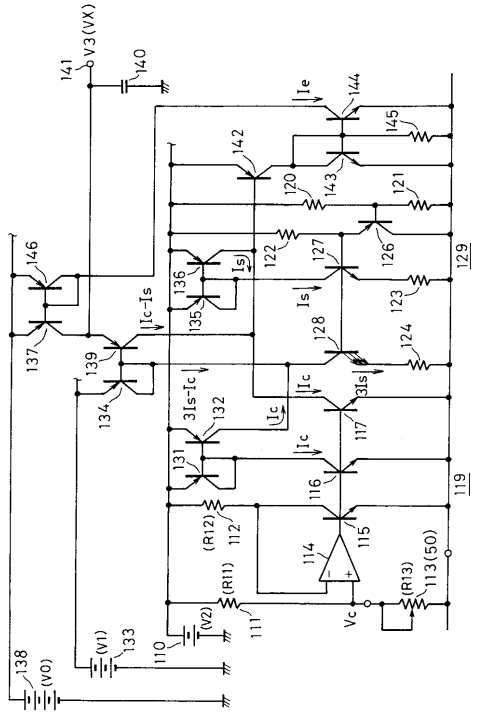
【図３】



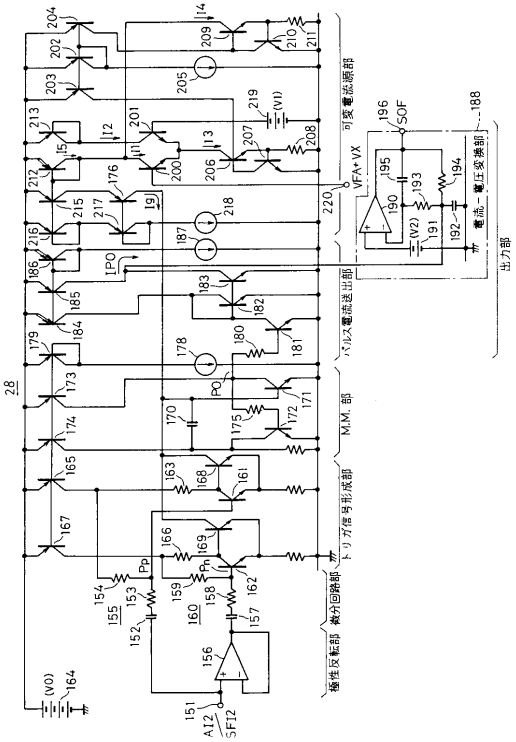
【図４】



【図５】



【図６】



フロントページの続き

(56)参考文献 実開昭５４－１４３１１８（ＪＰ，Ｕ）
特開平０５－０３７４０６（ＪＰ，Ａ）
特開昭５４－１０１６５１（ＪＰ，Ａ）
特開昭５８－０９４２２４（ＪＰ，Ａ）
特開昭５５－０２６７４９（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.[7]，ＤＢ名)
H04B 1/26
H04B 1/16