(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第3578839号
(P3578839)
(45)発行日　平成16年10月20日(2004.10.20)　(24)登録日　平成16年7月23日(2004.7.23)

(51)Int.Cl.[7]	F I		
H04B 1/10	H04B	1/10	Z
H04L 1/20	H04L	1/20	
H04L 27/10	H04L	27/10	A
H04L 27/14	H04L	27/14	B
// H04L 1/06	H04L	1/06	

請求項の数 20　(全 39 頁)

(21)出願番号　特願平7-181961
(22)出願日　平成7年7月18日(1995.7.18)
(65)公開番号　特開平9-36765
(43)公開日　平成9年2月7日(1997.2.7)
審査請求日　平成12年5月18日(2000.5.18)

(73)特許権者　000006013
三菱電機株式会社
東京都千代田区丸の内二丁目２番３号
(74)代理人　100066474
弁理士　田澤　博昭
(74)代理人　100088605
弁理士　加藤　公延
(74)代理人　100103090
弁理士　岩壁　冬樹
(72)発明者　荒木　幹夫
東京都千代田区丸の内二丁目２番３号　三菱電機株式会社内

審査官　江口　能弘

最終頁に続く

(54)【発明の名称】ディジタル受信機

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

ディジタル変調された信号を受信する受信部と、この受信した受信信号をディジタル検波した検波出力信号の論理を判定しデータ信号に復調するディジタル復調部とを有し、このデータ信号に基づいて所定の処理を行うディジタル受信機において、前記信号を２値化する２値化手段と、この２値化された２値化波形に基づいて前記データ信号の受信品質を検出する受信品質検出装置を備え、前記受信品質検出装置は、受信したディジタル変調波形の２値化波形の正のパルス幅と第一の時間幅との差の時間幅または該２値化波形の負のパルス幅と第二の時間幅との差の時間幅と、第三の時間幅との差の時間幅を有するパルスを出力するパルス発生手段を備え、このパルス発生手段の出力するパルス幅に基づいて、前記データ信号の受信品質を推定することを特徴とするディジタル受信機。

【請求項２】

ディジタル変調された信号を受信する受信部と、この受信した受信信号をディジタル検波した検波出力信号の論理を判定しデータ信号に復調するディジタル復調部とを有し、このデータ信号に基づいて所定の処理を行うディジタル受信機において、前記信号を２値化する２値化手段と、この２値化された２値化波形に基づいて前記データ信号の受信品質を検出する受信品質検出装置を備え、前記受信品質検出装置は、検波出力信号の２値化波形をシフトする波形シフト手段と、検波出力信号波形を同期クロック信号に基づきデータ判定するデータ判定装置と、このデータ判定装置の出力波形と前記波形シフト手段の出力波形とを入力する排他的論理和手段とを備え、この排他的論理和手段の出力信号のパルス幅に

基づいて前記データ信号の受信品質を推定することを特徴とするディジタル受信機。
【請求項３】
ディジタル変調された信号を受信する受信部と、この受信した受信信号をディジタル検波した検出出力信号の論理を判定しデータ信号に復調するディジタル復調部とを有し、このデータ信号に基づいて所定の処理を行うディジタル受信機において、前記信号を２値化する２値化手段と、この２値化された２値化波形に基づいて前記データ信号の受信品質を検出する受信品質検出装置を備え、前記ディジタル復調部は、２値化された受信信号を入力する２ビット遅延検出部と、この２ビット遅延検出部の出力信号により前記ディジタル復調信号の誤りを訂正する誤り訂正部とを備え、前記受信品質検出装置は、この誤り訂正部の誤り訂正パルス信号の所定時間におけるパルス数に基づいて前記データ信号の受信品質を推定することを特徴とするディジタル受信機。
【請求項４】
前記ディジタル復調部は受信信号を検波する検波手段と、前記検波手段の検波出力信号からトリガ信号を発生するトリガ発生手段と、複数の発振器と、この各発振器を前記トリガ信号の期間に再生クロックの高，低によって切り替えて分周器へ接続する切り替え手段とを有する同期クロック再生装置を備えたことを特徴とする請求項１乃至請求項３のうちのいずれか１項記載のディジタル受信機。
【請求項５】
前記ディジタル復調部は、受信信号を復調する第一と第二の検波手段と、前記各検波手段の検波出力波形からトリガ信号を発生する第一と第二のトリガ発生手段と、複数の発振器と、前記第一と第二のトリガ発生手段の出力信号が同時に出力される期間に再生クロックの高，低によって前記複数の発振器を分周器へ切り替え接続する切り替え手段とを有する同期クロック再生装置を備えたことを特徴とする請求項１乃至請求項３のうちのいずれか１項記載のディジタル受信機。
【請求項６】
前記同期クロック再生装置は、前記受信品質検出装置の出力信号に基づき同期引き込み動作を停止する停止回路を備えたことを特徴とする請求項４または請求項５に記載のディジタル受信機。
【請求項７】
前記受信品質検出装置は、前記第一と第二のトリガ発生手段の出力信号が同時に出力される期間に基づいて前記データ信号の受信品質を推定することを特徴とする請求項５記載のディジタル受信機。
【請求項８】
前記受信品質検出装置の出力信号に基づき複数の受信アンテナの受信出力を選択合成するダイバーシティ手段を備えたことを特徴とする請求項１乃至請求項３のうちのいずれか１項記載のディジタル受信機。
【請求項９】
前記受信品質検出装置の出力信号によりデータ信号の受信状態を表示する表示手段を備えたことを特徴とする請求項１乃至請求項３のうちのいずれか１項記載のディジタル受信機。
【請求項１０】
前記受信品質検出装置の出力信号に基づき受信周波数を選局する制御部を備えたことを特徴とする請求項１乃至請求項３のうちのいずれか１項記載のディジタル受信機。
【請求項１１】
前記受信品質検出装置の出力信号に基づき受信周波数を選局し該選局した受信周波数を記憶手段に記憶する制御部とを備えたことを特徴とする請求項１乃至請求項３のうちのいずれか１項記載のディジタル受信機。
【請求項１２】
前記制御部は、前記受信品質検出装置の出力信号に基づき受信周波数と該受信周波数の受信電界強度を記憶手段に記憶することを特徴とする請求項１１に記載のディジタル受信機

。
【請求項１３】
前記制御部は、前記受信品質検出装置の出力信号に基づいて記憶された周波数を呼び出す機能と受信電界強度信号に基づいて記憶された周波数を呼び出す機能を任意に切り換えることを特徴とする請求項１１に記載のディジタル受信機。
【請求項１４】
前記制御部は、前記受信品質検出装置の出力信号に基づき受信周波数を選局する機能と受信電界強度信号に基づき受信周波数を選局する機能を任意に切り換えることを特徴とする請求項１１に記載のディジタル受信機。
【請求項１５】
前記制御部は、前記受信品質検出装置の出力信号に基づき受信周波数を記憶手段に記憶する機能と、受信電界強度信号に基づき受信周波数を記憶手段に記憶する機能を任意に切り換えることを特徴とする請求項１１に記載のディジタル受信機。
【請求項１６】
中間周波数信号の平滑出力である受信電界強度信号と周波数の掃引を停止する条件となるストップ信号を出力するＦＭ検波部と、前記受信品質検出装置の出力信号と前記受信電界強度信号または前記ストップ信号を切り換える手段と、この切り換える手段を切り換え制御する制御部とを備えたことを特徴とする請求項１乃至請求項３のうちのいずれか１項記載のディジタル受信機。
【請求項１７】
前記受信品質検出装置に基づく出力信号と前記受信電界強度信号または前記ストップ信号とに基づき前記データ信号の受信品質を推定することを特徴とする請求項１６に記載のディジタル受信機。
【請求項１８】
前記受信品質検出装置の出力信号を平滑する平滑回路を設け、この平滑信号または前記平滑信号の増幅信号に基づき前記データ信号の受信品質を推定することを特徴とする請求項１乃至請求項３のうちいずれか１項記載のディジタル受信機。
【請求項１９】
複数の受信品質検出装置を設け、この各受信品質検出装置からの出力信号を合成し該合成出力に基づき前記データ信号の受信品質を推定することを特徴とする請求項１乃至請求項３のうちいずれか１項記載のディジタル受信機。
【請求項２０】
前記受信品質検出装置の出力信号に基づく一つの判断によって複数のシステムを制御することを特徴とする請求項１乃至請求項３のうちいずれか１項記載のディジタル受信機。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【産業上の利用分野】
この発明は例えばＦＭ多重放送受信機等の受信機、特にディジタル変調された信号を受信し、ディジタル復調部によりディジタル変調信号をデータ信号に復調し、該データ信号に基づいて所定の処理を行うディジタル受信機に関するものである。
【０００２】
【従来の技術】
図４０はＦＭ放送に多重されたディジタル変調信号を受信し、受信したデータを表示するＦＭ多重放送受信機の従来の構成例を示すものであり、１および２は空間を伝搬している電磁波を受信するアンテナ、３は比較器７からの制御信号（ｓｉｇ７ａ）に基づき受信アンテナを選択するダイバーシティ部、４は受信したＲＦ信号の中から所定の周波数の受信信号を中間周波数に変換するチューナ部、５はチューナ部４の局発周波数を制御するＰＬＬ部、６はチューナ部４で中間周波数に変換されたＦＭ信号（ｓｉｇ４ａ）をベースバンド信号（ｓｉｇ６ａ）に変換するＦＭ検波部であり、自動選局等の際に周波数の掃引を停止する条件となるストップ信号（ｓｉｇ６ｃ）および中間周波数信号の平滑出力である受

信電界強度信号、つまりＳメータ信号（ｓｉｇ６ｂ）を出力する。これ等符号１～６を付した各構成要素によって受信部を構成している。

【０００３】

８はＳメータ信号（ｓｉｇ６ｂ）の電圧値を制御部１１に入力するためにディジタル値に変換するＡ／Ｄ変換装置であり、７はＳメータ信号（ｓｉｇ６ｂ）の電圧値と基準電圧値ＶＲ１を比較し該比較結果を制御信号（ｓｉｇ７ａ）として出力する比較器である。９はＦＭ検波されたベースバンド信号（ｓｉｇ６ｂ）からディジタル変調された多重信号を抽出し、ディジタル復調し、データ信号（ｓｉｇ９ａ）と同期クロック信号（ｓｉｇ９ｂ）を出力するディジタル復調部、１０は多重信号中の誤り訂正符号に基づいて誤り訂正を行い、誤り訂正が施されたデータ信号（ｓｉｇ１０ａ）と同期確立信号や受信率等の補助的な情報（ｓｉｇ１０ｂ）を出力する誤り訂正部、１１はチューニング制御や誤り訂正部１０からの受信データの処理や操作部１３からの操作信号等の処理を行う制御部、１２はデータに基づいた情報を表示する表示部、１３は使用者がチューニング周波数等の必要な情報を入力し、制御部１１へその旨の信号を送出する操作部である。

【０００４】

図４１はディジタル復調部９の内部回路例を示すもので、図４１において、１６はＦＭ検波部出力のベースバンド信号に重畳されているディジタル変調された多重信号成分を抽出するバンドパスフィルタ部（ＢＰＦ）、１７はディジタル変調信号を２値化する２値量子化装置、１８は遅延検波を行うため該２値化された受信信号（ｓｉｇ１７）を１ビット時間相当遅延させる遅延装置、１９は該２値化された受信信号（ｓｉｇ１７）と該２値化された受信信号を１ビット遅延した信号（ｓｉｇ１８）の排他的論理和（ｓｉｇ１９）を出力する排他的論理和装置（ＥＸ－ＯＲ）、２０は該排他的論理和出力の高周波成分を取り除くローパスフィルタ（ＬＰＦ）、２１は後述する同期クロック再生部２２からの同期クロックに同期して、ローパスフィルタ２０の出力信号（ｓｉｇ２０）の論理を判定し、ディジタル波形に変換するデータ判定装置であり、この判定出力がディジタル復調したデータ信号（ｓｉｇ９ａ）である。

【０００５】

２３は該ディジタル検波信号のデータの変化点で同期クロック（ｓｉｇ９ｂ）との位相差を検出し、進み位相パルス（ｓｉｇ２３ａ）または遅れ位相パルス（ｓｉｇ２３ｂ）を出力する２値量子化位相比較器、２４はディジタル積分の性質を持つカウンタ回路で構成され、２値量子化位相比較器の出力を積分計数することによってジッタ等のノイズの影響を軽減し遅相制御信号（ｓｉｇ２４ａ）または進相制御信号（ｓｉｇ２４ｂ）を出力するシーケンシャルフィルタ、２５は固定周波数発振器、２６はシーケンシャルフィルタの遅相制御信号（ｓｉｇ２４ａ）を受信すると該固定周波数発振器の出力にパルスを追加し、進相制御信号（ｓｉｇ２４ｂ）を受信するとパルスを除去するパルス付加／除去装置、２７はパルス付加／除去装置２６の出力を分周し同期クロック信号（ｓｉｇ９ｂ）を出力する分周装置であり、これ等符号２３～２７を付した各構成要素によって同期クロック再生部２２を構成している。

【０００６】

図４２はダイバーシティ部３の内部回路例を示すもので図４２において、３０１は固定発振器、３０２は固定発振器３０１の出力信号と接地信号を比較器７の制御信号（ｓｉｇ７ａ）に基づいて選択し出力する選択装置、３０３は選択装置３０２からの出力信号の立ち上がりを検出すると現在の出力信号の論理を反転させるように構成されたフリップフロップ装置、３０４はアンテナ１とアンテナ２をフリップフロップ装置３０３の制御信号に基づいて選択しチューナ部４に接続する選択装置であり、これ等符号３０１～３０４を付した各構成要素によってダイバーシティ部３を構成している。

【０００７】

次に動作について説明する。まず、ダイバーシティ部３は、ＦＭ検波部６から出力されるＳメータ信号（ｓｉｇ６ｂ）に基づく比較器７からの制御信号によってアンテナ１と２から受信アンテナを選択し、受信した高周波信号を出力する。このダイバーシティ部３は図

４４に示す特性を有するＳメータ信号の電圧値がアンテナ切り換えレベル電圧値以下すなわち比較器７の出力が正論理のとき、選択装置３０２は固定発振器３０１の出力信号を選択し出力するように設定しているので、フリップフロップ装置３０３の出力が正論理と負論理に定期的に変化し、アンテナ１と２は定期的に交互に切り換えて選択される。

【０００８】

このアンテナ切り換え動作は、Ｓメータ信号（ｓｉｇ６ｂ）の電圧値がアンテナ切り換えレベル電圧値以上すなわち比較器７の出力である制御信号（ｓｉｇ７ａ）が負論理となり、選択装置３０２が接地信号を選択し出力し、フリップフロップ装置の出力が固定され、アンテナが固定されるまで続けられる。図４３にＳメータ信号（ｓｉｇ６ｂ）の変化とアンテナ選択の例を示す。

【０００９】

チューナ部はＰＬＬ部５から出力されるチューニング電圧に基づき所定の周波数にチューニングし、ダイバーシティ部３から出力される高周波信号中の所定の高周波信号を中間周波数信号に変換する。ＦＭ検波部６はチューナ部４から受信した中間周波数信号をＦＭ検波しベースバンド信号（ｓｉｇ６ａ）に変換し出力すると共に、中間周波数信号を整流したＳメータ信号（ｓｉｇ６ｂ）および受信電界強度が所定値以上であることの意を示すストップ信号（ｓｉｇ６ｃ）を出力する。

【００１０】

図４４に受信電界強度に対するＳメータ信号出力特性例を示す。また、図３３に受信電界強度に対するストップ信号出力特性例を示す。

ディジタル復調部９はＦＭ検波部６から出力されるベースバンド信号（ｓｉｇ６ａ）中のディジタル変調された多重信号を抽出し、後述するディジタル復調によりディジタル復調信号（ｓｉｇ９ａ）と同期クロック信号（ｓｉｇ９ｂ）を出力する。オーディオ処理部１４はＦＭ検波部６から出力されるベースバンド信号（ｓｉｇ６ａ）中のオーディオ信号を抽出し，ステレオ復調等の処理を施した信号を増幅しスピーカ１５を駆動し音響信号として出力する。

【００１１】

誤り訂正部１０はディジタル復調部９から受信したディジタル復調信号（ｓｉｇ９ａ）に付加されている誤り訂正符号に基づいて，誤り訂正を施したデータ信号（ｓｉｇ１０ａ）を出力すると共に、同期確立判定信号やデータ受信率等の補助的な情報（ｓｉｇ１０ｂ）を出力する。制御部１１は誤り訂正部１０から受信したデータ（ｓｉｇ１０ａ）に基づいて表示部１２に受信データを表示すると共に、操作部１３からの情報に基づいてチューニング制御、オーディオ制御等を行う。

【００１２】

次に制御部の動作の中で本発明に関係の深いチューニング制御について説明する。チューニング制御は制御部１１からＰＬＬ制御信号（ｓｉｇ１１ｂ）によりチューニング周波数のデータを送信し、該送信データに基づいてＰＬＬ部５においてチューニング電圧を発生し、該チューニング電圧に基づいてチューナ部４によりチューニングする。自動選局動作はチューニング周波数のデータを順次変更しチューニング周波数を掃引しＦＭ検波部６から出力されるストップ信号（ｓｉｇ６ｃ）により受信電界強度が所定値以上であることの意を受信した周波数で掃引を中断するすることにより自動選局を行う。

【００１３】

次にディジタル復調部９の動作について説明する前に、本従来例に採用されている遅延検波方式の基礎理論について説明する。一般的に変調信号は

ｓ（ｔ）＝ｃｏｓ［２πｆｔ＋φ（ｔ）］

ｆ：ディジタル変調信号の搬送波周波数

φ（ｔ）：ディジタル変調成分

と表される。

【００１４】

上記変調信号にデータの１ビット時間Ｔ遅延させた信号を乗積し、高域成分を除去すると

ｓｉｇ２０＝ｃｏｓ［２πｆＴ＋φ（ｔ）－φ（ｔ－Ｔ）］
となり、ＦＭ多重放送の場合２πｆＴ＝９．５πとなるので上式は
ｓｉｇ２０＝ｓｉｎ［φ（ｔ）－φ（ｔ－Ｔ）］
となり、変調成分のみ抽出されることから復調できる。ＦＭ多重放送のディジタル変調方式はＬ－ＭＳＫ変調方式と呼ばれるものであり、この変調方式は周波数変調方式の一種であり、図４５のように正論理を８０ＫＨｚ、負論理を７２ＫＨｚにそれぞれ対応させる方式である。

【００１５】
次にディジタル復調部９の動作について説明する。ＦＭ多重放送のベースバンド信号は図４６のスペクトル構造を有しているので、ＦＭ検波部６から出力されるベースバンド信号（ｓｉｇ６ａ）からバンドパスフィルタ１６によりディジタル変調された多重信号を抽出し、このディジタル変調信号をシフトレジスタによる遅延装置で１ビット時間Ｔ遅延させるため２値量子化装置１７により２値化し、該２値化されたディジタル変調信号（ｓｉｇ１７）と該ディジタル変調信号を遅延装置１８により１ビット時間相当分遅延させた信号（ｓｉｇ１８）の排他的論理和出力（ｓｉｇ１９）をローパスフィルタ２０を通過させることにより、高域成分を除去した検波出力信号（ｓｉｇ２０）を図４７のようにデータ判定装置２１において、同期クロック再生部２２からの同期クロック信号（ｓｉｇ９ｂ）に同期してデータ判定することによりデータ信号（ｓｉｇ９ａ）を得る。

【００１６】
上記同期クロック再生部２２の動作は検波出力信号（ｓｉｇ２０）の変化点において同期クロックと位相比較を行い、同期クロックの位相が進んでいれば進み位相信号（ｓｉｇ２３ａ）、遅れていれば遅れ位相信号（ｓｉｇ２３ｂ）を出力する。

【００１７】
シーケンシャルフィルタ２４はディジタル積分の性質を持つカウンタ回路で構成され、ジッタ等のノイズの影響を軽減するものであり、代表的なＮビフォアＭカウンタについて説明する。このＮビフォアＭカウンタは進みまたは遅れ位相信号の総和がＭとなるまでに、進み位相信号がＮ個発生すれば遅相制御信号（ｓｉｇ２４ａ）を出力し、遅れ位相信号がＮ個発生すれば進相制御信号（ｓｉｇ２４ｂ）を出力し、進みまたは遅れ位相信号の総和がＭとなるとカウンタをリセットする。

【００１８】
パルス付加／除去装置２６は遅相制御信号（ｓｉｇ２４ａ）を受信すると発振器２５の出力のパルスを除去し、進相制御信号（ｓｉｇ２４ｂ）を受信すると発振器２５の出力にパルスを挿入した信号を出力する。分周器２７はパルス付加／除去装置２６からの信号を分周し同期クロック（ｓｉｇ９ｂ）を出力する。発振器２５の発信周波数は同期クロックのＫ倍に選定され、分周期の分周比は１／Ｋに選ばれる。なお、上記の従来例に関連する公知資料としては、例えば、特開平６－２７６１１３号公報、特開平４－４７７２９号公報、特開平４－４７７３０号公報、特開平５－７１６９号公報等がある。

【００１９】
【発明が解決しようとする課題】
従来のＦＭ多重受信装置は以上のように構成されているので、データの受信状態は誤り訂正部１０からのデータの同期が確立したことの意を示す同期確立信号（ｓｉｇ１０ｂ）を受信することによって、データ受信可能の判断をするか、誤り検出及び訂正操作によってデータの誤り率から受信状態を判断するか、Ｓメータ値により判断するしか方法がなかった。

【００２０】
同期確立信号（ｓｉｇ１０ｂ）には、ブロック同期確立信号とフレーム同期確立信号があるが、ブロック同期確立信号は、復調データ信号（ｓｉｇ９ａ）に含まれる同期ビットを数回連続して検出することに基づいているため、電波を受信して判断を得るまでの時間遅れが大きく、ダイバーシティ部３のように迅速な判断が必要な装置の制御信号には使えないという問題点があった。

【００２１】
図４８に示すデータフォーマット構造を持つＦＭ多重放送の場合、２７２ビットを１ブロックとしているので、ブロック同期確立を判断するのに、場合によっては数百ｍｓ程度の時間遅れが生じる。また、該１ブロック中の１６ビットのみを同期ビットとしているので、同期ビットの部分とその他の部分の受信状態が同じとも言い切れないという問題点もある。
【００２２】
また、フレーム同期確立信号は所定パターンの同期ビットを受信したことに基づいて出力されるので、ブロック同期確立信号よりもその判断にはるかに時間を要する。また、受信率は、誤り訂正を施した際に訂正できなかったブロックがどの程度あるかを算出しているので、フレーム同期確立信号よりもその判断にはるかに時間を要する。
【００２３】
Ｓメータ信号（ｓｉｇ６ｂ）は、静特性ではその電圧値と受信状態すなわちエラーレートの相関は強いが、僅かなＤ／Ｕ比でもマルチパスの位相差の影響でデータの受信状態が劣化するような場合、Ｓメータ信号（ｓｉｇ６ｂ）からこのようなマルチパスを検出することが難しいので、Ｓメータ信号（ｓｉｇ６ｂ）からデータの受信状態を判断できないこともあるという問題点があった。
【００２４】
また、ＦＭ多重放送はすべてのＦＭ放送局が多重放送をしているわけではなく、また、多重放送をしている局であっても、本放送を行っているときにはいつでも多重放送を行っているとも限らない。そのため、上記のようなＦＭ多重放送受信機では、Ｓメータ信号（ｓｉｇ６ｂ）やストップ（ＳＴＯＰ）信号（ｓｉｇ６ｃ）では多重放送の有無を判断できないので、多重放送局を自動選局する場合、Ｓメータ（ｓｉｇ６ｂ）またはストップ信号（ｓｉｇ６ｃ）を条件に選局しなければならず、選局した後に、多重放送の有無を同期確立信号や受信率で判断する必要があり、多重放送が無い局も選局しなければならないという煩わしさがあり、その判断にも時間を要するという問題点があった。
【００２５】
また、ＦＭ多重放送では、受信データを蓄積して表示する情報があり、選局直後には、データ受信状態が良好であっても、データの蓄積が完了してないため情報を表示できないことがある。従来のＦＭ多重放送受信機は上記のように構成されているため、このような状態のとき、データ受信可能な状態にあって、データが蓄積され表示可能になるまで待つとデータが表示されるのか、データ受信状態が悪くて表示データが無いのかが、すぐには使用者に判らないという不便さがあった。
【００２６】
また、上記のような同期クロック再生部は、２値量子化位相比較器２３の出力を積分計数することによってジッタ等のノイズの影響を軽減するシーケンシャルフィルタ２４を用いるため、ダイバーシティ部３によるアンテナ切り換え時に生じるような急激な位相の変化に追従し難いなどの問題点もあった。
【００２７】
この発明は上記のような問題点を解消するためになされたもので、簡易な回路構成でデータの受信の品質を迅速に検出することができるディジタル受信機を得ることを目的とする。
【００２８】
また、この発明は安定な同期クロック再生装置を備えたディジタル受信機を得ることを目的とする。
【００２９】
また、この発明はデータ受信に適したダイバーシティ装置を備えたディジタル受信機を得ることを目的とする。
【００３０】
また、この発明はデータ受信が可能な状態であるかどうかを使用者に知らせることができ

るディジタル受信機を得ることを目的とする。
【００３１】
また、この発明はデータ受信が可能な周波数にチューニングすることができるディジタル受信機を得ることを目的とする。
【００３２】
また、この発明はデータ受信が可能な周波数を記憶することができるディジタル受信機を得ることを目的とする。
【００３３】
また、この発明は受信品質検出装置の出力信号とＳメータ信号またはストップ信号を任意に切り換えることができるディジタル受信機を得ることを目的とする。
【００３４】
また、この発明はデータ受信が可能な周波数とその周波数の受信電界強度を記憶することができるディジタル受信機を得ることを目的とする。
【００３５】
また、この発明は多重放送をしている局にチューニングする機能と本放送をしている局にチューニングする機能を任意に選択できるディジタル受信機を得ることを目的とする。
【００３６】
また、この発明は多重放送をしている局の自動選局と本放送をしている局の自動選局を任意に選択できるディジタル受信機を得ることを目的とする。
【００３７】
また、この発明は多重放送をしている局の周波数を記憶することができる機能と本放送をしている局の周波数を記憶することができる機能を任意に選択できるディジタル受信機を得ることを目的とする。
【００３８】
また、この発明はデータ信号の受信品質検出の信頼性を向上させたディジタル受信機を得ることを目的とする。
【００３９】
また、この発明は受信品質検出装置を用いたシステムを簡略化したディジタル受信機を得ることを目的とする。
【００４０】
【課題を解決するための手段】
請求項１に記載の発明に係るディジタル受信機は、受信ディジタル変調信号および検波出力信号を２値化する２値化手段と、この２値化された２値化波形に基づいて前記データ信号の受信品質を検出する受信品質検出装置を設けたものにおいて、受信したディジタル変調信号の２値化波形の正のパルス幅と第一の時間幅との差の時間幅または２値化波形の負のパルス幅と第二の時間幅との差の時間幅と、第三の時間幅との差の時間幅を有するパルスを出力するパルス発生手段を設けたものである。
【００４１】
請求項２に記載の発明に係るディジタル受信機は、検波出力信号の２値化波形をシフトした波形と同期クロックに基づきデータ判定したディジタル復調波形を比較して得た出力信号のパルス幅に基づいて、データ信号の受信品質を推定する受信品質検出装置を設けたものである。
【００４２】
請求項３に記載の発明に係るディジタル受信機は、２ビット遅延検波の出力信号によりディジタル復調信号の誤りを訂正する誤り訂正手段の誤り訂正パルスのパルス数に基づいて、データ信号の受信品質を推定する受信品質検出装置を設けたものである。
【００４３】
請求項４に記載の発明に係るディジタル受信機は、検波出力波形に基づくトリガ信号と同期クロック信号に基づき、複数の発振器を切り換える同期クロック再生装置を設けたものである。

【００４４】
請求項５に記載の発明に係るディジタル受信機は、第一および第二の検波手段の検波出力波形に基づくトリガ信号の論理積出力信号と同期クロック信号に基づき、複数の発振器を切り換える同期クロック再生装置を設けたものである。
【００４５】
請求項６に記載の発明に係るディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づき、同期クロック再生装置の同期引き込み動作を停止する停止回路を設けたものである。
【００４６】
請求項７に記載の発明に係るディジタル受信機は、第一と第二のトリガ発生手段の出力信号が同時に出力される期間に基づいて、データ信号の受信品質を推定する受信品質検出回路を設けたものである。
【００４７】
請求項８に記載の発明に係るディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づき、複数の受信アンテナの受信出力を選択合成するダイバーシティ回路を設けたものである。
【００４８】
請求項９に記載の発明に係るディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づき、データの受信状態を表示する表示手段を設けたものである。
【００４９】
請求項１０に記載の発明に係るディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づき、データ受信可能な周波数を自動選局する制御部を設けたものである。
【００５０】
請求項１１に記載の発明に係るディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づき、選局したデータ受信可能な周波数を記憶手段に記憶する制御部を設けたものである。
【００５１】
請求項１２に記載の発明に係るディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づき、データ受信可能な周波数とその周波数の受信電界強度を記憶手段に記憶する制御部を設けたものである。
【００５２】
請求項１３に記載の発明に係るディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づき記憶された周波数と受信電界強度信号に基づき記憶された周波数を呼び出す機能を任意に切り換える制御部を設けたものである。
【００５３】
請求項１４に記載の発明に係るディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づき自動選局する機能と、受信電界強度信号に基づき自動選局する機能を任意に切り換える制御部を設けたものである。
【００５４】
請求項１５に記載の発明に係るディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づき周波数を記憶する機能と、受信電界強度信号に基づき周波数を記憶する機能を任意に切り換える制御部を設けたものである。
【００５５】
請求項１６に記載の発明に係るディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号と受信電界強度信号またはストップ信号を切り換える切り替え手段を設けたものである。
【００５６】
請求項１７に記載の発明に係るディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号と受信電界強度信号またはストップ信号とに基づきデータ信号の受信品質を推定するようにしたものである。
【００５７】
請求項１８に記載の発明に係るディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号を平滑する平滑回路を設けたものである。

【００５８】
請求項１９に記載の発明に係るディジタル受信機は、受信品質検出装置からの複数の出力信号の合成出力信号に基づきデータ信号の受信品質を推定するようにしたものである。
【００５９】
請求項２０に記載の発明に係るディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づく一つの判断によって複数のシステムを制御するように構成したものである。
【００６０】
【作用】
請求項１の発明におけるディジタル受信機は、２値化された２値化波形に基づいてデータ信号の受信品質を検出する受信品質検出装置を設け、受信した受信信号の２値化波形と第一および第二のパルス波形を比較して得た誤差信号と所定の第三のパルス波形を比較した出力信号のパルス幅に基づいて、データ信号の受信品質を推定するようにしたことにより、受信信号の品質を推定することができる。
【００６１】
請求項２の発明におけるディジタル受信機は、検波出力信号の２値化波形と同期クロックに基づきデータ判定したディジタル復調波形を比較した出力信号のパルス幅に基づいて、データ信号の受信品質を推定する受信品質検出回路を設けたことにより、データ信号の受信品質を推定することができる。
【００６２】
請求項３の発明におけるディジタル受信機は、２ビット遅延検波による誤り訂正手段の誤り訂正パルスのパルス数に基づいて、データ信号の受信品質を推定する受信品質検出装置を設けたことにより、データ信号の受信品質を推定することができる。
【００６３】
請求項４の発明におけるディジタル受信機は、検波出力波形に基づくトリガ信号と同期クロック信号に基づき発振器を切り換える同期クロック再生装置を設けたことにより、迅速に精度の良い同期クロックが得られる。
【００６４】
請求項５の発明におけるディジタル受信機は、第一および第二の検波手段の検波出力波形に基づくトリガ信号の論理積出力信号と同期クロック信号に基づき、複数の発振器を切り換える同期クロック再生装置を設けたことにより、迅速に精度の良い同期クロックが得られると共に誤同期を防止できる。
【００６５】
請求項６の発明におけるディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づき同期クロック再生装置の同期引き込み動作を停止する停止回路を設けたことにより、誤同期を防止できる。
【００６６】
請求項７の発明におけるディジタル受信機は、第一と第二のトリガ発生手段の出力信号が同時に出力される期間に基づいて、データ信号の受信品質を推定する受信品質検出装置を設けたことにより、データ信号の受信品質を推定することができる。
【００６７】
請求項８の発明におけるディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づき、複数の受信アンテナからの受信信号を選択合成するダイバーシティ回路を設けたことにより、精度の良いダイバーシティ制御ができるようになる。
【００６８】
請求項９の発明におけるディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づきデータの受信状態を表示することにより、使用者がデータの受信状態を認識することができる。
【００６９】
請求項１０の発明におけるディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づきデータ受信可能な周波数を自動選局するようにしたことにより、データ受信不可能な周波数

は選局せずにデータ受信可能な周波数だけを選局する自動選局動作が迅速にできるようになる。

【００７０】

請求項１１の発明におけるディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づきデータ受信可能な周波数を記憶するようにしたことにより、データ受信不可能な周波数は記憶せずにデータ受信可能な周波数だけを記憶する自動記憶動作すなわちオートメモリ動作が迅速にできるようになる。

【００７１】

請求項１２の発明におけるディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づきデータ受信可能な周波数とその周波数の受信電界強度を記憶するようにしたことにより、現在受信している周波数の受信状態が悪くなった場合に他の周波数を受信するリレーチューニング動作において、データ受信可能周波数とその周波数の受信電界強度の探索動作を迅速に行えるようになると共に現在受信している周波数の受信状態が悪くなった場合、データ受信可能な周波数の受信電界強度を記憶しているので、その受信電界強度を基にチューニングする周波数を選定することにより、データ受信可能周波数におけるリレーチューニング動作を迅速にかつスムーズに行えるようになる。

【００７２】

請求項１３の発明における受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づき記憶された周波数と受信電界強度信号に基づき記憶された周波数を呼び出す機能を任意に切り換えるようにしたことにより、本放送を受信したい場合は受信電界強度に基づいて記憶された周波数を呼び出す機能を選択し、多重放送を受信したい場合は本発明の受信品質検出装置の出力信号に基づいて記憶された周波数を呼び出す機能を選択することにより、使用者の望む情報を送信している周波数を選択することが任意にできるようになる。

【００７３】

請求項１４の発明におけるディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づき自動選局する機能と、受信電界強度信号に基づき自動選局する機能を任意に切り換えるようにしたことにより、本放送を受信したい場合は受信電界強度に基づいて自動選局する機能を選択し、多重放送を受信したい場合は受信品質検出装置の出力信号に基づいて自動選局する機能を選択し、使用者の望む情報を送信している周波数を自動選局することが任意にできるようになる。

【００７４】

請求項１５の発明におけるディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づき受信周波数を記憶手段に記憶する機能と、受信電界強度信号に基づき受信周波数を記憶手段に記憶する機能を選択することにより、使用者の望む情報を送信している周波数のみを自動記憶することが任意にできるようになる。

【００７５】

請求項１６の発明におけるディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号と受信電界強度信号またはストップ信号を切り換える手段を設けたことにより、制御部の入力ポートを増設することなく本発明の回路を追加できる。

【００７６】

請求項１７の発明におけるディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号と受信電界強度信号またはストップ信号に基づきデータ信号の受信品質を推定するようにしたことにより、精度よくデータ信号の受信品質を推定することができる。

【００７７】

請求項１８の発明におけるディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号を平滑する平滑回路を設けたことにより、受信電界強度信号やストップ信号と同様にデータ信号の受信品質を電圧で表現できるので、受信品質に基づくシステム制御が容易になる。

【００７８】

請求項１９の発明におけるディジタル受信機は、受信品質検出装置からの複数の出力信号の合成出力信号に基づきデータ信号の受信品質を推定するようにしたことにより、精度よ

くデータ信号の受信品質を推定することができる。

【００７９】

請求項２０の発明におけるディジタル受信機は、受信品質検出装置の出力信号に基づく一つの判断によって複数のシステム制御を行うように構成したことにより、システム全体の回路規模を縮小できる。

【００８０】

【実施例】

実施例１.

以下、この発明の実施例を図について説明する。

図１はこの発明の実施例１によるディジタル復調部９を示す構成図であり、前記図４１に示す従来例と同一または相当部分には同一符号を付して重複説明を省略する。

【００８１】

図１において、２８は２値量子化装置１７から出力された２値化ディジタル変調波形（ｓｉｇ１７）を受信し、この２値化ディジタル変調波形の立ち上がりエッジを検出し、正のパルス（ｓｉｇ２８）を出力するパルス発生器（パルス発生手段）、２９は２値量子化装置１７から出力された２値化ディジタル変調波形（ｓｉｇ１７）とパルス発生器２８から出力される第一の時間幅としてのパルス波形（ｓｉｇ２８）の排他的論理和（ｓｉｇ２９）を出力する排他的論理和装置（ＥＸ－ＯＲ）（排他的論理和手段）、３０は２値量子化装置１７から出力された２値化ディジタル変調波形（ｓｉｇ１７）を受信し、この２値化ディジタル変調波形の立ち下がりエッジを検出し、負のパルス（ｓｉｇ３０）を出力するパルス発生器（パルス発生手段）である。

【００８２】

３１は２値量子化装置１７から出力された２値化ディジタル変調波形（ｓｉｇ１７）とパルス発生器３０から出力される第二の時間幅としてのパルス波形（ｓｉｇ３０）の排他的論理和（ｓｉｇ３１）を出力する排他的論理和装置（ＥＸ－ＯＲ）（排他的論理和手段）、３２は２つの該排他的論理和出力波形（ｓｉｇ２９とｓｉｇ３１）の論理和（ｓｉｇ３２）を出力する論理和装置（ＯＲ）、３３は論理和装置３２からの出力波形（ｓｉｇ３２）の立ち上がりエッジを検出し正のパルス（ｓｉｇ３３）を出力するパルス発生器（パルス発生手段）、３４は論理和装置３２からの出力波形（ｓｉｇ３２）とパルス発生器３３から出力される第三の時間幅としてのパルス波形（ｓｉｇ３３）の排他的論理和（ｓｉｇ３４）を出力する排他的論理和装置（ＥＸ－ＯＲ）（排他的論理和手段）、３５は排他的論理和装値３４の出力信号（ｓｉｇ３４）を平滑した信号を出力する平滑回路、３６は平滑回路３５の出力信号を増幅した信号（ｓｉｇ３６）を出力する増幅回路であり、これ等符号２８～３６を付した各構成要素によって受信品質検出装置３７を構成している。

【００８３】

次に動作を図２の波形図について説明する。ＦＭ多重放送の場合のディジタル変調波形は周波数変調方式であり、正論理が８０ＫＨｚ、負論理が７２ＫＨｚで変調されている。このようにディジタル変調された信号を受信すると、２値量子化装置（２値化手段）１７の出力波形（ｓｉｇ１７）は８０ＫＨｚか７２ＫＨｚの矩形波となる。

【００８４】

本実施例では、上記出力波形（ｓｉｇ１７）の８０ＫＨｚまたは７２ＫＨｚのからの誤差を検出することにより受信品質を推定する。２値量子化装置１７の出力波形（ｓｉｇ１７）は上述のように８０ＫＨｚか７２ＫＨｚの矩形波であるので、図２において８０ＫＨｚの矩形波のパルス幅をＴ１、７２ＫＨｚの矩形波のパルス幅をＴ２とし、パルス発生器２８の出力波形（ｓｉｇ２８）のパルス幅をＴ３、パルス発生器３０の出力波形（ｓｉｇ３０）のパルス幅をＴ４とし、このパルス幅Ｔ３とＴ４を

Ｔ３＝（Ｔ１＋Ｔ２）／２

Ｔ４＝（Ｔ１＋Ｔ２）／２

に選ぶと、排他的論理和装置２９の出力波形（ｓｉｇ２９）と排他的論理和装置３１の出力波形（ｓｉｇ３１）は図２に示すようになり、該排他的論理和装置２９の出力波形（ｓ

ｉｇ２９）のパルス幅をＴ５とすると、８０ＫＨｚの波形を受信している場合
Ｔ５＝｜Ｔ１－（Ｔ１＋Ｔ２）／２｜＝｜（Ｔ１－Ｔ２）／２｜
また、７２ＫＨｚの波形を受信している場合
Ｔ５＝｜Ｔ２－（Ｔ１＋Ｔ２）／２｜＝｜（Ｔ２－Ｔ１）／２｜
となり、｜（Ｔ１－Ｔ２）／２｜＝｜（Ｔ２－Ｔ１）／２｜であるので、８０ＫＨｚの波形を受信しても７２ＫＨｚの波形を受信しても排他的論理和２９の出力波形（ｓｉｇ２９）のパルス幅Ｔ５は同じパルス幅を得る。

【００８５】

また、該排他的論理和装置３１の出力波形（ｓｉｇ３１）のパルス幅をＴ６とすると、パルス幅Ｔ５の場合と同様に８０ＫＨｚの波形を受信しても７２ＫＨｚの波形を受信しても排他的論理和３１の出力波形（ｓｉｇ３１）のパルス幅Ｔ６は同じパルス幅を得る。排他的論理和装置２９の出力波形（ｓｉｇ２９）は２値量子化装置１７の出力波形（ｓｉｇ１７）の正のパルス幅、排他的論理和装置３１の出力波形（ｓｉｇ３１）は２値量子化装置１７の出力波形（ｓｉｇ１７）の負のパルス幅にそれぞれ基づいているので、論理和装置３２による該波形の論理和出力は、２値量子化装置１７の出力波形（ｓｉｇ１７）の正負の両方のパルス幅に基づいたパルス幅を得る。

【００８６】

パルス発生器３３の出力波形（ｓｉｇ３３）のパルス幅をＴ７とし、
Ｔ７＝｜（Ｔ１－Ｔ２）／２｜
に選ぶと、８０ＫＨｚまたは７２ＫＨｚの波形を受信している場合、排他的論理和装置３４の出力波形（ｓｉｇ３４）のパルス幅をＴ８とすると、
Ｔ８＝｜Ｔ５－Ｔ７｜＝０　または　Ｔ８＝｜Ｔ６－Ｔ７｜＝０
となり、排他的論理和装置３４の出力波形（ｓｉｇ３４）は図２のように無くなる。

【００８７】

受信波形に雑音が重畳され８０ＫＨｚまたは７２ＫＨｚの波形からずれが生じると、２値量子化装置１７の出力波形（ｓｉｇ１７）のパルス幅も８０ＫＨｚの矩形波のパルス幅Ｔ１または７２ＫＨｚの矩形波のパルス幅Ｔ２からずれを生じる。

【００８８】

今、２値化した受信信号のパルス幅がＴ９のとき
Ｔ５＝｜Ｔ９ー（Ｔ１＋Ｔ２）／２｜
となり、該パルスに基づく排他的論理和装置３４の出力波形（ｓｉｇ３４）のパルス幅Ｔ８は
Ｔ８＝｜Ｔ５－Ｔ７｜＝｜｜Ｔ９－（Ｔ１＋Ｔ２）／２｜－（Ｔ２－Ｔ１）／２｜
（１）Ｔ９≧（Ｔ１＋Ｔ２）／２のとき
Ｔ８＝｜Ｔ９－（Ｔ１＋Ｔ２）／２－（Ｔ２－Ｔ１）／２｜＝｜Ｔ９－Ｔ２｜
（２）Ｔ９≧（Ｔ１＋Ｔ２）／２のとき
Ｔ８＝｜（Ｔ１＋Ｔ２）／２ーＴ９－（Ｔ２－Ｔ１）／２｜＝｜Ｔ１－Ｔ９｜
となり、排他的論理和装値３４の出力波形（ｓｉｇ３４）のパルス幅Ｔ８は２値量子化装置１７の出力波形（ｓｉｇ１７）のパルス幅と８０ＫＨｚまたは７２ＫＨｚのパルス幅からの誤差量の小さい方と一致するので、パルス幅Ｔ８を測定することにより受信信号の品質の状態を推定できる。

【００８９】

また、平滑回路３５により排他的論理和装置３４の出力信号（ｓｉｇ３４）を平滑化することにより該パルス幅Ｔ８に対応した電圧値を平滑回路３５の出力信号（ｓｉｇ３５）により得られる。図１の実施例１の構成の回路に単一周波数の正弦波を入力した場合の平滑回路３５の出力信号（ｓｉｇ３５）の電圧値の特性を図３に示す。図３のように入力周波数が８０ＫＨｚまたは７２ＫＨｚのとき電圧値が最低となる。

【００９０】

また、図１の実施例１の構成の回路で実際のデータを受信した場合のエラーレートと増幅回路３６の出力信号（ｓｉｇ３６）の電圧値の関係を図４に示す。図４のようにエラーレ

ートが小さいときすなわち受信信号の品質が良いとき電圧値が低く、エラーレートが大きいとき、すなわち受信信号の品質が悪いとき電圧値が高くなる。

【００９１】

図５はこの発明の実施例１によるディジタル受信機を示す構成図であり、図５において、前記図４０に示す従来例と同一または相当部分には同一符号を付して重複説明を省略する。図において、制御部１１の入力ポートＱ１に、先述の受信品質検出装置の出力信号（ｓｉｇ３４）を入力する。

【００９２】

図６は、図５の制御部１１の動作を示すフローチャートであり、まず、タイマーをリセットしてスタートし、変数Ｈ＝０とし（ステップＳＴ１０１）、受信品質検出装置３７の出力信号（ｓｉｇ３４）のパルス幅Ｔ８よりも短い周期で該出力信号の論理が正論理かを判断し（ステップＳＴ１０２）、この判断がＹＥＳの場合は変数Ｈの値を１だけ更新し（ステップＳＴ１０３）、ステップＳＴ１０２の判断がＮＯの場合と共にタイマー≦所定値かを判断し（ステップＳＴ１０４）、この判断がＹＥＳの場合は所定時間に達していないのでステップＳＴ１０１の処理に戻り該動作を繰り返す。

【００９３】

また、ステップＳＴ１０４の判断がＮＯの場合は所定時間内における受信品質検出装置３７の出力信号が正論理の時間が変数Ｈに格納されているので、次の処理へ移行し変数Ｈの値により所定の処理を行う。この動作を図７の波形図について説明する。受信品質検出装置３７の出力信号（ｓｉｇ３４）が制御部１１のポートＱ１に入力されたとき、この出力信号のパルス幅よりも短い周期で該出力信号の論理が正論理かを判断し計数すると、所定時間内における正論理の時間すなわちパルス幅の総和が求められ変数Ｈに格納され、該変数Ｈの値に基づいて受信品質を判断し所定の処理を行うものである。この図の場合Ｈ＝９となる。

【００９４】

実施例２.

図８はこの発明の実施例２によるディジタル受信機を示す構成図であり、図８において、前記図５と同一または相当部分には同一符号を付して重複説明を省略する。図８において、６８は受信品質検出装置３７の平滑出力（ｓｉｇ３６）をＡ／Ｄ変換するＡ／Ｄ変換装置であり、受信品質検出装置３７の平滑出力信号（ｓｉｇ３６）をＡ／Ｄ変換して制御部１１へ出力する。受信品質検出装置３７の平滑出力信号（ｓｉｇ３６）は図４に示す出力電圧特性を有するので、Ａ／Ｄ変換により該出力電圧値を制御部１１が読み込むと、この値に基づいてデータ信号の受信品質を判断し所定の動作を行うことができる。

【００９５】

実施例３.

図９はこの発明の実施例３によるディジタル復調部を示す構成図であり、前記図１に示す実施例１と同一または相当部分には同一符号を付して重複説明を省略する。

【００９６】

図９において、３８はローパスフィルタ２０からの検波出力信号（ｓｉｇ２０）を２値化する２値量子化装置（２値化手段）、３９は２値化した検波出力信号（ｓｉｇ３８）を同期クロックの周期の半分すなわち１／２ビット時間であるＴ／２時間遅延させるための波形シフト手段としての遅延装置（波形シフト手段）、４０は遅延装置３９の出力信号（ｓｉｇ３９）とデータ判定装置２１の出力信号（ｓｉｇ９ａ）の排他的論理和（ｓｉｇ４０）を出力する排他的論理和装置、４１は排他的論理和装置４０の出力信号（ｓｉｇ４０）を平滑した信号を出力する平滑回路、４２は平滑回路４１の出力信号を増幅した信号（ｓｉｇ４２）を出力する増幅回路である。

【００９７】

次に動作を図１０の波形例を使って説明する。検波出力信号（ｓｉｇ２０）の変化点を同期パルスの立ち下がりに同期させると同期クロック信号（ｓｉｇ９ｂ）が得られる。次に該同期信号の立ち上がりで検波出力信号の正負を判定するとデータ信号（ｓｉｇ９ａ）が

得られる。また、検波出力信号（ｓｉｇ２０）を２値化すると検波出力信号の２値化信号（ｓｉｇ３８）が得られる。この検波出力信号の２値化信号（ｓｉｇ３８）をＴ／２時間遅延させると、遅延装置３９から出力信号（ｓｉｇ３９）が得られる。データ信号（ｓｉｇ９ａ）と出力信号（ｓｉｇ３９）から排他的論理和出力信号（ｓｉｇ４０）が得られる。この図のように受信状態が良好な場合は該排他的論理和出力信号に何も現れない。

【００９８】

次に受信波形に雑音が重畳され検波出力波形（ｓｉｇ２０）が乱れてくると、２値化した波形の変化点の間隔が１データ時間Ｔからずれを生じる。この波形のずれの成分は、上記の手法を施すことによって、検波出力信号の２値化信号（ｓｉｇ３８）をＴ／２時間遅延させた出力信号（ｓｉｇ３９）とデータ信号（ｓｉｇ９ａ）の排他的論理和出力信号（ｓｉｇ４０）のパルス幅に現れる。所定時間内における該パルス幅の総和を前記図５の出力信号（ｓｉｇ３４）の所定時間内におけるパルス幅の総和を制御部１１が計数し、データ信号の受信品質を判断する手法と同じ手法で、排他的論理和出力信号（ｓｉｇ４０）の所定時間内のパルス幅の総和を制御部１１が計数し、受信品質を判断することができる。

【００９９】

また、平滑回路４１により該排他的論理和出力信号（ｓｉｇ４０）を平滑することにより、該波形の成分に対応した電圧値を平滑回路４１の出力信号として得ることができ、増幅回路４２により所定電圧値を得ることができる。図９の構成の回路で実際のデータを受信した場合のエラーレートと増幅回路４２の出力信号（ｓｉｇ４２）の電圧値の関係は図４に示した特性と同じ特性を得ることができる。この出力電圧値を前記図８の平滑出力信号（ｓｉｇ３６）の電圧値のＡ／Ｄ変換値を制御部１１が読み込み、受信品質を判断する手法と同じ手法で、出力信号（ｓｉｇ４２）の電圧値のＡ／Ｄ変換値を制御部１１が読み込み、受信品質を判断することができる。

【０１００】

実施例４．

図１１はこの発明の実施例４によるディジタル復調部を示す構成図であり、図１１において、前記図１と同一または相当部分には同一符号を付して重複説明を省略する。

【０１０１】

図１１において、１９は２値量子化装置１７で２値化された受信信号（ｓｉｇ１７）と該２値化された受信信号を遅延装置１８によって１ビット遅延した信号（ｓｉｇ１８）の排他的論理和（ｓｉｇ１９）を出力する排他的論理和装置、２０は排他的論理和装置１９の出力信号（ｓｉｇ１９）の高周波成分を取り除くローパスフィルタでありこの両者で第一の検波手段を構成している。４３は遅延装置１８の出力信号（ｓｉｇ１８）を１ビット時間相当遅延させる遅延装置（２ビット遅延検波部）、４４は該２値量子化装置１７で２値化された受信信号（ｓｉｇ１７）と該２値化された受信信号を遅延装置１８と遅延装置４３によって２ビット遅延した信号（ｓｉｇ４３）の排他的論理和（ｓｉｇ４４）を出力する排他的論理和装置、４５は排他的論理和装置４４の出力信号（ｓｉｇ４４）の高周波成分を取り除くローパスフィルタであり、この両者で第二の検波手段を構成している。４６は同期クロック再生部２２からの同期クロック（ｓｉｇ９ｂ）に同期してローパスフィルタ４５の出力信号（ｓｉｇ４５）の論理を判定し、ディジタル波形に変換するデータ判定装置、４７はデータ判定装置４６からの２ビット遅延検波によるディジタル復調信号（ｓｉｇ４６）に基づいてデータ判定装置２１からの１ビット遅延検波によるディジタル復調信号（ｓｉｇ２１）の誤りを訂正する誤り訂正装置（誤り訂正部）であり、誤り訂正を施したディジタル復調信号（ｓｉｇ９ａ）と誤り訂正を施すための信号である誤り訂正パルス信号（ｓｉｇ５０）を出力する。また、該誤り訂正装置４７は２ビット遅延検波出力信号に基づく誤り訂正装置であり、ブロック符号に基づく従来の誤り訂正部１０とは異なるものである。

【０１０２】

４８は１ビット遅延検波によるディジタル復調信号の差分を出力をする差分変換装置であり、４９は１ビット遅延検波によるディジタル復調信号の差分出力信号（ｓｉｇ４８）と

２ビット遅延検波によるディジタル復調信号（ｓｉｇ４９）の排他的論理和（ｓｉｇ４９）を出力する排他的論理和装置、５０は該排他的論理和信号（ｓｉｇ４９）の和分変換を出力する和分変換装置であり、この出力信号が誤り訂正を施す誤りパルス信号である。５１は１ビット遅延検波によるディジタル復調信号（ｓｉｇ４８）と和分変換出力（ｓｉｇ５０）すなわち誤りパルス信号の排他的論理和（ｓｉｇ９ａ）を出力する排他的論理和装置であり、この排他的論理和装置の出力信号が２ビット遅延検波による誤り訂正を施されたデータ信号である。これ等符号４８～５１を付した各構成要素によって誤り訂正装置４７を構成している。５２は誤り訂正装置４７の誤り訂正パルス（ｓｉｇ５０）を平滑した信号を出力する平滑回路、５３は平滑回路５２の出力信号を増幅した信号（ｓｉｇ５３）を出力する増幅回路である。

【０１０３】

次に動作について説明する。２ビット遅延検波出力は１ビット遅延検波出力の差分変換出力と等価であり、一般に２ビット遅延検波の方が１ビット遅延検波よりも伝送特性が良いため、２ビット遅延検波出力と１ビット検波出力の差分変換出力を比較し異なる場合は訂正することにより誤り訂正を行うことができる。本発明は誤りを訂正するための誤り訂正パルスの数により、受信信号の品質の状態を推定するものである。１ビット遅延検波については従来のものと重複するので説明を省略する。

【０１０４】

２値量子化装置１７の出力信号（ｓｉｇ１７）と該信号を遅延装置１８および遅延装置４３により２ビット時間相当遅延させた出力信号（ｓｉｇ４３）とを排他的論理和装置４４に入力し、この排他的論理和出力（ｓｉｇ４４）をローパスフィルタ４５に入力し高周波成分を除去した信号（ｓｉｇ４５）から同期再生部２２の同期クロックに同期してデータ判定装置４６でデータを判定し、２ビット遅延検波によるディジタル復調信号（ｓｉｇ４６）を得る。

【０１０５】

次に誤り訂正装置４７の動作を図１２のデータ例を使って説明する。図１２における送信系列を受信し、１ビット遅延検波によるディジタル復調出力（ｓｉｇ２１）のデータ系列を得たとき、このデータ系列の４ビット目と６ビット目に誤りがある。誤り訂正の手法は、まず、ディジタル復調出力（ｓｉｇ２１）の差分変換出力（ｓｉｇ４８）を求め、該信号と２ビット遅延検波によるディジタル復調信号（ｓｉｇ４６）の排他的論理和出力（ｓｉｇ４９）を求める。

【０１０６】

次にこの排他的論理和出力（ｓｉｇ４９）の和分変換出力（ｓｉｇ５０）を求めると、１ビット遅延検波によるディジタル復調信号（ｓｉｇ２１）の誤りビット位置に正論理出力が現れているのが判る。これが、誤りパルス信号であり、受信状態が悪くなり、誤りが増えると、この誤りパルスも増えるので、この誤りパルスの数により受信品質を推定できる。この誤りパルスの数すなわち所定時間における誤りパルスのパルス幅の総和を、前記図５の（ｓｉｇ３４）の所定時間内におけるパルス幅の総和を制御部１１が計数し、受信品質を判断する手法と同じ手法で、（ｓｉｇ５０）の所定時間内におけるパルス幅の総和を制御部１１が計数し、受信信号品質を判断することができる。

【０１０７】

誤り訂正は１ビット遅延検波によるディジタル復調信号（ｓｉｇ２１）と誤りパルス信号（ｓｉｇ５０）の排他的論理和操作により、誤りビットを反転させることにより実現し、この操作により誤り訂正を施した信号（ｓｉｇ９ａ）を得ることができる。

【０１０８】

また、平滑回路５２により該和分変換出力信号（ｓｉｇ５０）を平滑することにより、該波形のパルス数に対応した電圧値を平滑回路５２の出力信号として得ることができる。図１１の構成の回路で実際のデータを受信した場合のエラーレートと増幅回路５３の出力信号（ｓｉｇ５３）の電圧値の関係は前記図４に示した特性と同特性を得ることができる。この出力電圧値を前記図８の（ｓｉｇ３６）の電圧値のＡ／Ｄ変換値を制御部１１が読み

込み、受信品質を判断する手法と同じ手法で、（ｓｉｇ５３）の電圧値のＡ／Ｄ変換値を制御部１１が読み込み、受信品質を判断することができる。

【０１０９】

実施例５．

図１３はこの発明の実施例５によるディジタル復調部を示す構成図であり、図１３において、前記図１と同一または相当部分には同一符号を付して重複説明を省略する。

【０１１０】

図１３において、５４はローパスフィルタ（第一の検波手段）２０からの検波出力信号（ｓｉｇ２０）のゼロクロスを検出し、トリガを発生するトリガ発生装置（トリガ発生手段）３７は受信品質検出装置であり、その具体的構成は図１と同じである。５５は受信品質検出装置３７の増幅回路３６の出力信号（ｓｉｇ３６）の電圧値と基準電圧ＶＲ２を比較し、受信品質検出装置３７の出力電圧値（ｓｉｇ３６）が基準電圧ＶＲ２より高いとき負論理を出力するコンパレータ、５６はコンパレータ５５の出力信号とトリガ発生装置５４の出力信号の論理積を出力する論理積装置、５８，５９，６０は発振器、５７は論理積装置５６の出力信号と後述する分周器６１の出力信号に基づいて発振器５８，５９，６０の出力信号を選択し出力する選択装置（切り替え手段）、６１は選択装置５７の出力信号を分周して同期クロック信号（ｓｉｇ９ｂ）を出力する分周器である。

【０１１１】

次に動作について説明する。同期クロックの周波数をｆ、分周器の分周比をｋ、発振器５８，５９，６０の発信周波数をそれぞれｆａ＝０，ｆｂ＝ｋ×ｆ，ｆｃ＝２×ｋ×ｆとし、選択装置５７はローパスフィルタ２０から出力される検波出力信号（ｓｉｇ２０）のゼロクロスに基づいて発生したトリガ信号（ｓｉｇ５４）と分周器６１から出力される同期クロック信号（ｓｉｇ９ｂ）に基づき図１４の真理値に従って発振器を選択すると、図１５に示すようにトリガ信号が出力されてないときは発振器５９が選択され、トリガ信号が出力されているとき（トリガ信号が正論理のとき）同期クロック信号が正論理であれば発振器６０が選択され、また、トリガ信号が出力されているとき（トリガ信号が正論理のとき）同期クロックが負論理であれば発振器５８が選択される。

【０１１２】

このように設定すると、受信状態が良好で安定したトリガ信号が出力されるときは、発振器５８と６０が選択されている時間が等しくなり、同期クロックが確立されるが、受信状態が劣化し安定なトリガ信号が出力されなくなったとき、例えば図１６の点線の同期クロック波形のようにトリガ信号に対して同期クロック信号が遅れると、トリガ信号が正論理で同期クロック信号も正論理である時間が増加し、発振器６０が選択される時間が長くなり、トリガ信号が正論理で同期クロック信号が負論理である時間が減少し、発振器５８が選択される時間が短くなるので、同期クロック信号が正論理から負論理に変化するタイミングが早められ、トリガ信号が出力されない場合と比較して同期クロックの位相が進められることになる。つまり、図１６の実線の同期クロックの波形に移行する。

【０１１３】

逆に図１７の点線の同期クロック波形のようにトリガ信号に対して同期クロック信号が進むとトリガ信号が正論理で同期クロック信号も正論理である時間が減少し発振器６０が選択される時間が短くなり、トリガ信号が正論理で同期クロック信号が負論理である時間が増加し発振器５８が選択される時間が長くなるので、同期クロック信号が負論理から正論理に変化するタイミングが遅められトリガ信号が出力されない場合と比較して同期クロックの位相を遅らせたことになる。つまり、図１７の実線の同期クロックの波形に移行する。このようにトリガ信号を受信する度に同期クロックの位相修正を行うので、同期の確立が素早くできる。

【０１１４】

また、前記図１に示す受信品質検出装置３７の増幅回路３６の出力信号（ｓｉｇ３６）の出力電圧をコンパレータ５５で基準電圧ＶＲ２と比較し、上記出力電圧が基準電圧ＶＲ２以上であれば該コンパレータは負論理を出力し、論理積装置５６により該コンパレータが

負論理を出力しているときは、トリガ発生装置からトリガ信号が出力されても選択装置５７には出力されないので、トリガ信号による位相修正は行われないので受信品質が悪い状態では同期引き込み動作を停止することができる。受信品質が悪い状態では正確なトリガ信号が出力されるとは言い難いので、受信品質が所定値よりも悪くなることを条件にトリガ信号による同期引き込み動作を停止することによって誤同期を防止する。

【０１１５】

実施例６．

図１８はこの発明の実施例６によるディジタル復調部を示す構成図であり、前記各実施例と同一または相当部分には同一符号を付して重複説明を省略する。

【０１１６】

図１８において、６２はローパスフィルタ４５からの検波出力信号（ｓｉｇ４５）のゼロクロス時刻を検出し、トリガ信号を発生するトリガ発生装置（第二のトリガ発生手段）、６３は該トリガ発生装置６２とトリガ発生装置５４の出力信号の論理積を出力する論理積装置、６４は論理積装置６３の出力信号波形の立ち上がりエッジを検出し正のパルスを出力するパルス発生器、６５は論理積装置６３の出力信号とパルス発生器６４の出力信号の排他的論理和を出力する排他的論理和装置、６６は排他的論理和出力装置６５の出力信号を平滑した信号を出力する平滑回路、６７は平滑回路６６の出力信号（ｓｉｇ６６）を増幅した信号（ｓｉｇ６７）を出力する増幅回路である。

【０１１７】

次に動作について説明する。受信状態が良好な場合はトリガ発生装置５４とトリガ発生装置６２のトリガ信号は同一時刻に出力されるが、受信状態が劣化してくると該２つのトリガ発生装置の出力は同一時刻に出力されなくなってくるので、論理積装置６３の出力波形は受信状態が劣化するにつれパルス幅が狭くなり、選択装置５７により発振器５８，６０を選択する時間が短くなるため、トリガ信号に同期し難く、受信状態が悪いときに発生する誤同期が発生し難くなる。

【０１１８】

また、受信状態に基づいて論理積装置６３の出力信号のパルス幅が変化するので、この出力信号により受信品質を検出することができる。上記論理積装置６３の出力信号のパルス幅をＴ１１とし、パルス発生器６４の出力波形のパルス幅Ｔ１２をトリガ発生装置５４，６２の出力波形のパルス幅と同一に選ぶと、排他的論理和装置６５の出力波形（ｓｉｇ６５）のパルス幅Ｔ１３は

Ｔ１３＝｜Ｔ１２－Ｔ１１｜

となり、パルス幅Ｔ１３を測定することにより受信品質を推定できる。

【０１１９】

所定時間内における該パルス幅の総和を、前記図５の出力信号（ｓｉｇ３４）の所定時間内におけるパルス幅の総和を制御部１１が計数し、受信品質を判断する手法と同じ手法で、出力波形（ｓｉｇ６５）の所定時間内におけるパルス幅の総和を制御部１１が計数し、受信品質を判断することができる。また、平滑回路６６により排他的論理和装置６５の出力信号（ｓｉｇ６５）を平滑化することにより該パルス幅Ｔ１３に対応した電圧値を平滑回路６６の出力信号により得られる。

【０１２０】

また、図１８の構成の回路で実際のデータを受信した場合のエラーレートと増幅回路６６の出力信号（ｓｉｇ６６）の電圧値の関係は前記図４と同等の特性を示す。この出力電圧値を前記図８の出力信号（ｓｉｇ３６）の電圧値のＡ／Ｄ変換値を制御部１１が読み込み、受信品質を判断する手法と同じ手法で、出力信号（ｓｉｇ６７）の電圧値のＡ／Ｄ変換値を制御部１１が読み込み、受信品質を判断することができる。

【０１２１】

実施例７．

図１９はこの発明の実施例７よるディジタル受信機を示す構成図あり、前記各実施例と同一または相当部分には同一符号を付して重複説明を省略する。

【０１２２】
図１９において、６８はディジタル復調部内の受信信号品質検出装置の平滑出力をＡ／Ｄ変換するＡ／Ｄ変換装置、６９は前記平滑出力（ｓｉｇ３６）の電圧値と基準電圧値ＶＲ３を比較して比較結果を出力する比較器である。また、上記受信信号品質検出装置の平滑出力は前記したように信号品質に対応した電圧値を出力するものであり、実施例１の構成例における平滑回路３５の出力信号（ｓｉｇ３５）または増幅回路３６の出力信号（ｓｉｇ３６）、実施例２の構成例における平滑回路４１の出力信号（ｓｉｇ４１）または増幅回路４２の出力信号（ｓｉｇ４２）、実施例３の構成例における平滑回路５２の出力信号（ｓｉｇ５２）または増幅回路５３の出力信号（ｓｉｇ５３）、実施例５の構成例における平滑回路６６の出力信号（ｓｉｇ６６）または増幅回路６７の出力信号（ｓｉｇ６７）にも適応できる。

【０１２３】
次に動作について説明する。上記平滑出力（ｓｉｇ３６）は比較器６９によって基準電圧ＶＲ３と比較され、受信品質検出器出力信号の電圧値が基準電圧ＶＲ３より高いときすなわち受信品質が悪いとき、比較器６９はダイバーシティ部（受信部）３へ正論理を出力しアンテナ切り換え状態に設定する。受信品質検出器出力信号の電圧値が基準電圧ＶＲ３より低いときすなわち受信品質が良いとき、比較器６９はダイーバーシティ部３へ負論理を出力し受信状態の良好な方のアンテナ受信状態に固定するように設定する。

【０１２４】
このように本実施例では上記平滑出力（ｓｉｇ３６）によってダイバーシティを制御できる。また、上記平滑出力（ｓｉｇ３６）はＡ／Ｄ変換装置６８によってディジタル値に変換し制御部１１に入力され、該入力値に基づいて以下に示す実施例のように制御部１１が動作する。

【０１２５】
図２０は本実施例によるディジタル受信機の制御部１１の動作を示すフローチャートであり、まず、変数Ｑに受信品質検出装置の出力電圧値を格納し（ステップＳＴ１）、変数Ｑ≦所定値かを判断し（ステップＳＴ２）、この判断がＹＥＳの場合は受信品質が良い状態であると判断して、表示部１１に「データ受信中」であることの意を表示し（ステップＳＴ３）、ステップＳＴ２の判断がＮＯの場合と共に次の処理に移行する。

【０１２６】
図２１は本実施例によるディジタル受信機の制御部１１の別の動作を示すフローチャートであり、まず、変数ＦにＦＭ放送受信帯域の最小周波数ＦMIN を格納し（ステップＳＴ１１）、しかる後、受信周波数を変数Ｆにチューニングし（ステップＳＴ１２）、変数Ｑに受信品質検出装置の出力電圧値を格納し（ステップＳＴ１３）、変数Ｑ≦所定値かを判断し（ステップＳＴ１４）、この判断がＹＥＳの場合は変数Ｆの周波数にチューニングしたまま次の処理へ移行する。また、この判断がＮＯの場合は変数Ｆを変数ＦにＦＭ放送の周波数間隔ΔＦだけ加えた周波数に更新し（ステップＳＴ１５）、変数Ｆ≦ＦMAX （ＦＭ放送受信帯域の最大周波数）かを判断し（ステップＳＴ１６）、この判断がＹＥＳの場合はステップＳＴ１２へ戻り、更新された変数Ｆの周波数にて該動作を繰り返す。また、ステップＳＴ１６の判断がＮＯの場合は、変数Ｆの値がＦＭ放送帯域を越えているのでステップＳＴ１１へ戻り、変数ＦをＦMIN として該動作を繰り返す。また、この一連の動作は使用者の要求により、または自動的に起動されるものである。

【０１２７】
図２２は本実施例によるディジタル受信機の制御部１１の更に別の動作を示すフローチャートであり、まず、変数ＦにＦＭ放送受信帯域の最小周波数ＦMIN を格納すると共に変数Ｉ＝０とし（ステップＳＴ２１）、受信周波数を変数Ｆにチューニングし（ステップＳＴ２２）、変数Ｑに受信品質検出装置の出力電圧値を格納し（ステップＳＴ２３）、変数Ｑ≦所定値かを判断し（ステップＳＴ２４）、この判断がＹＥＳの場合は変数Ｉの値を１だけ更新し不揮発性記憶領域ＭＦ（Ｉ）に変数Ｆの値を格納し（ステップＳＴ２５）、ステップＳＴ２４の判断がＮＯの場合と共に変数Ｆを変数ＦにＦＭ放送の周波数間隔ΔＦだけ

加えた周波数に更新し（ステップＳＴ２６）、変数Ｆ≦ＦMAX （ＦＭ放送受信帯域の最大周波数）かを判断し（ステップＳＴ２７）、この判断がＹＥＳの場合はステップＳＴ２２へ戻り、更新された変数Ｆの周波数にて該動作を繰り返す。

【０１２８】

また、ステップＳＴ２７の判断がＮＯの場合はＦＭ放送帯域を掃引したことになるので次の処理へ移行する。また、この一連の動作は使用者の要求により、または自動的に起動されるものである。

【０１２９】

図２３はこの発明の他の実施例によるディジタル受信機の制御部の動作を示すフローチャートであり、まず、変数ＦにＦＭ放送受信帯域の最小周波数ＦMIN を格納すると共に変数Ｉ＝０とし（ステップＳＴ３１）、受信周波数を変数Ｆにチューニングし（ステップＳＴ３２）、変数Ｑに受信品質検出装置の出力電圧値を格納すると共に変数ＳにＳメータ出力電圧値を格納し（ステップＳＴ３３）、変数Ｑ≦所定値かを判断し（ステップＳＴ３４）、この判断がＹＥＳの場合は変数Ｉの値を１だけ更新し不揮発性記憶領域ＭＦ（Ｉ）に変数Ｆの値を格納すると共に不揮発性記憶領域ＭＳ（Ｉ）に変数Ｓの値を格納し（ステップＳＴ３５）、ステップＳＴ３４の判断がＮＯの場合と共に変数Ｆを変数ＦにＦＭ放送の周波数間隔ΔＦだけ加えた周波数に更新し（ステップＳＴ３６）、変数Ｆ≦ＦMAX （ＦＭ放送受信帯域の最大周波数）かを判断し（ステップＳＴ３７）、この判断がＹＥＳの場合はステップＳＴ３２へ戻り、更新された変数Ｆの周波数にて該動作を繰り返す。

【０１３０】

また、ステップＳＴ３７の判断がＮＯの場合はＦＭ放送帯域を掃引したことになるので次の処理へ移行する。また、この一連の動作は使用者の要求により、または自動的に起動されるものである。

【０１３１】

図２４はこの発明の実施例によるディジタル受信機の操作部および表示部であり、８５は情報を表示する表示部、８６は受信機の動作を多重放送に基づくか本放送に基づくかを選択するスイッチであり、「Ｄ」側が選択されたときは多重放送に基づく動作、「Ａ」側が選択されたときは本放送に基づく動作を意味する。８７は周波数サーチ動作を開始する釦、８８はオートメモリ動作を開始する釦、８９はメモリに記憶している周波数を選局するための釦である。

【０１３２】

図２５はこの発明の実施例によるディジタル受信機の制御部の動作を示すフローチャートであり、図２４の「サーチ」釦が押されたかを判断し（ステップＳＴ４１）、この判断がＹＥＳの場合は図２４の「ＳＥＬＥＣＴ」スイッチ８６が「Ｄ」または「Ａ」のどちらを指示しているかを判断し（ステップＳＴ４２）、この判断が「Ｄ」の場合は変数ＦにＦＭ放送受信帯域の最小周波数ＦMIN を格納し（ステップＳＴ４３）、受信周波数を変数Ｆにチューニングし（ステップＳＴ４４）、変数Ｑに本発明による受信品質検出装置の出力電圧値を格納し（ステップＳＴ４５）、変数Ｑ≦所定値かを判断し（ステップＳＴ４６）、この判断がＹＥＳの場合は変数Ｆの周波数にチューニングしたまま次の処理へ移行する。

【０１３３】

また、この判断がＮＯの場合は変数Ｆを変数ＦにＦＭ放送の周波数間隔ΔＦだけ加えた周波数に更新し（ステップＳＴ４７）、変数Ｆ≦ＦMAX （ＦＭ放送受信帯域の最大周波数）かを判断し（ステップＳＴ４８）、この判断がＹＥＳの場合はステップＳＴ４４へ戻り、更新された変数Ｆの周波数にて該動作を繰り返す。また、ステップＳＴ４８の判断がＮＯの場合は、変数Ｆの値がＦＭ放送帯域を越えているのでステップＳＴ４３へ戻り変数ＦをＦMIN として該動作を繰り返す。

【０１３４】

上記ステップＳＴ４２の判断が「Ａ」の場合は変数ＦにＦＭ放送受信帯域の最小周波数ＦMIN を格納し（ステップＳＴ４９）、受信周波数を変数Ｆにチューニングし（ステップＳＴ５０）、変数ＳにＳメータ出力電圧値を格納し（ステップＳＴ５１）、変数Ｓ≧所定値

かを判断し（ステップＳＴ５２）、この判断がＹＥＳの場合は変数Ｆの周波数にチューニングしたまま次の処理へ移行する。また、この判断がＮＯの場合は変数Ｆを変数ＦにＦＭ放送の周波数間隔ΔＦだけ加えた周波数に更新し（ステップＳＴ５３）、変数Ｆ≦ＦMAX（ＦＭ放送受信帯域の最大周波数）かを判断し（ステップＳＴ５４）、この判断がＹＥＳの場合はステップＳＴ５０へ戻り、更新された変数Ｆの周波数にて該動作を繰り返す。また、ステップＳＴ５４の判断がＮＯの場合は、変数Ｆの値がＦＭ放送帯域を越えているのでステップＳＴ４９へ戻り変数ＦをＦMIN として該動作を繰り返す。

【０１３５】

図２６はこの発明の実施例によるディジタル受信機の制御部１１の動作を示すフローチャートであり、図２４の「オートメモリ」釦８８が押されたかを判断し（ステップＳＴ６１）、この判断がＹＥＳの場合は変数ＦにＦＭ放送受信帯域の最小周波数ＦMIN を格納すると共に変数Ｉ＝０とし（ステップＳＴ６２）、図２４の「ＳＥＬＥＣＴ」スイッチ８６が「Ｄ」または「Ａ」のどちらを指示しているかを判断し（ステップＳＴ６３）、この判断が「Ｄ」の場合は受信周波数を変数Ｆにチューニングし（ステップＳＴ６４）、変数Ｑに本発明による受信品質検出装置の出力電圧値を格納し（ステップＳＴ６５）、変数Ｑ≦所定値かを判断し（ステップＳＴ６６）、この判断がＹＥＳの場合は変数Ｉの値を１だけ更新し不揮発性記憶領域ＭＦＤ（Ｉ）に変数Ｆの値を格納し（ステップＳＴ６７）、ステップＳＴ６６の判断がＮＯの場合と共に変数Ｆを変数ＦにＦＭ放送の周波数間隔ΔＦだけ加えた周波数に更新し（ステップＳＴ６８）、変数Ｆ≦ＦMAX （ＦＭ放送受信帯域の最大周波数）かを判断し（ステップＳＴ６９）、この判断がＹＥＳの場合はステップＳＴ６４へ戻り、更新された変数Ｆの周波数にて該動作を繰り返す。

【０１３６】

また、ステップＳＴ６９の判断がＮＯの場合はＦＭ放送帯域を掃引したことになるので次の処理へ移行する。

【０１３７】

上記ステップＳＴ６３の判断が「Ａ」の場合は受信周波数を変数Ｆにチューニングし（ステップＳＴ７０）、変数ＳにＳメータ出力電圧値を格納し（ステップＳＴ７１）、変数Ｓ≧所定値かを判断し（ステップＳＴ７２）、この判断がＹＥＳの場合は変数Ｉの値を１だけ更新し不揮発性記憶領域ＭＦＡ（Ｉ）に変数Ｆの値を格納し（ステップＳＴ７３）、ステップＳＴ７２の判断がＮＯの場合と共に変数Ｆを変数ＦにＦＭ放送の周波数間隔ΔＦだけ加えた周波数に更新し（ステップＳＴ７４）、変数Ｆ≦ＦMAX （ＦＭ放送受信帯域の最大周波数）かを判断し（ステップＳＴ７５）、この判断がＹＥＳの場合はステップＳＴ７０へ戻り、更新された変数Ｆの周波数にて該動作を繰り返す。また、ステップＳＴ７５の判断がＮＯの場合はＦＭ放送帯域を掃引したことになるので次の処理へ移行する。

【０１３８】

図２７はこの発明の実施例によるディジタル受信機の制御部１１の動作を示すフローチャートであり、図２４の「１」～「６」の釦８９が押されたかを判断し（ステップＳＴ８１）、この判断がＹＥＳの場合は変数Ｉに押された該釦の番号を格納し（ステップＳＴ８２）、図２４の「ＳＥＬＥＣＴ」スイッチ８６が「Ｄ」または「Ａ」のどちらを指示しているかを判断し（ステップＳＴ８３）、この判断が「Ｄ」の場合は変数Ｆに不揮発性記憶領域ＭＦＤ（Ｉ）の周波数を格納し（ステップＳＴ８４）、受信周波数を変数Ｆの周波数にチューニングし（ステップＳＴ８６）、次の処理を実行する。また、上記ステップＳＴ８３の判断が「Ａ」の場合は変数Ｆに不揮発性記憶領域ＭＦＡ（Ｉ）の周波数を格納し（ステップＳＴ８５）、受信周波数を変数Ｆの周波数にチューニングし（ステップＳＴ８６）、次の処理を実行する。

【０１３９】

実施例８.

図２８はこの発明の実施例８によるディジタル受信機を示す構成図であり、前記各実施例と同一または相当部分には同一符号を付して重複説明を省略する。

【０１４０】

図２８において、７０はＦＭ検波部６から出力されるＳメータ信号（ｓｉｇ６ｂ）とディジタル復調部から出力される本発明による受信信号品質信号（例えばｓｉｇ３６）を制御部１１からの制御信号（ｓｉｇ１１ｃ）により選択する選択装置である。

【０１４１】

次に図２９のフローチャートについて動作を説明する。まず、変数ＦにＦＭ放送受信帯域の最小周波数ＦMIN を格納すると共に変数Ｉ＝０とし（ステップＳＴ９１）、受信周波数を変数Ｆにチューニングし（ステップＳＴ９２）、選択装置６３をＱ側を選択するように設定し変数Ｑに受信品質検出装置の出力電圧値を格納し（ステップＳＴ９３）、変数Ｑ≦所定値かを判断し（ステップＳＴ９４）、この判断がＹＥＳの場合は変数Ｉの値を１だけ更新し不揮発性記憶領域ＭＦ（Ｉ）に変数Ｆの値を格納し（ステップＳＴ９５）、選択装置６３をＳ側を選択するように設定し配列Ｓ（Ｉ）にＳメータ出力電圧値を格納し（ステップＳＴ９６）、ステップＳＴ９４の判断がＮＯの場合と共に変数Ｆを変数ＦにＦＭ放送の周波数間隔ΔＦだけ加えた周波数に更新し（ステップＳＴ９７）、変数Ｆ≦ＦMAX （ＦＭ放送受信帯域の最大周波数）かを判断し（ステップＳＴ９８）、この判断がＹＥＳの場合はステップＳＴ９２へ戻り、更新された変数Ｆの周波数にて該動作を繰り返す。

【０１４２】

また、ステップＳＴ９８の判断がＮＯの場合は、変数ＦがＦＭ放送帯域を掃引したことになるので次の処理へ移行する。また、この一連の動作は使用者の要求により、または自動的に起動されるものである。

【０１４３】

実施例９．

図３０はこの発明の実施例９によるディジタル受信機を示す構成図であり、前記各実施例と同一または相当部分には同一符号を付して重複説明を省略する。

【０１４４】

図３０において、７２は比較器６９の出力とＦＭ検波部６の出力であるストップ信号（ｓｉｇ６ｃ）の論理和を出力する論理和装置、７３は受信品質検出装置の平滑出力電圧値（ｓｉｇ９ｄ）と基準電圧ＶＲ４を比較して比較結果を出力する比較器、７４は比較器７３の出力とＦＭ検波部６の出力であるストップ信号（ｓｉｇ６ｃ）の論理和を出力する論理和装置である。

【０１４５】

次に動作について説明する。ディジタル復調部９内の受信品質検出装置からの平滑出力は図３１に示すような特性を示すので、図３１のように比較器６９の比較電圧ＶＲ３および比較器７３の比較電圧ＶＲ４をＶＬからＶＨの間に選ぶ必要があるとき、比較器６９および比較器７３の出力特性は図３２のようになるので、該信号に基づいて制御する場合、電界強度が極端に弱いとき正常な判断ができないことがある。ＦＭ検波部（受信部）６から出力されるストップ信号出力特性を図３３のように設定すると、比較器６９および比較器７３の出力とストップ信号の論理積出力は図３４のようになり、該論理積出力信号に基づいて制御することにより、電界強度が極端に弱い場合でも正常な判断ができる。本実施例では論理和装置７２の出力信号（ｓｉｇ７２）でダイバーシティ部３を制御し、論理和装置７４の出力信号（ｓｉｇ７４）を制御部１１のポートＱ３に入力する。

【０１４６】

次に図３５のフローチャートについて動作を説明する。まず、変数ＦにＦＭ放送受信帯域の最小周波数ＦMIN を格納し（ステップＳＴ１０１）、受信周波数を変数Ｆにチューニングし（ステップＳＴ１０２）、ポートＱ３が負論理かを判断し（ステップＳＴ１０３）、この判断がＮＯの場合は次の処理へ移行する。また、ステップＳＴ１０３の判断がＹＥＳの場合は、変数Ｆを変数ＦにＦＭ放送の周波数間隔ΔＦだけ加えた周波数に更新し（ステップＳＴ１０４）、変数Ｆ≦ＦMAX （ＦＭ放送受信帯域の最大周波数）かを判断し（ステップＳＴ１０５）、この判断がＹＥＳの場合はステップＳＴ１０２へ戻り、更新された変数Ｆの周波数にて該動作を繰り返す。また、ステップＳＴ１０５の判断がＮＯの場合は、変数Ｆの値がＦＭ放送帯域を越えているのでステップＳＴ１０１へ、戻り変数ＦをＦMIN

として該動作を繰り返す。また、この一連の動作は使用者の要求により、または自動的に起動されるものである。

【０１４７】

実施例１０.

図３６はこの発明の実施例１０によるディジタル受信機を示す構成図であり、前記各実施例と同一または相当部分には同一符号を付して重複説明を省略する。図３６において、７５はＦＭ検波部６の出力であるＳメータ信号（ｓｉｇ６ｂ）と比較電圧ＶＲ５を比較して比較結果を出力する比較器、７６は上記Ｓメータ信号と比較電圧ＶＲ６を比較して比較結果を出力する比較器である。

【０１４８】

次に動作について説明する。ディジタル復調部９内の受信品質検出装置からの平滑出力は、前記図３１に示すような特性を示すので、比較器６９の比較電圧ＶＲ３および比較器７３の比較電圧ＶＲ４を図３１のようにＶＬからＶＨの間に選ぶ必要があるとき、比較器６９および比較器７３の出力特性は図３２のようになるので、該信号に基づいて制御する場合、電界強度が極端に弱いとき正常な判断ができないことがある。

【０１４９】

ＦＭ検波部６から出力されるＳメータ信号（ｓｉｇ６ｂ）と比較器７５の基準電圧ＶＲ５および比較器７６の基準電圧ＶＲ６との比較出力特性を図３３のように設定すると、比較器６９および比較器７３の出力信号と比較器７５および比較器７６の出力信号の論理積出力は図３４のようになり、該論理積出力信号に基づいて制御することにより、電界強度が極端に弱い場合でも正常な判断ができる。本実施例では論理和装置７２の出力信号でダイバーシティ部３を制御し、論理和装置７４の出力信号を制御部１１のポートＱ３に入力する。このように本実施例でも実施例９と同様の効果を得ることができる。

【０１５０】

実施例１１.

図３７はこの発明の実施例１１によるディジタル受信機を示す構成図であり、前記各実施例と同一または相当部分には同一符号を付して重複説明を省略する。図３７において、７７はディジタル復調部１１から出力される複数の平滑出力（ｓｉｇ３６），（ｓｉｇ４２），（ｓｉｇ５３），（ｓｉｇ６７）を合成する合成装置である。この複数の平滑出力を発生するディジタル復調部の一例を図３８に示す。

【０１５１】

次に動作について説明する。本発明による４種類の受信品質検出器の平滑出力は特性が揃っているため、合成装置７７の出力特性を

ｓｉｇ７７＝Ｗ１×ｓｉｇ３６＋Ｗ２×ｓｉｇ４２＋Ｗ３×ｓｉｇ５３＋Ｗ４×ｓｉｇ６７

とし、該出力信号（ｓｉｇ７７）と基準電圧ＶＲ７の比較出力信号によりダイバーシティ部３を制御すると共に、該出力信号（ｓｉｇ７７）の電圧値をＡ／Ｄ変換して制御部１１に入力し、この制御部１１によって所定の処理を施すことによって、上記の平滑出力を単独で使用する場合よりも正確な制御ができる。

【０１５２】

実施例１２.

図３９はこの発明の実施例１２によるディジタル受信機を示す構成図であり、前記各実施例と同一または相当部分には同一符号を付して重複説明を省略する。

【０１５３】

図３９において、８０は受信品質検出装置の平滑出力（ｓｉｇ３６）と基準電圧ＶＲ８を比較し比較結果を出力する比較器、８１は受信品質検出装置の平滑出力（ｓｉｇ４２）と基準電圧ＶＲ９を比較し比較結果を出力する比較器、８２は本発明による受信品質検出器の平滑出力（ｓｉｇ５３）と基準電圧ＶＲ１０を比較し比較結果を出力する比較器、８３は受信品質検出装置の平滑出力（ｓｉｇ６７）と基準電圧ＶＲ１１を比較し比較結果を出力する比較器、８４は比較出力信号（ｓｉｇ８０），（ｓｉｇ８１），（ｓｉｇ８２），

（ｓｉｇ８３）の論理和を出力する論理和装置である。

【０１５４】

次に動作について説明する。比較器８０，比較器８１，比較器８２，比較器８３により４種類の受信品質検出装置の平滑出力信号（ｓｉｇ３６），（ｓｉｇ４２），（ｓｉｇ５３），（ｓｉｇ６７）をそれぞれ基準電圧ＶＲ８，ＶＲ９，ＶＲ１０，ＶＲ１１と比較し、受信状態が良い場合は負論理を出力し、受信状態が悪い場合は正論理を出力するように設定し、論理和装値８４による比較出力信号（ｓｉｇ８０），（ｓｉｇ８１），（ｓｉｇ８２），（ｓｉｇ８３）の論理和出力信号（ｓｉｇ８４）をダイバーシティ部３に入力しダイバーシティを制御する。

【０１５５】

また、論理和出力信号（ｓｉｇ８４）を制御部１１のポートＱ３に入力し、制御部１１によって所定の処理を施すことによって、受信品質検出装置の平滑出力を単独で使用する場合よりも正確な制御ができる。また、本実施例ではダイバーシティ制御用の比較手段と制御部１１への入力信号用の比較手段を共用しており、このように、比較手段の基準電圧が複数のシステムの制御に共用できる値に選定することにより回路規模の削減ができる。

【０１５６】

【発明の効果】

以上のように、請求項１の発明によれば、受信したディジタル変調信号および検波出力信号を２値化し、この２値化された２値化波形に基づいて受信信号の受信品質を検出する受信品質検出装置を設け、受信したディジタル変調信号の２値化波形と第一または第二のパルス波形を比較した誤差信号と所定の第三のパルス波形を比較した誤差信号のパルス幅に基づいて受信信号の品質を推定するように構成したので、受信品質を推定することができる効果がある。

【０１５７】

請求項２の発明によれば、検波出力信号の２値化波形と同期クロックに基づきデータ判定したディジタル復調波形を比較した誤差信号のパルス幅に基づいて受信信号の品質を推定する受信品質検出装置を設けるように構成したので、受信品質を推定することができる効果がある。

【０１５８】

請求項３の発明によれば、２ビット遅延検波による誤り訂正手段の誤り訂正パルスのパルス数に基づいて、受信信号の品質を推定する受信品質検出装置を設けるように構成したので、受信品質を推定することができる効果がある。

【０１５９】

請求項４の発明によれば、検波出力波形に基づくトリガ信号と同期クロック信号に基づき発振器を切り換える同期クロック再生装置を設けるように構成したので、迅速に精度の良い同期クロックが得られる効果がある。

【０１６０】

請求項５の発明によれば、第一および第二の検波手段の検波出力波形に基づくトリガ信号の論理積出力信号と同期クロック信号に基づき発振器を切り換える同期クロック再生装置を設けるように構成したので、迅速に精度の良い同期クロックが得られると共に誤同期を防止できる効果がある。

【０１６１】

請求項６の発明によれば、受信品質検出装置の出力信号に基づき同期クロック再生装置の同期引き込み動作を停止する停止回路を設けるように構成したので、誤同期を防止できる効果がある。

【０１６２】

請求項７の発明によれば、第一と第二のトリガ発生手段の出力信号が同時に出力される期間に基づいて受信信号の品質を推定する受信品質検出装置を設けるように構成したので、受信信号の品質を推定することができる効果がある。

【０１６３】

請求項８の発明によれば、受信品質検出装置の出力信号に基づき複数の受信アンテナの受信出力を選択合成するダイバーシティ回路を設けるように構成したので、精度の良いダイバーシティ制御ができる効果がある。

【０１６４】

請求項９の発明によれば、受信品質検出装置の出力信号に基づきデータの受信状態を表示するように構成したので、使用者がデータの受信状態を認識することができる効果がある。

【０１６５】

請求項１０の発明によれば、受信品質検出装置の出力信号に基づきデータ受信可能な周波数を自動選局するように構成したので、データ受信不可能な周波数は選局せずにデータ受信可能な周波数だけを選局する自動選局動作が迅速にできる効果がある。

【０１６６】

請求項１１の発明によれば、受信品質検出装置の出力信号に基づきデータ受信可能な周波数を記憶するように構成したので、データ受信不可能な周波数は記憶せずにデータ受信可能な周波数だけを記憶する自動記憶動作すなわちオートメモリ動作が迅速にできる効果がある。

【０１６７】

請求項１２の発明によれば、受信品質検出装置の出力信号に基づきデータ受信可能な周波数とその周波数の受信電界強度を記憶するように構成したので、現在受信している周波数の受信状態が悪くなった場合に他の周波数を受信するリレーチューニング動作において、データ受信可能周波数とその周波数の受信電界強度の探索動作を迅速に行えるようになると共に現在受信している周波数の受信状態が悪くなった場合、データ受信可能な周波数の受信電界強度を記憶しているので、その受信電界強度を基にチューニングする周波数を選定することにより、データ受信可能周波数におけるリレーチューニング動作を迅速にかつスムーズに行うことができる効果がある。

【０１６８】

請求項１３の発明によれば、受信品質検出装置の出力信号に基づき記憶された周波数と受信電界強度信号に基づき記憶された周波数を呼び出す機能を任意に切り換えるように構成したので、本放送を受信したい場合は受信電界強度に基づいて記憶された周波数を呼び出す機能を選択し、多重放送を受信したい場合は受信品質検出装置の出力信号に基づいて記憶された周波数を呼び出す機能を選択するように構成したので、使用者の望む情報を送信している周波数を選択することが任意にできる効果がある。

【０１６９】

請求項１４の発明によれば、受信品質検出装置の出力信号に基づき自動選局する機能と、受信電界強度信号に基づき自動選局する機能を任意に切り換えるように構成したので、本放送を受信したい場合は受信電界強度に基づいて自動選局する機能を選択し、多重放送を受信したい場合は受信品質検出装置の出力信号に基づいて自動選局する機能を選択することにより、使用者の望む情報を送信している周波数を自動選局することが任意にできる効果がある。

【０１７０】

請求項１５の発明によれば、受信品質検出装置の出力信号に基づき自動選局する機能と、受信電界強度信号に基づき自動選局する機能を任意に切り換えるように構成したので、本放送を自動記憶したい場合は受信電界強度に基づいて周波数を記憶する機能を選択し、多重放送を自動記憶したい場合は受信品質検出装置の出力信号に基づいて周波数を記憶する機能を選択することにより、使用者の望む情報を送信している周波数のみを自動記憶することが任意にできる効果がある。

【０１７１】

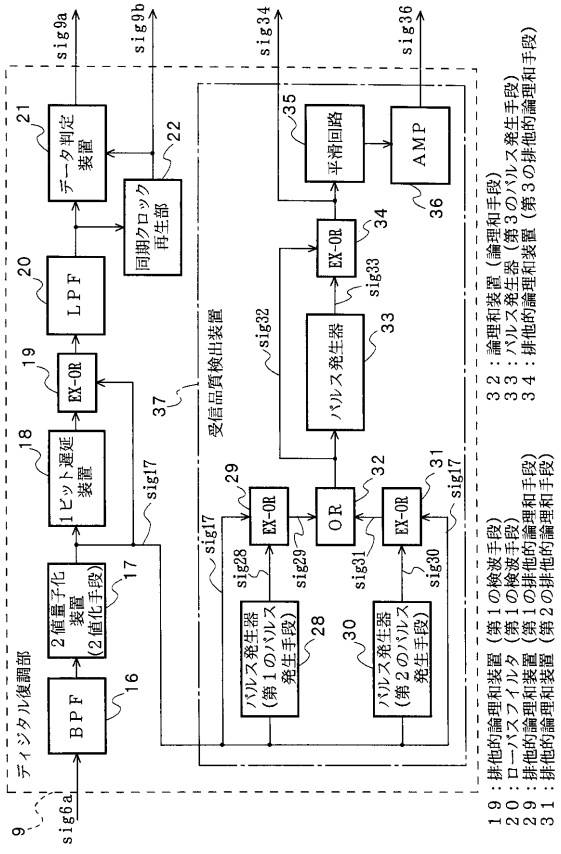
請求項１６の発明によれば、受信品質検出装置の出力信号と受信電界強度信号またはストップ信号を切り換える手段を設けるように構成したので、制御部の入力ポートを増設することなく、本発明の回路を追加できる効果がある。

【０１７２】
請求項１７の発明によれば、受信品質検出装置の出力信号と受信電界強度信号またはストップ信号とに基づきデータ信号の受信品質を推定するように構成したので、精度よく受信信号の品質を推定できる効果がある。
【０１７３】
請求項１８の発明によれば、受信品質検出装置の出力信号を平滑する平滑回路を設けるように構成したので、受信電界強度信号やストップ信号と同様に受信信号の品質を電圧で表現でき、受信信号品質に基づくシステム制御が容易できる効果がある。
【０１７４】
請求項１９の発明によれば、複数の受信品質検出装置の出力信号の合成出力信号に基づきデータ信号の受信品質を推定するように構成したので、精度よく受信信号の品質を推定できる効果がある。
【０１７５】
請求項２０の発明によれば、受信品質検出装置の出力信号に基づデータ信号の受信品質を推定するように構成したので、システム全体の回路規模を縮小できる効果がある。
【図面の簡単な説明】
【図１】この発明の実施例１によるディジタル受信機のディジタル復調部の構成をを示すブロック図である。
【図２】図１に示したディジタル復調部内の受信品質検出装置の動作を説明するための波形図である。
【図３】図１に示した受信品質検出装置に単一周波数信号を入力した場合における入力周波数と出力信号の特性を示す特性図である。
【図４】図１に示した受信品質検出装置に実際のデータを入力した場合におけるエラーレートと出力信号の特性を示す特性図である。
【図５】この発明の実施例１によるディジタル受信機の構成を示すブロック図である。
【図６】この発明の実施例１によるディジタル受信機の制御部の動作を示すフローチャートである。
【図７】この発明の実施例１によるディジタル受信機の制御部の動作を説明するための波形図である。
【図８】この発明の実施例２によるディジタル受信機の構成を示すブロック図である。
【図９】この発明の実施例３によるディジタル受信機のディジタル復調部の構成を示すブロック図である。
【図１０】図９に示した受信品質検出装置の動作を説明するための波形図である。
【図１１】この発明の実施例４によるディジタル受信機のディジタル復調部の構成を示すブロック図である。
【図１２】図１１に示した２ビット遅延回路による誤り訂正装置の動作を説明するための波形図である。
【図１３】この発明の実施例５によるディジタル受信機のディジタル復調部の構成を示すブロック図である。
【図１４】図１３に示した選択装置５７の動作を説明するための真理値を示す図である。
【図１５】図１３に示した同期クロック再生装置の動作を説明するための波形図である。
【図１６】図１３に示した同期クロック再生装置の動作を説明するための波形図である。
【図１７】図１３に示した同期クロック再生装置の動作を説明するための波形図である。
【図１８】この発明の実施例６によるディジタル受信機のディジタル復調部の構成を示すブロック図である。
【図１９】この発明の実施例７によるディジタル受信機の構成を示すブロック図である。
【図２０】この発明の実施例７によるディジタル受信機の制御部の動作を示すフローチャートである。
【図２１】この発明の実施例７によるディジタル受信機の別の制御部の動作を示すフローチャートである。

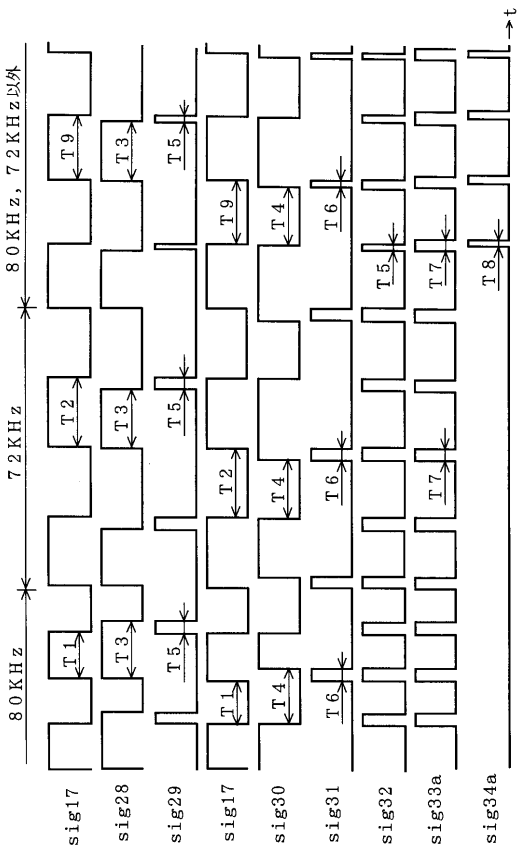
【図２２】この発明の実施例７によるディジタル受信機の更に別の制御部の動作を示すフローチャートである。
【図２３】この発明の実施例７によるディジタル受信機の制御部の動作を示すフローチャートである。
【図２４】この発明の実施例７によるディジタル受信機の操作部および表示部を示す構成図である。
【図２５】この発明の実施例７によるディジタル受信機の制御部の動作を示すフローチャートである。
【図２６】この発明の実施例７によるディジタル受信機の制御部の動作を示すフローチャートである。
【図２７】この発明の実施例７によるディジタル受信機の制御部の動作を示すフローチャートである。
【図２８】この発明の実施例８によるディジタル受信機の構成を示すブロック図である。
【図２９】この発明の実施例８によるディジタル受信機の制御部の動作を示すフローチャートである。
【図３０】この発明の実施例９によるディジタル受信機の構成を示すブロック図である。
【図３１】受信電界強度に対する受信品質検出装置の出力電圧値の特性を示す特性図である。
【図３２】受信電界強度に対する受信品質検出装置の出力電圧値の比較器出力論理の特性を示す特性図である。
【図３３】受信電界強度に対するストップ信号の特性を示す特性図である。
【図３４】受信電界強度に対する受信品質検出装置の出力電圧値の比較器出力論理とストップ信号の論理積出力の特性を示す特性図である。
【図３５】この発明の実施例９によるディジタル受信機の制御部の動作を示すフローチャートである。
【図３６】この発明の実施例１０によるディジタル受信機の構成を示すブロック図である。
【図３７】この発明の実施例１１によるディジタル受信機の構成を示すブロック図である。
【図３８】この発明の実施例１１によるディジタル受信機のディジタル復調部の構成を示すブロック図である。
【図３９】この発明の実施例１２によるディジタル受信機の構成を示すブロック図である。
【図４０】従来のＦＭ多重放送受信機の構成を示すブロック図である。
【図４１】従来のＦＭ多重放送受信機のディジタル復調部の構成を示すブロック図である。
【図４２】従来のＦＭ多重放送受信機のダイバーシティ部の構成を示すブロック図である。
【図４３】従来のＦＭ多重放送受信機のダイバーシティ部の動作を説明するための波形図である。
【図４４】従来のＦＭ多重放送受信機のＳメータ信号出力特性を示す特性図である。
【図４５】ＦＭ多重放送のディジタル変調波形を示す波形図である。
【図４６】ＦＭ多重放送のベースバンド信号のスペクトラム図である。
【図４７】従来のＦＭ多重放送受信機のディジタル復調部の動作を説明するための波形図である。
【図４８】ＦＭ多重放送のデータフォーマットの構成を示す構成図である。
【符号の説明】
１，２　アンテナ（受信部）、３　ダイバーシティ部（受信部）、４　チューナ部（受信部）、５　ＰＬＬ部（受信部）、６　ＦＭ検波部（受信部）、９　ディジタル復調部、１１　制御部、１７，３８　２値量子化装置（２値化手段）、１９　排他的論理和装置（第

一の検波手段）、２０　ローパスフィルタ（第一の検波手段）、２１，４６　データ判定装置、２８，３０，３３　パルス発生器（パルス発生手段）、２９，３１，３４　排他的論理和装置（排他的論理和手段）、３７　受信品質検出装置、３９遅延装置（波形シフト手段）、４３　遅延装置（２ビット遅延検波部）、４４　排他的論理和装置（第二の検波手段）、４５　ローパスフィルタ（第二の検波手段）、４７　誤り訂正装置（誤り訂正部）、５４　トリガ発生装置（トリガ発生手段）、５７　選択装置（切り替え手段）、５８～６０　発振器、６１　分周器、６２　トリガ発生装置（第二のトリガ発生手段）。

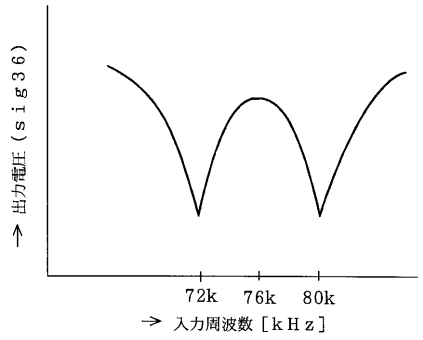
【図１】



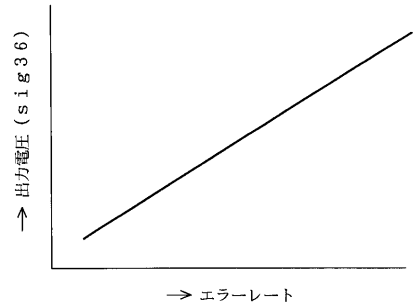
【図２】



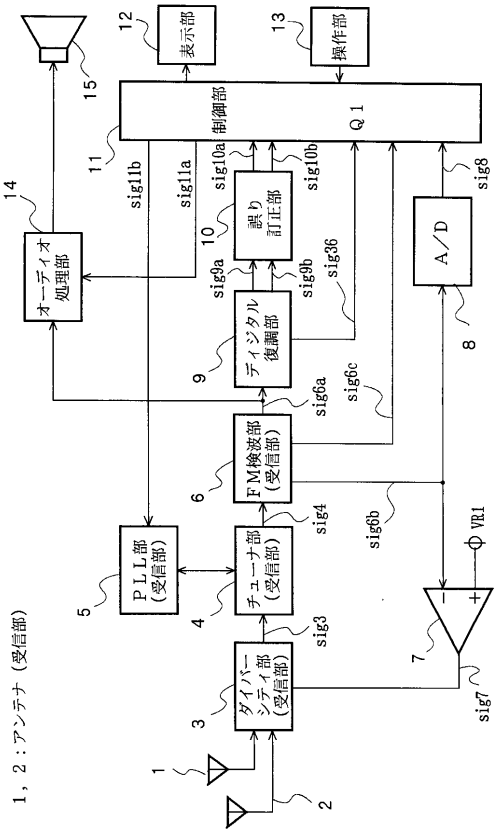
【図３】


出力電圧（ｓｉｇ３６）
72k
76k
80k
入力周波数［ｋＨｚ］

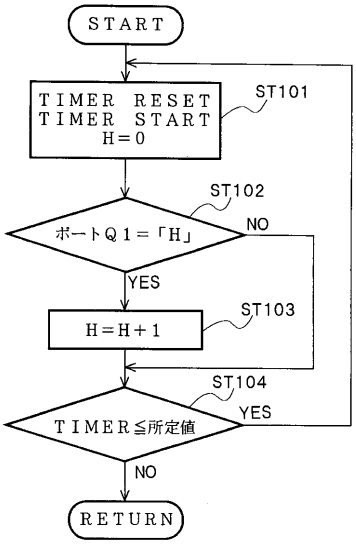
【図４】


出力電圧（ｓｉｇ３６）
エラーレート

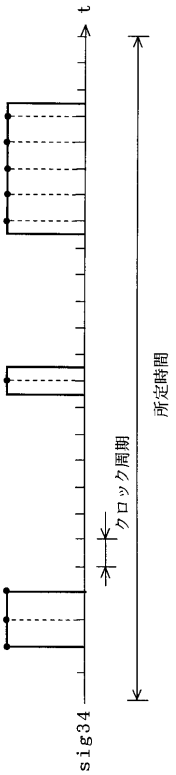
【図５】


1，2：アンテナ（受信部）
表示部
操作部
制御部
Ｑ１
オーディオ処理部
誤り訂正部
ディジタル復調部
ＦＭ検波部（受信部）
ＰＬＬ部（受信部）
チューナ部（受信部）
ダイバーシティ部（受信部）
Ａ／Ｄ
ＶＲ１
sig1b
sig11a
sig10a
sig10b
sig8
sig9a
sig9b
sig36
sig6a
sig6c
sig6b
sig4
sig3
sig7

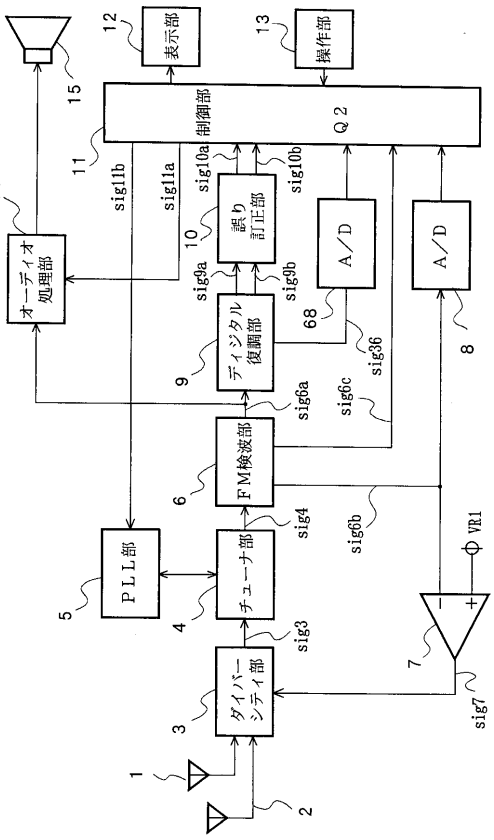
【図６】


START
TIMER RESET
TIMER START
H＝0
ST101
ST102
ポートＱ１＝「Ｈ」
NO
YES
H＝H＋1
ST103
ST104
TIMER≦所定値
YES
NO
RETURN

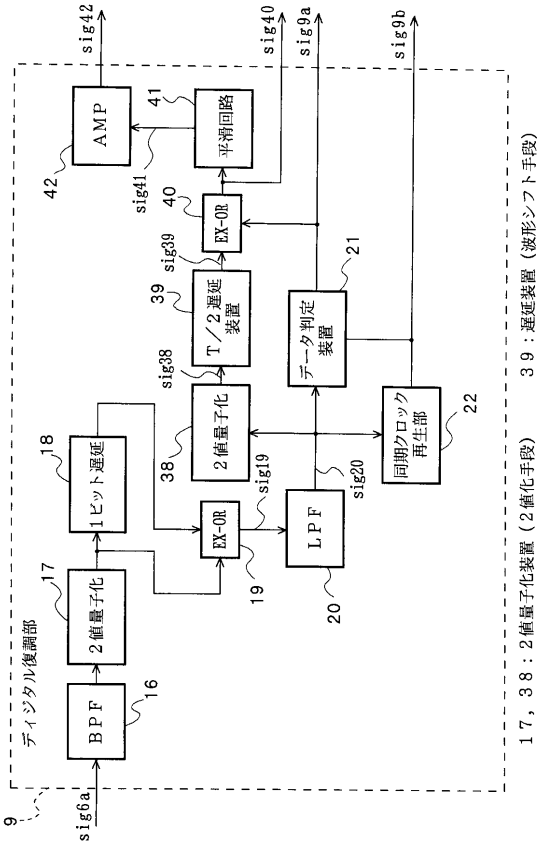
【図７】


t
所定時間
クロック周期
sig34

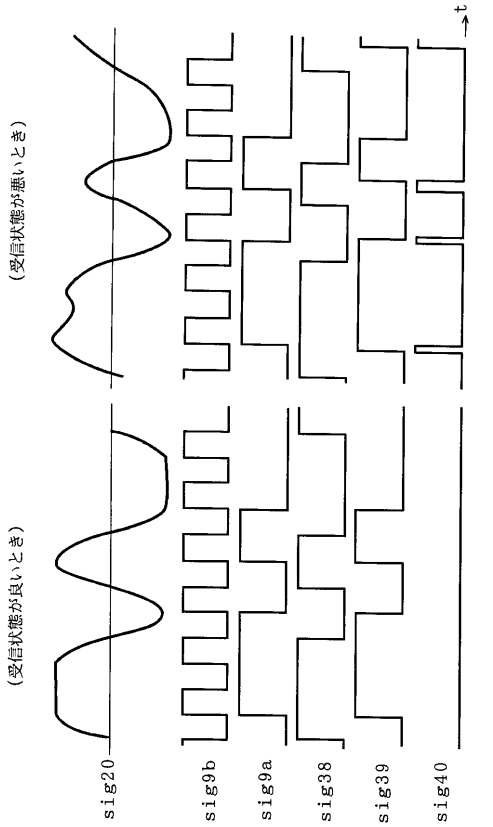
【図８】


1
2
3
ダイバーシティ部
4
チューナ部
5
PLL部
6
FM検波部
7
sig7
8
A／D
9
ディジタル復調部
10
誤り訂正部
11
制御部
12
表示部
13
操作部
14
オーディオ処理部
15
68
Q2
VR1
sig3
sig4
sig6a
sig6b
sig6c
sig9a
sig9b
sig10a
sig10b
sig11a
sig11b
sig36

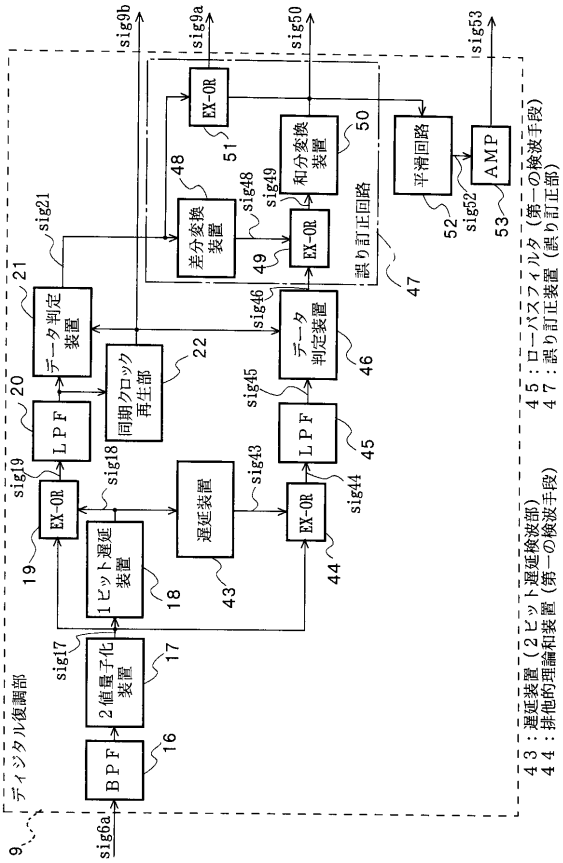
【図９】


ディジタル復調部
9
sig6a
BPF
16
2値量子化
17
1ビット遅延
18
EX-OR
19
LPF
20
データ判定装置
21
同期クロック再生部
22
2値量子化
38
T／2遅延装置
39
EX-OR
40
平滑回路
41
AMP
42
sig38
sig39
sig40
sig41
sig42
sig19
sig20
sig9a
sig9b
17，38：2値量子化装置（2値化手段）
39：遅延装置（波形シフト手段）

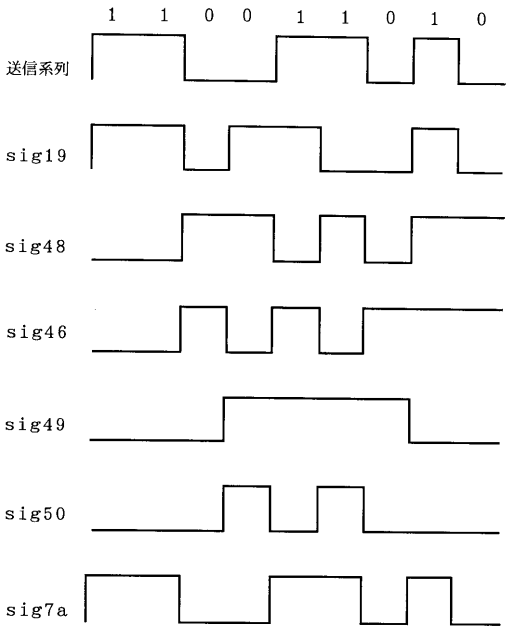
【図１０】


(受信状態が良いとき)
(受信状態が悪いとき)
sig20
sig9b
sig9a
sig38
sig39
sig40
t

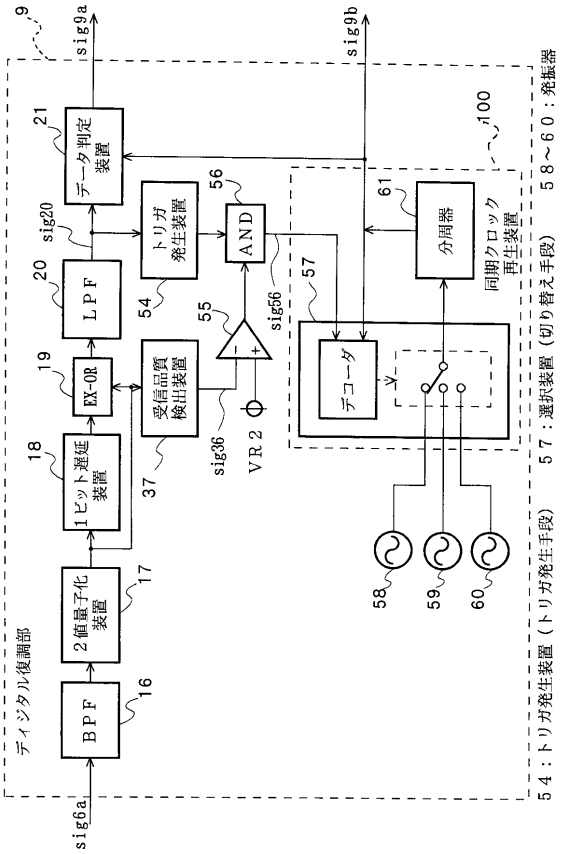
【図１１】


ディジタル復調部
9
sig6a
BPF
16
2値量子化装置
17
1ビット遅延装置
18
EX-OR
19
LPF
20
データ判定装置
21
同期クロック再生部
22
遅延装置
43
EX-OR
44
LPF
45
データ判定装置
46
誤り訂正回路
47
差分変換装置
48
EX-OR
49
和分変換装置
50
EX-OR
51
平滑回路
52
AMP
53
sig9b
sig9a
sig50
sig53
43：遅延装置（2ビット遅延検波部）
44：排他的理論和装置（第一の検波手段）
45：ローパスフィルタ（第一の検波手段）
47：誤り訂正装置（誤り訂正部）

【図１２】



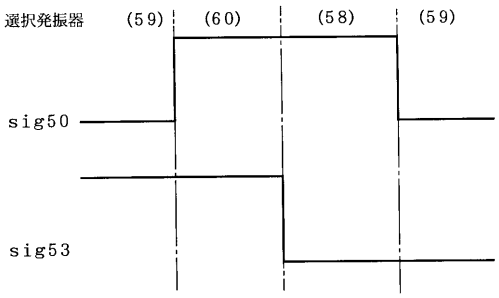
【図１３】



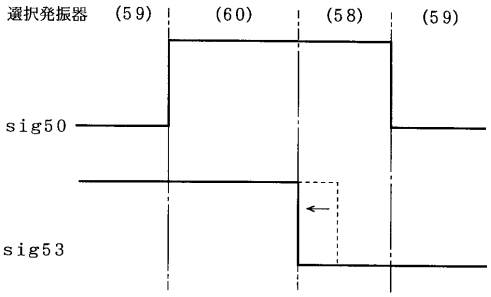
【図１４】

トリガ信号論理(sig56)	0	1	0	1
クロック信号論理(sig9b)	0	0	1	1
選択発振器	59	58	59	60

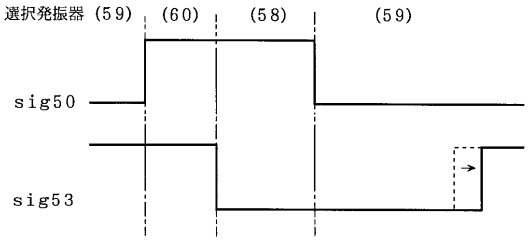
【図１５】



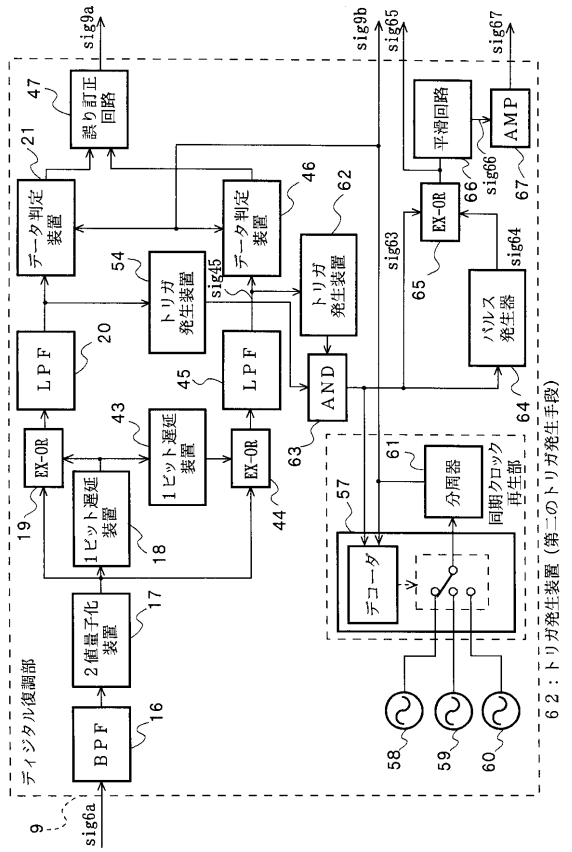
【図１６】



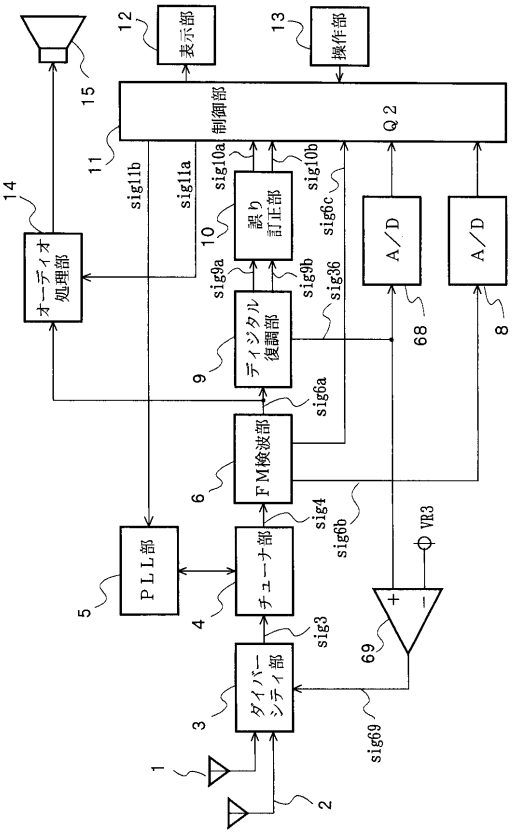
【図１７】



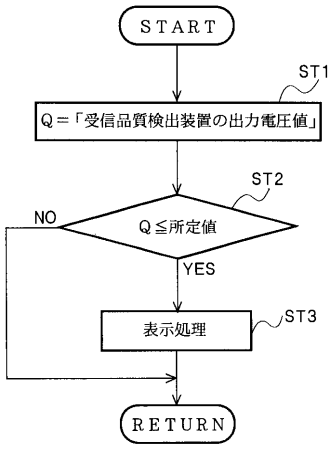
【図１８】



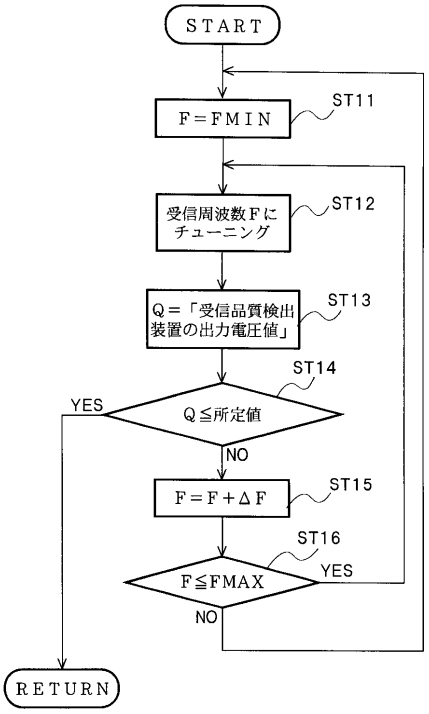
【図１９】



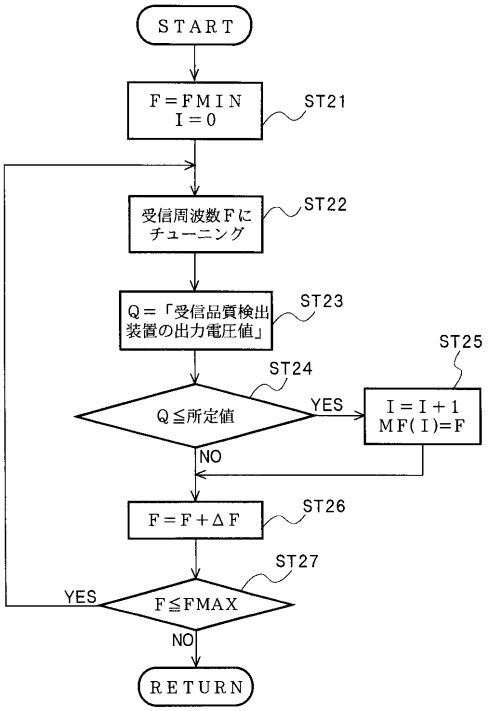
【図２０】



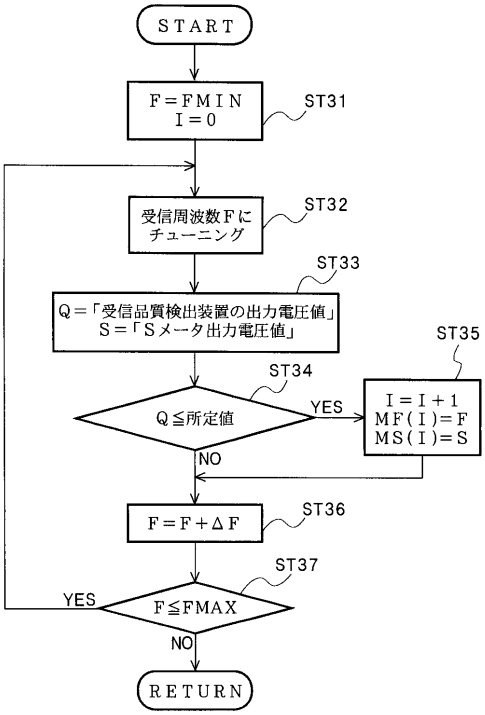
【図２１】



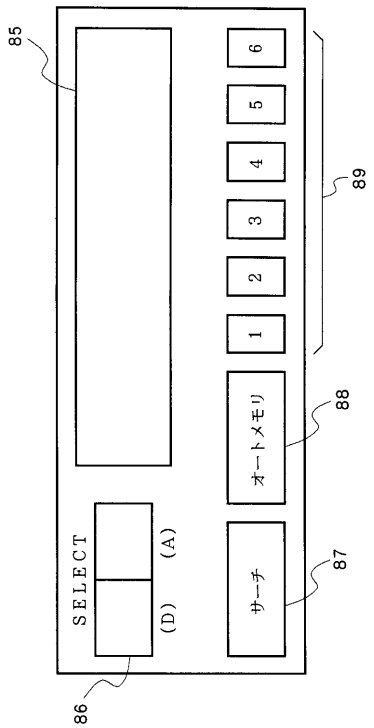
【図２２】



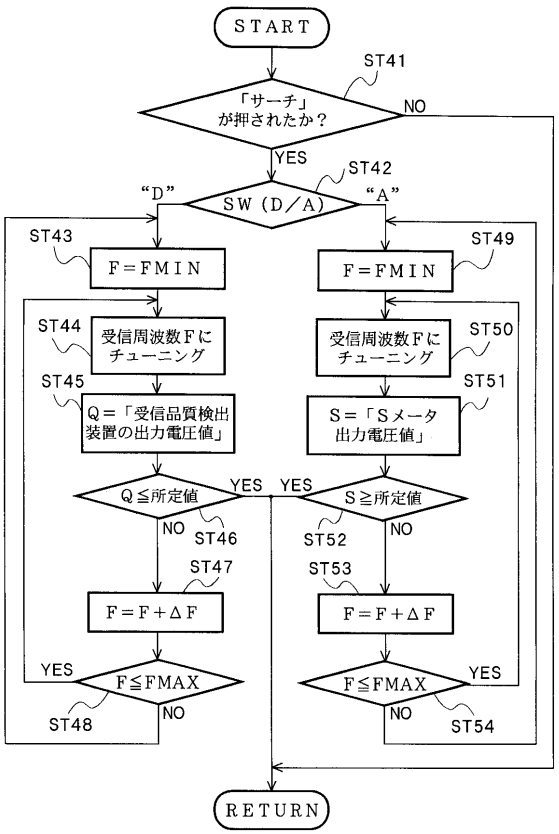
【図２３】



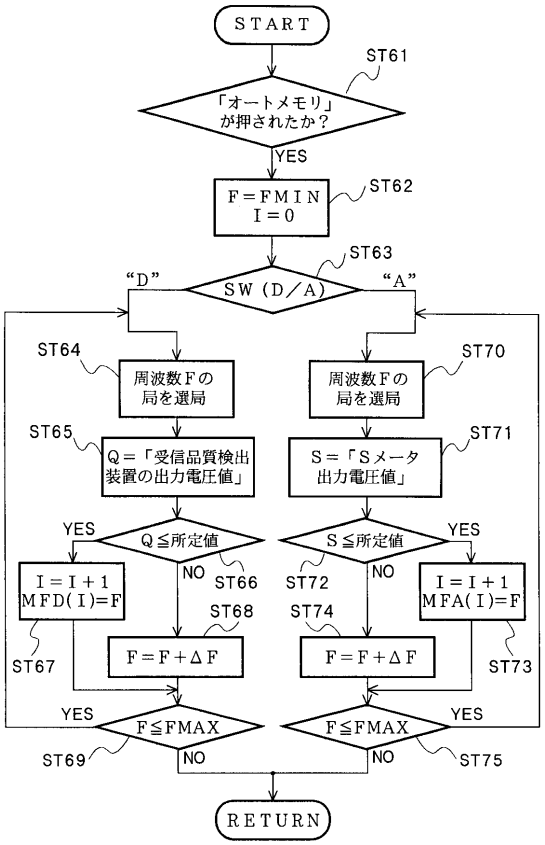
【図２４】



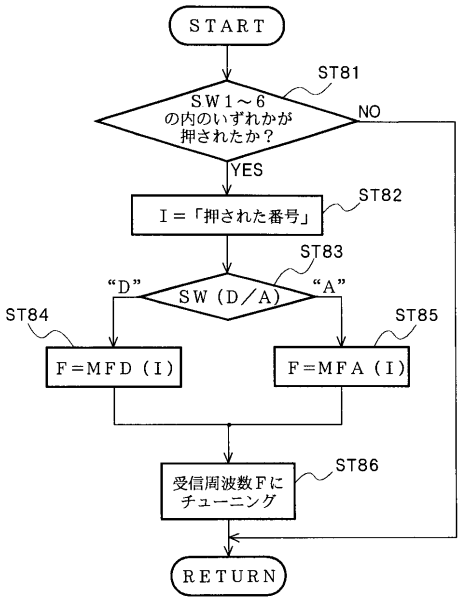
【図２５】



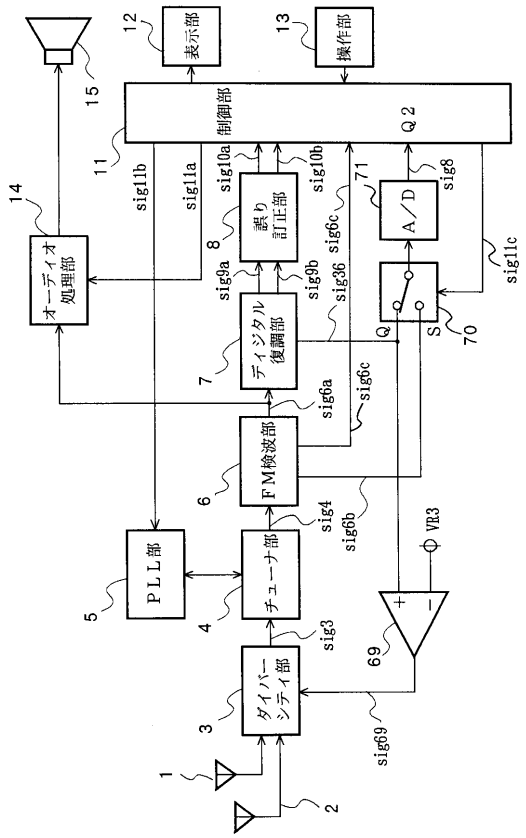
【図２６】



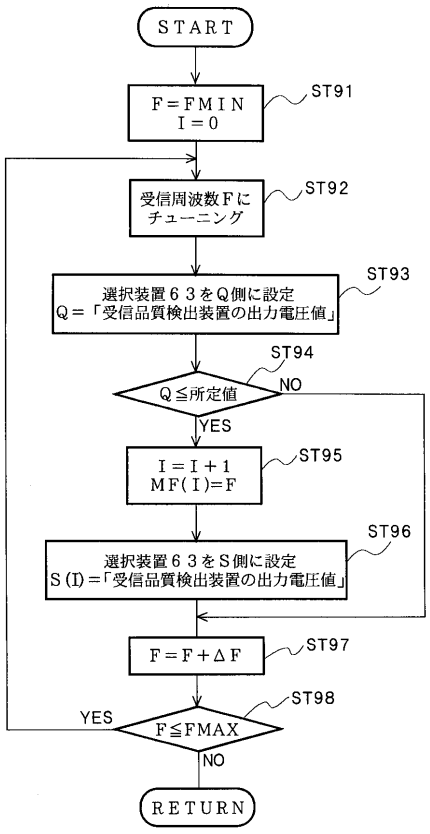
【図２７】



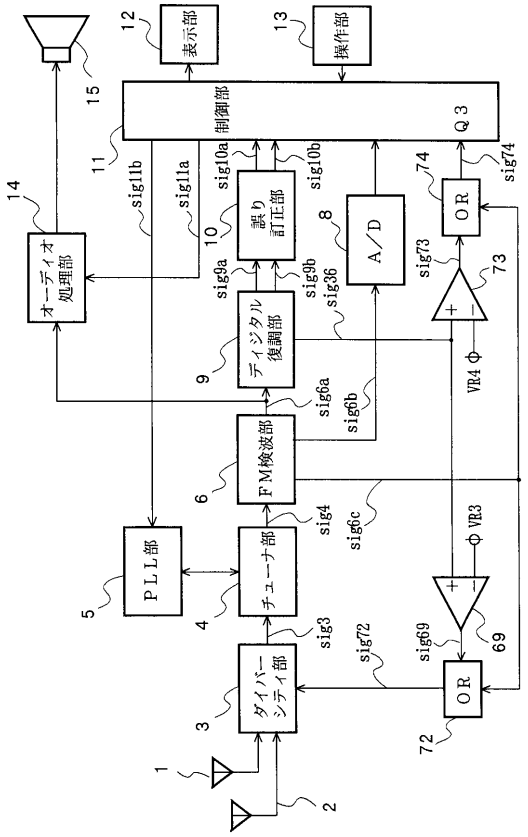
【図２８】



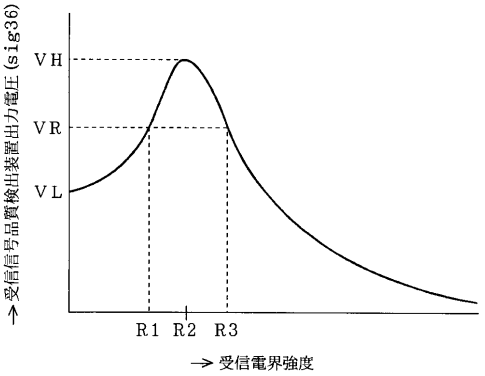
【図２９】



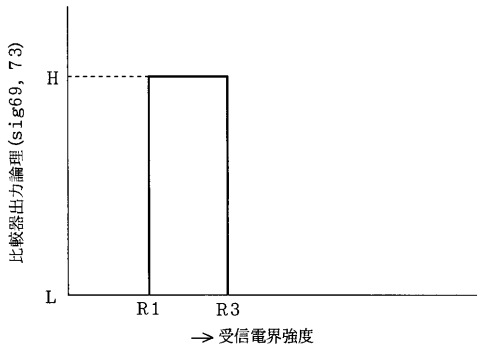
【図３０】



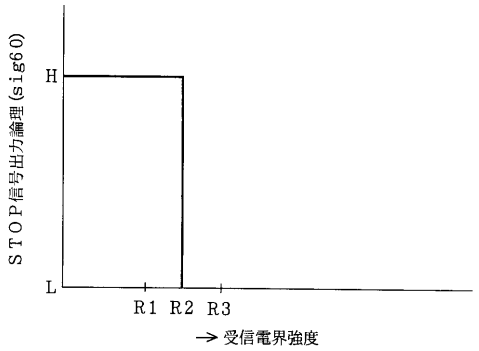
【図３１】



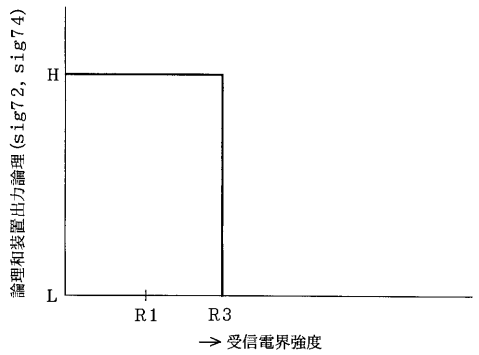
【図３２】



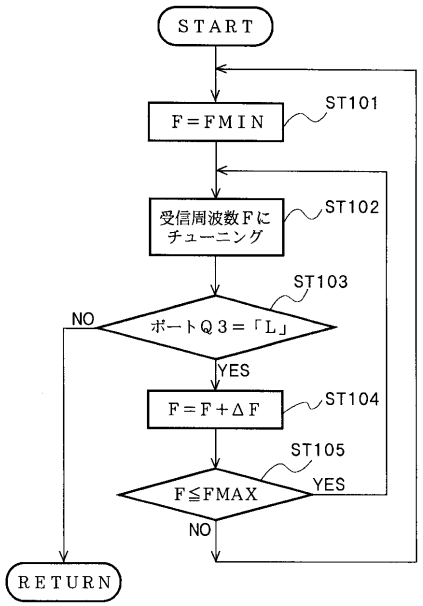
【図３３】



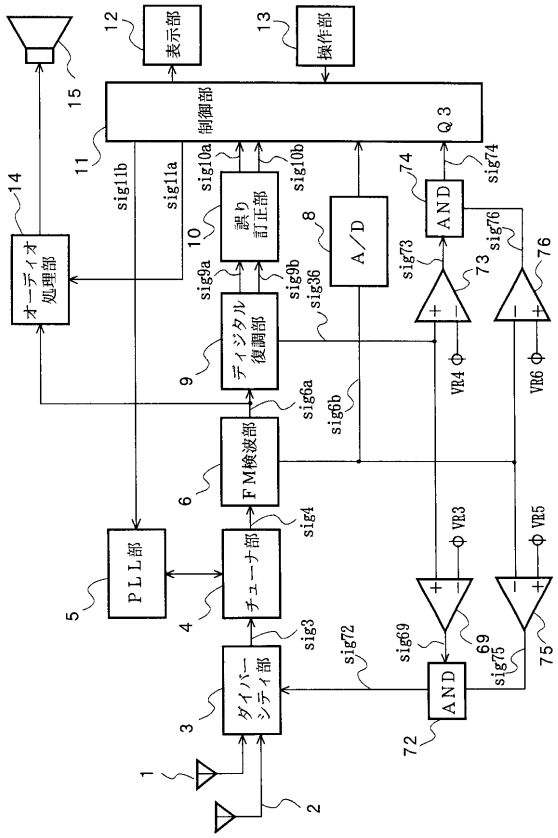
【図３４】



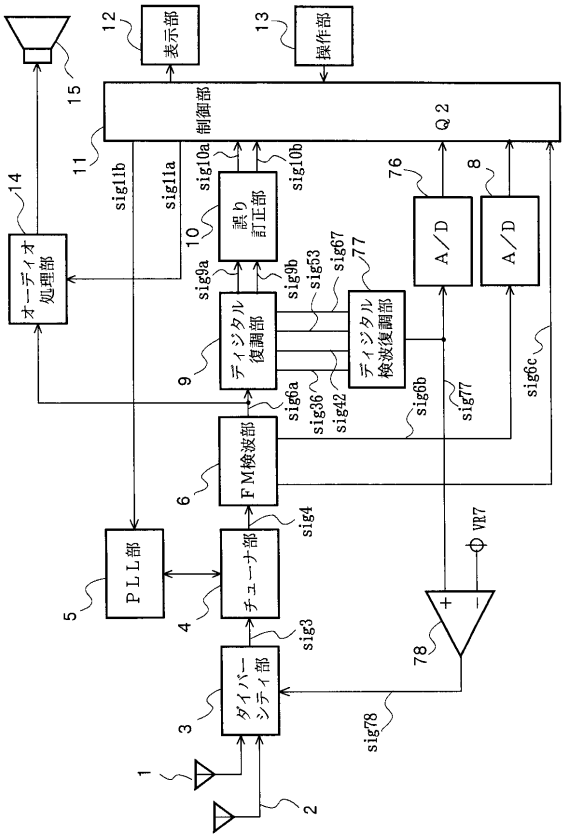
【図３５】



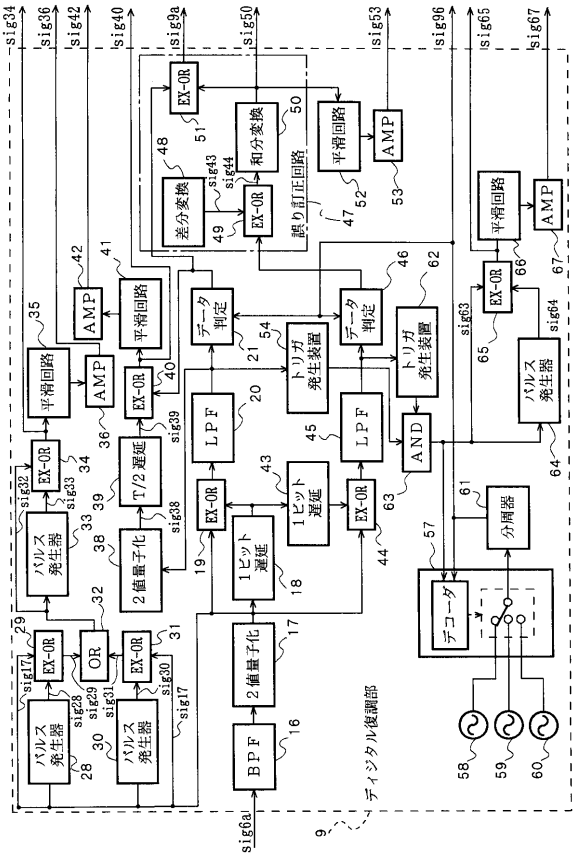
【図３６】



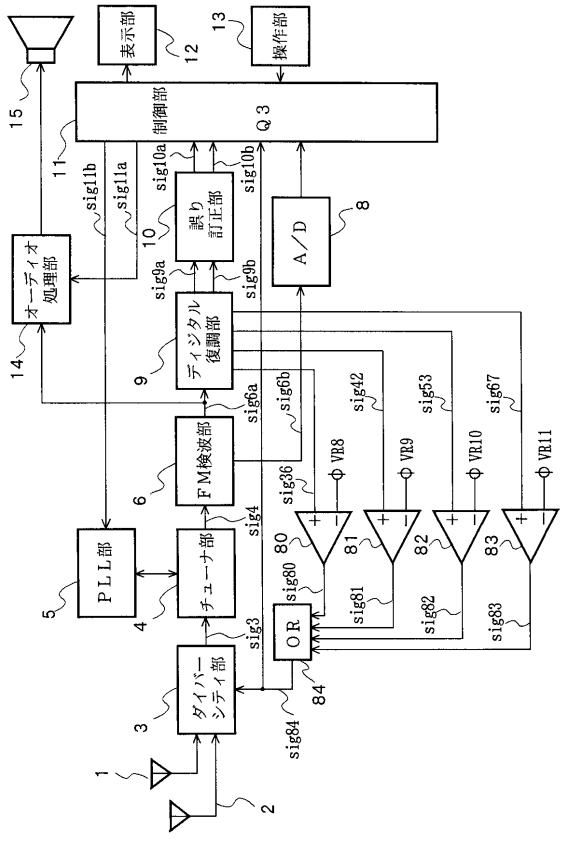
【図３７】



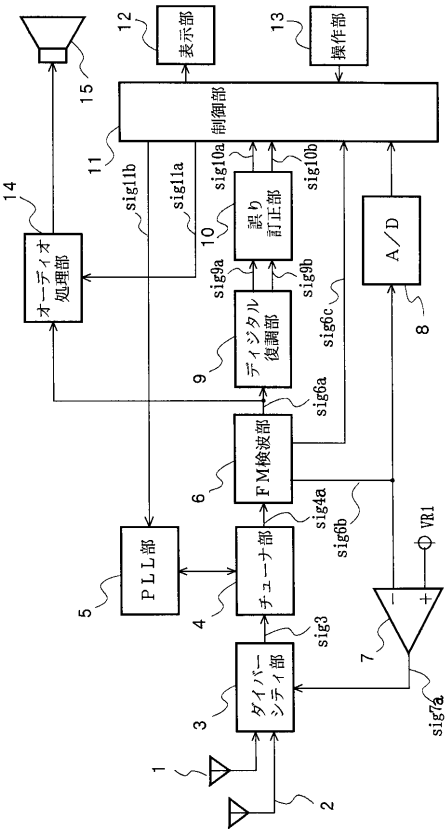
【図３８】



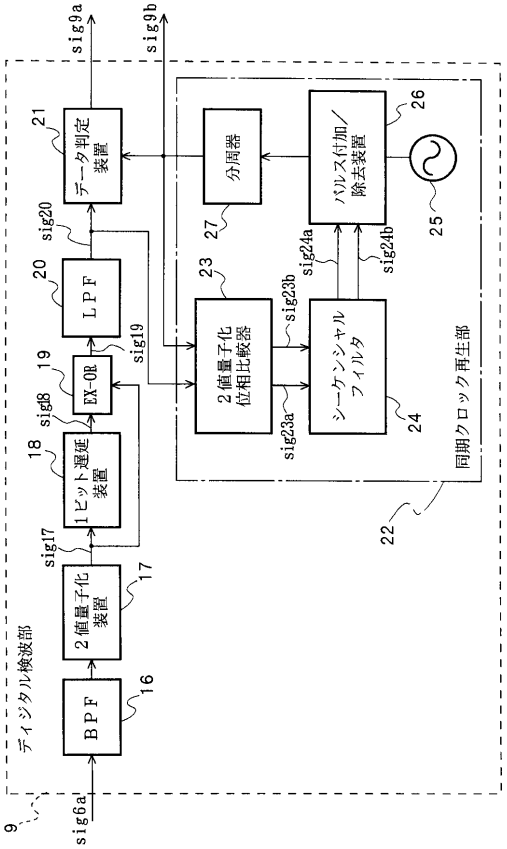
【図３９】



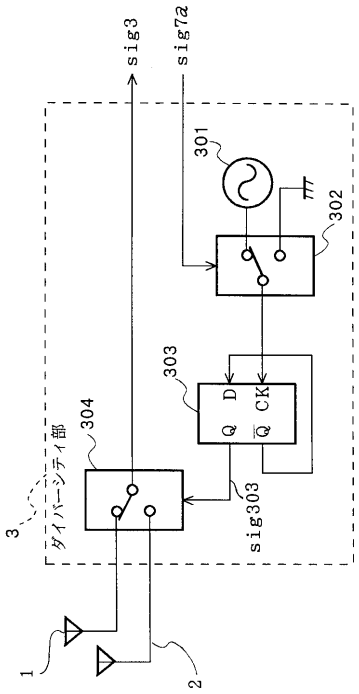
【図４０】



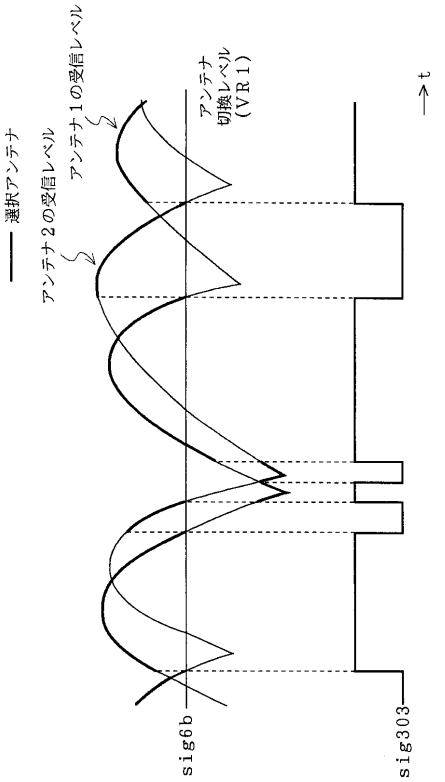
【図４１】



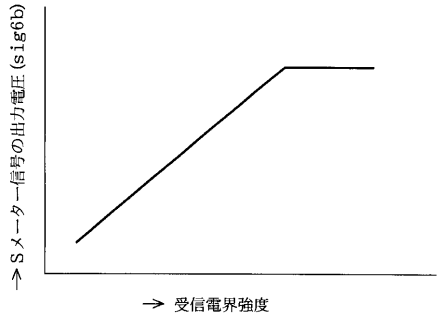
【図４２】



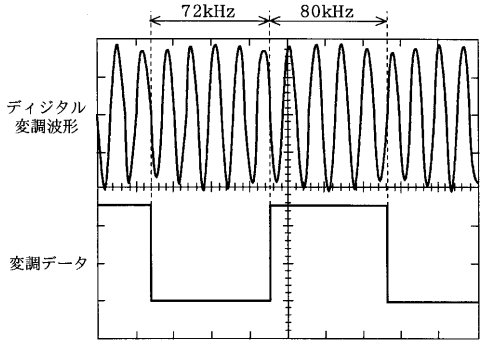
【図４３】



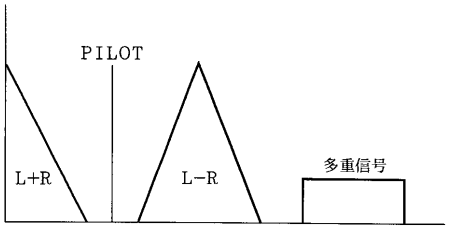
【図４４】



【図４５】

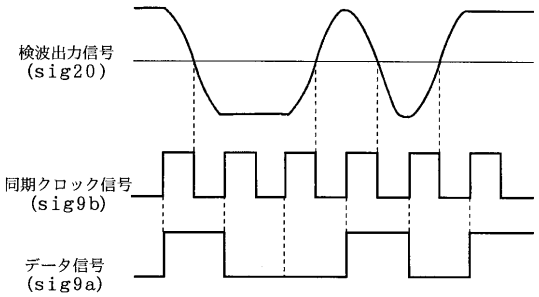


【図４６】



FM多重放送のベースバンド信号スペクトラム

【図４７】



【図４８】

190bit　82bit
16bit

272 block

BIC1	データ	パリティ
BIC1	データ	パリティ
BIC1	データ	パリティ
⋮	⋮	⋮
BIC1	データ	パリティ
BIC3	データ	パリティ
BIC3	データ	パリティ
BIC4	パリティ	パリティ
BIC3	データ	パリティ
BIC3	データ	パリティ
BIC4	パリティ	パリティ
BIC2	データ	パリティ
BIC2	データ	パリティ
⋮	⋮	⋮
BIC2	データ	パリティ
BIC3	データ	パリティ
BIC3	データ	パリティ
BIC4	パリティ	パリティ
BIC3	データ	パリティ
BIC3	データ	パリティ
BIC4	パリティ	パリティ
⋮	⋮	⋮
BIC3	データ	パリティ
BIC3	データ	パリティ
BIC4	パリティ	パリティ

フロントページの続き

(56)参考文献 特開昭６０－０４６１５５（ＪＰ，Ａ）
特開平０６－２７６１１３（ＪＰ，Ａ）
特開平０２－１５４５３３（ＪＰ，Ａ）
特表平０１－５０１５９３（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.[7]，ＤＢ名)
H04B 1/10
H04L 1/20
H04L 27/10
H04L 27/14
H04L 1/06