

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4604406号  
(P4604406)

(45) 発行日 平成23年1月5日(2011.1.5)

(24) 登録日 平成22年10月15日(2010.10.15)

(51) Int. Cl. F I  
 HO4J 11/00 (2006.01) HO4J 11/00 Z  
 HO4B 1/16 (2006.01) HO4B 1/16 R

請求項の数 4 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2001-197245 (P2001-197245)	(73) 特許権者	000002185
(22) 出願日	平成13年6月28日 (2001.6.28)		ソニー株式会社
(65) 公開番号	特開2003-18118 (P2003-18118A)		東京都港区港南1丁目7番1号
(43) 公開日	平成15年1月17日 (2003.1.17)	(74) 代理人	100067736
審査請求日	平成20年2月1日 (2008.2.1)		弁理士 小池 晃
		(74) 代理人	100086335
			弁理士 田村 榮一
		(74) 代理人	100096677
			弁理士 伊賀 誠司
		(72) 発明者	池田 康成
			東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内
		(72) 発明者	清水 和洋
			東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 OFDM復調装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直交周波数分割多重 (OFDM、Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式により変調されたOFDM信号を復調するOFDM復調装置において、

上記OFDM信号をOFDM中間周波数信号に変換する周波数変換手段と、

上記周波数変換手段によって変換されたOFDM中間周波数信号の直流信号レベルを、フィードバックされる直流電圧に応じてシフトする直流信号レベルシフト手段と、

上記直流信号レベルシフト手段から出力されたアナログのOFDM中間周波数信号をデジタルのOFDM中間周波数信号に変換するデジタル信号変換手段と、

上記デジタル信号変換手段によりデジタルに変換されたOFDM中間周波数信号から直流レベルを検出する直流レベル検出手段と、

上記直流レベルの基準となる基準直流レベルを生成する基準レベル生成手段と、

上記直流レベル検出手段により検出されたOFDM中間周波数信号の直流レベルと上記基準レベル生成手段によって生成された基準直流レベルとの大小関係を比較し、当該比較結果に基づくフラグに応じて内蔵するコンデンサに蓄積される電荷の変化に応じた直流電圧を上記直流信号レベルシフト手段にフィードバックする直流電圧フィードバック手段とを備えたOFDM受信装置。

【請求項2】

上記直流電圧フィードバック手段は、

上記基準レベル発生手段に接続された第1の入力ポートから入力された基準直流レベル

10

20

と、上記直流レベル検出手段に接続された第2の入力ポートから入力された直流レベルとを比較し、当該比較の結果、上記第2の入力ポートから入力された直流レベルが上記第1の入力ポートから入力された基準直流レベルよりも小さい場合に、上記直流レベルが上記基準直流レベルよりも小さいことを示す第1のフラグを出力する第1の出力ポートと、当該比較の結果、上記第2の入力ポートから入力された直流レベルが上記第1の入力ポートから入力された基準直流レベルよりも大きい場合に、上記直流レベルが上記基準直流レベルよりも大きいことを示す第2のフラグを出力する第2の出力ポートとを備える比較器と

第1端に電源が接続され、上記比較器の第1の出力ポートに接続された第2端から第1のフラグが入力された場合には、上記電源から印加される所定の電圧を第3端から出力し、上記第2端から第1のフラグが入力されない場合には、ハイインピーダンスの状態を維持する充電用バッファと、

10

上記充電用バッファの第3端に一端が接続された第1の抵抗素子と、

第1端が接地され、上記比較器の第2の出力ポートに接続された第2端から第2のフラグが入力された場合には、第3端から接地レベルを出力し、上記第2端から第2のフラグが入力されない場合には、ハイインピーダンスの状態を維持する放電用バッファと、

上記放電用バッファの第3端に一端が接続された第2の抵抗素子と、

一端が接地され、更に上記第1の抵抗素子の他端と、上記第2の抵抗素子の他端とに他端が接続されたコンデンサと、

上記第1の抵抗素子の他端と、上記第2の抵抗素子の他端と、上記コンデンサの他端とに接続され、上記コンデンサに蓄積された電荷の変化に応じた直流電圧を上記直流信号レベルシフト手段にフィードバックするための出力端とを備える請求項1に記載のOFDM受信装置。

20

#### 【請求項3】

上記直流電圧フィードバック手段は、

上記基準レベル発生手段に接続された第1の入力ポートから入力された基準直流レベルと、上記直流レベル検出手段に接続された第2の入力ポートから入力された直流レベルとを比較し、当該比較の結果、上記第2の入力ポートから入力された直流レベルが上記基準直流レベルよりも小さく、かつ、上記基準直流レベルから上記直流レベルを差し引いた差が所定の閾値よりも大きい場合には、上記基準直流レベルから上記直流レベルを差し引いた差が上記閾値よりも大きいことを示す第1のフラグを出力する第1の出力ポートと、上記第2の入力ポートから入力された直流レベルが上記基準直流レベルよりも小さく、かつ、上記基準直流レベルから上記直流レベルを差し引いた差が0よりも大きく上記閾値よりも小さい場合には、上記基準直流レベルから上記直流レベルを差し引いた差が0よりも大きく上記閾値よりも小さいことを示す第2のフラグを出力する第2の出力ポートと、上記第2の入力ポートから入力された直流レベルが上記基準直流レベルよりも大きく、かつ、上記直流レベルから上記基準直流レベルを差し引いた差が0よりも大きく上記閾値よりも小さい場合には、上記直流レベルから上記基準直流レベルを差し引いた差が0よりも大きく上記閾値よりも小さいことを示す第3のフラグを出力する第3の出力ポートと、上記第2の入力ポートから入力された直流レベルが上記基準直流レベルよりも大きく、かつ、上記直流レベルから上記基準直流レベルを差し引いた差が上記閾値よりも大きい場合には、上記直流レベルから上記基準直流レベルを差し引いた差が上記閾値よりも大きいことを示す第4のフラグを出力する第4の出力ポートとを備える比較器と、

30

40

第1端に電源が接続され、上記比較器の第1の出力ポートに接続された第2端から上記第1のフラグが入力された場合には、上記電源から印加される所定の電圧を第3端から出力し、上記第2端から第1のフラグが入力されない場合には、ハイインピーダンスの状態を維持する第1の充電用バッファと、

上記第1の充電用バッファの第3端に一端が接続された第1の抵抗素子と、

第1端に電源が接続され、上記比較器の第2の出力ポートに接続された第2端から第2のフラグが入力された場合には、上記電源から印加される所定の電圧を第3端から出力し

50

、上記第2端から第1のフラグが入力されない場合には、ハイインピーダンスの状態を維持する第2の充電用バッファと、

上記第2の充電用バッファの第3端に一端が接続された第2の抵抗素子と、

第1端が接地され、上記比較器の第3の出力ポートに接続された第2端から第3のフラグが入力された場合には、第3端から接地レベルを出力し、上記第2端から第3のフラグが入力されない場合には、ハイインピーダンスの状態を維持する第1の放電用バッファと

、

上記第1の放電用バッファの第3端に一端が接続された第3の抵抗素子と、

第1端が接地され、上記比較器の第4の出力ポートに接続された第2端から第4のフラグが入力された場合には、第3端から接地レベルを出力し、上記第2端から第4のフラグが入力されない場合には、ハイインピーダンスの状態を維持する第2の放電用バッファと

10

、

上記第2の放電用バッファの第3端に一端が接続された第4の抵抗素子と、

一端が接地され、更に上記第1の抵抗素子の他端、上記第2の抵抗素子の他端、上記第3の抵抗素子の他端、及び上記第4の抵抗素子の他端に、他端が接続されたコンデンサと

、

上記第1の抵抗素子の他端、上記第2の抵抗素子の他端、上記第3の抵抗素子の他端、上記第4の抵抗素子の他端、及び上記コンデンサの他端に接続され、上記コンデンサに蓄積された電荷の変化に応じた直流電圧を上記直流信号レベルシフト手段にフィードバックするための出力端と

20

を備える請求項1に記載のOFDM受信装置。

**【請求項4】**

上記直流電圧フィードバック手段は、

上記基準レベル発生手段に接続された第1の入力ポートから入力された基準直流レベルと、上記直流レベル検出手段に接続された第2の入力ポートから入力された直流レベルとを比較し、当該比較の結果、上記直流レベルが上記基準直流レベルよりも小さい場合には、上記直流レベルが上記基準直流レベルよりも小さいことを示す第1のフラグを出力する第1の出力ポートと、当該比較の結果、上記直流レベルと上記基準直流レベルとが一致する場合には、上記直流レベルと上記基準直流レベルとが一致することを示す第2のフラグを出力する第2の出力ポートとを備える比較器と、

30

第1端に上記比較器の第1の出力ポートが、第2端に上記比較器の第2の出力ポートがそれぞれ接続され、上記第1の出力ポートから第1のフラグが入力された場合には、上記第1の出力ポートから入力された直流レベルよりも高い所定の直流電圧を第3端から出力し、上記第2の出力ポートから第2のフラグが入力された場合には、ハイインピーダンスの状態を維持し、上記第1の出力ポート及び第2の出力ポートからフラグが入力されない場合には、第1の出力ポートから入力された所定の直流レベルを第3端から出力するバッファと、

上記バッファに一端が接続された抵抗素子と、

上記抵抗素子の他端に一端が接続され、他端が接地されたコンデンサと、

上記抵抗素子の他端、及び上記コンデンサの一端に接続され、上記コンデンサに蓄積された電荷の変化に応じた直流電圧を上記直流信号レベルシフト手段にフィードバックするための出力端と

40

を備える請求項1に記載のOFDM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、直交周波数分割多重（OFDM：Orthogonal Frequency Division Multiplexing）方式によるデジタル放送等に適用されるOFDM復調装置に関する。

**【0002】**

**【従来の技術】**

50

近年、デジタル信号を伝送する方式として、直交周波数分割多重（OFDM：Orthogonal Frequency Division Multiplexing）方式と呼ばれる変調方式が提案されている。このOFDM方式は、伝送帯域内に多数の直交する副搬送波（サブキャリア）を設け、それぞれのサブキャリアの振幅及び位相にデータを割り当て、PSK（Phase Shift Keying）やQAM（Quadrature Amplitude Modulation）によりデジタル変調する方式である。

【0003】

このOFDM方式は、多数のサブキャリアで伝送帯域を分割するため、サブキャリア1波あたりの帯域は狭くなり変調速度は遅くはなるが、トータルの伝送速度は、従来の変調方式と変わらないという特徴を有している。また、このOFDM方式は、多数のサブキャリアが並列に伝送されるためにシンボル速度が遅くなるという特徴を有している。そのため、このOFDM方式は、シンボルの時間長に対する相対的なマルチパスの時間長を短くすることができ、マルチパス妨害を受けにくくなる。また、OFDM方式は、複数のサブキャリアに対してデータの割り当てが行われることから、変調時には逆フーリエ変換を行うIFFT（Inverse Fast Fourier Transform）演算回路、復調時には高速フーリエ変換を行うFFT（Fast Fourier Transform）演算回路を用いることにより、送受信回路を構成することができるという特徴を有している。

10

【0004】

以上のような特徴からOFDM方式は、マルチパス妨害の影響を強く受ける地上波デジタル放送に適用することが広く検討されている。このようなOFDM方式を採用した地上波デジタル放送としては、例えば、DVB-T（Digital Video Broadcasting-Terrestrial）やISDB-T（Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial）といった規格が提案されている。

20

【0005】

OFDM方式による送信信号は、図8に示すように、OFDMシンボルと呼ばれるシンボル単位で伝送される。ここで、OFDMシンボルについて説明する。OFDMシンボルは、送信時にIFFTが行われる信号期間である有効シンボルと、この有効シンボルの後半の一部分の波形がそのままコピーされたガードインターバルとから構成されている。このガードインターバルは、OFDMシンボルの前半部分に設けられている。例えば、DVB-T規格（2Kモード）においては、有効シンボル内に、2048本のサブキャリアが含まれている。また、例えば有効シンボル内の2048本のサブキャリアのうち、1705本のサブキャリアにデータが変調されている。また、ガードインターバルは、有効シンボルの1/4や1/8の時間長の信号とされている。

30

【0006】

上述のようにOFDM方式で送信された送信信号は、OFDM受信装置により受信される。

【0007】

一方、従来、デジタル通信では、機能の高度化、複雑化及び安定性の向上から受信装置にデジタル回路が採用されており、受信信号をデジタル信号に変換するためのA/D変換器が備えられている。A/D変換器は、瞬時入力信号を予め定めてある入力信号の最小レベルと最大レベルとの間で量子化を行う。なお、上記の最小レベルと最大レベルの差がダイナミックレンジとなる。

40

【0008】

A/D変換器の直流レベルがオフセットを持っている場合、例えば、図9（a）に示すように、伝送側が16QAMで送信信号を送信した際、A/D変換後の受信信号のコンスタレーションは、送信信号のコンスタレーションとは異なる信号点となり（図9（b））、正しい復調が行えない問題があった。

【0009】

そこで、従来は、受信時のコンスタレーションを正しく復調するために、図10に示すような受信装置6により受信信号の復調を行っていた。アンテナ110で受信された受信信号（RF信号）は、チューナー111を介して周波数変換器112に供給され、IF信号

50

に周波数変換される。IF信号は、A/D変換器113に供給され、デジタル信号に変換される。そして、デジタル信号に変換されたIF信号は、LPF114で平均化され、A/D変換後のIF信号と、LPF114の平均化により検出したIF信号の直流成分とを減算器115で減算処理を行うことにより、A/D変換後の直流的なオフセットを補正していた。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、OFDM中間周波数信号は、実効値に対してピーク値が大きく、ダイナミックレンジの広い信号であるため、OFDM中間周波数信号が直流的なオフセットを持っていた場合、正側又は負側にクリップ歪みを受ける可能性がある。また、A/D変換器は、ダイナミックレンジ及び直流成分に固有のばらつきを持っているため、入力されるOFDM中間周波数信号のダイナミックレンジ及び直流成分に適合させることが困難であり、正確な変換作業を行えない可能性がある。

10

【0011】

そこで、アナログのOFDM中間周波数信号をA/D変換器に入力してデジタルのOFDM中間周波数信号に変換する際、アナログのOFDM中間周波数信号のダイナミックレンジ及び直流成分とA/D変換器のダイナミックレンジ及び直流成分とを適合させる必要がある。

【0012】

本発明は、このような実情に鑑みてなされたものであり、A/D変換器の持つ直流成分のオフセットを、A/D変換を行う前に補正することで、OFDM中間周波数信号のダイナミックレンジ及び直流成分とA/D変換器のダイナミックレンジ及び直流成分とを適合させ、ダイナミックレンジが広いOFDM信号を正確に復調するOFDM復調装置を提供することを目的とする。

20

【0013】

【課題を解決するための手段】

本発明にかかるOFDM復調装置は、上記課題を解決するために、直交周波数分割多重(OFDM、Orthogonal Frequency Division Multiplexing)方式により変調されたOFDM信号を復調するOFDM復調装置において、上記OFDM信号をOFDM中間周波数信号に変換する周波数変換手段と、上記周波数変換手段によって変換されたOFDM中間周波数信号の直流信号レベルを、フィードバックされる直流電圧に応じてシフトする直流信号レベルシフト手段と、上記直流信号レベルシフト手段から出力されたアナログのOFDM中間周波数信号をデジタルのOFDM中間周波数信号に変換するデジタル信号変換手段と、上記デジタル信号変換手段によりデジタルに変換されたOFDM中間周波数信号から直流レベルを検出する直流レベル検出手段と、上記直流レベルの基準となる基準直流レベルを生成する基準レベル生成手段と、上記直流レベル検出手段により検出されたOFDM中間周波数信号の直流レベルと上記基準レベル生成手段によって生成された基準直流レベルとの大小関係を比較し、当該比較結果に基づくフラグに応じて内蔵するコンデンサに蓄積される電荷の変化に応じた直流電圧を上記直流信号レベルシフト手段にフィードバックする直流電圧フィードバック手段とを備える。

30

40

【0014】

このOFDM復調装置では、上記デジタル信号変換手段の直流的なオフセットに応じて上記直流信号レベルシフト手段により直流信号レベルをシフトしたOFDM中間周波数信号を、上記デジタル信号変換手段に供給する。

【0015】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の第1の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

【0016】

直交周波数分割多重(OFDM、Orthogonal Frequency Division Multiplexing)方式によるデジタルテレビジョン放送の受信装置(OFDM受信装置)について説明する。図1

50

は、OFDM受信装置のブロック構成図である。

【0017】

OFDM受信装置1は、図1に示すように、アンテナ10と、チューナ11と、周波数変換器12と、レベル調整回路13と、A/D変換器14と、低域通過フィルタ(以下、LPFと呼ぶ。)15と、減算器16と、基準直流レベル発生回路17と、累積加算器18と、D/A変換器19と、デジタル直交復調回路20と、ウィンドウ同期回路21と、FFT(Fast Fourier Transform)演算回路22と、イコライザ部23と、デマッピング回路24とを備えている。

【0018】

放送局から放送されたデジタルテレビジョン放送の放送波は、OFDM受信装置1のアンテナ10により受信され、RF(radio frequency)信号としてチューナ11に供給される。

10

【0019】

アンテナ10により受信されたRF信号は、チューナ11で所定のRF信号が選択され周波数変換器12に供給される。周波数変換器12は、RF信号をIF(intermediate frequency)信号に周波数変換し、レベル調整回路13を介してA/D変換器14にIF信号を供給する。IF信号は、A/D変換器14によりデジタル化され、LPF15とデジタル直交復調回路20に供給される。

【0020】

LPF15は、デジタル化されたIF信号から直流成分を検出する。そして、LPF15は、IF信号の直流成分を減算器16に供給する。また、減算器16は、基準直流レベル発生回路17により生成された基準直流レベルが供給される。減算器16は、IF信号の直流成分と基準直流レベル信号とを減算処理し、差分を累積加算器18に供給する。累積加算器18は、減算器16から供給される差分を累積し、差分に応じた信号をD/A変換器19に供給する。D/A変換器19は、減算器16から供給された信号を、その大きさに応じて直流電圧に変換し、レベル調整回路13に供給する。レベル調整回路13は、供給される直流電圧に応じて、チューナ11から供給されたIF信号の直流レベルをシフトする。

20

【0021】

また、デジタル直交復調回路20は、所定の周波数(キャリア周波数)のキャリア信号を用いて、デジタル化されたIF信号を直交復調し、ベースバンドのOFDM信号を出力する。このデジタル直交復調回路20から出力されるベースバンドのOFDM信号は、FFT演算される前のいわゆる時間領域の信号である。このことから、以下、デジタル直交復調後でFFT演算される前のベースバンド信号を、OFDM時間領域信号と呼ぶ。このOFDM時間領域信号は、直交復調された結果、実軸成分(Iチャンネル信号)と、虚軸成分(Qチャンネル信号)とを含んだ複素信号となる。デジタル直交復調回路20は、OFDM時間領域信号をウィンドウ同期回路21とFFT演算回路22とに供給する。

30

【0022】

ウィンドウ同期回路21は、供給されたOFDM時間領域信号を有効シンボル期間分だけ延長させて、ガードインターバル部分とこのガードインターバルの複写元となる信号との相関性を求め、この相関性が高い部分に基づきOFDMシンボルの境界位置を算出し、その境界位置を示すウィンドウ同期信号 $W_{SYNC}$ を発生する。ウィンドウ同期回路21は、ウィンドウ同期信号 $W_{SYNC}$ をFFT演算回路22に供給する。

40

【0023】

FFT演算回路22は、供給されたOFDM時間領域信号に対してFFT演算を行い、各サブキャリアに直交変調されているデータを抽出して供給する。このFFT演算回路22から供給される信号は、FFTされた後のいわゆる周波数領域の信号である。このことから、以下、FFT演算後の信号をOFDM周波数領域信号と呼ぶ。

【0024】

FFT演算回路22は、一つのOFDMシンボルから有効シンボル長の範囲(例えば20

50

48 サンプル)の信号を抜き出し、すなわち、一つのOFDMシンボルからガードインターバルの分の範囲を除き、抜き出した2048サンプルのOFDM時間領域信号に対してFFT演算を行う。具体的にその演算開始位置は、ウィンドウ同期回路21から供給されたウィンドウ同期信号 $W_{SYN C}$ に基づくOFDMシンボルの境界から、ガードインターバルの終了位置までの間の何れかの位置となる。この演算範囲のことをFFTウィンドウと呼ぶ。FFT演算回路22は、OFDM周波数領域信号をイコライザ部23に供給する。

【0025】

イコライザ部23は、スキャッタードパイロット信号(SP信号)を用いて、OFDM周波数領域信号の位相等化及び振幅等化を行う。位相等化及び振幅等化がされたOFDM周波数領域信号は、デマッピング回路24に供給される。

10

【0026】

デマッピング回路24は、イコライザ部23により位相等化及び振幅等化されたOFDM周波数領域信号を、例えば16QAM方式に従って、デマッピングを行ってデータの復号を行う。

【0027】

また、A/D変換器14が例えば、負側に直流成分のオフセットを持っている場合、OFDM受信装置1は、A/D変換後のIF信号の直流成分にかかる負側のオフセットを打ち消すために、フィードバック制御によりA/D変換前のIF信号の直流成分を正側にシフトするように動作する。

20

【0028】

以上のように、本発明の実施の形態のOFDM受信装置1は、A/D変換器14が直流成分のオフセットを持っている場合、LPF15でA/D変換後のIF信号から直流成分を検出し、検出した直流成分から減算器16で差分を検出し、上記差分に応じてD/A変換器19で直流電圧に変換し、上記直流電圧をレベル調整回路13に供給し、レベル調整回路13でIF信号のオフセットを調整するので、A/D変換を行う前にA/D変換器が持っている直流成分のオフセットをフィードバック制御により補正する。

【0029】

つぎに、第2の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

【0030】

図2は、OFDM受信装置のブロック構成図である。

30

【0031】

OFDM受信装置2は、図2に示すように、アンテナ30と、チューナ31と、周波数変換器32と、レベル調整回路33と、A/D変換器34と、デジタル低域通過フィルタ(以下、LPFと呼ぶ。)35と、減算器36と、基準直流レベル発生回路37と、累積加算器38と、PWM(Pulse Width Modulation)発生回路39と、アナログLPF40と、デジタル直交復調回路41と、ウィンドウ同期回路42と、FFT演算回路43と、イコライザ部44と、デマッピング回路45とを備えている。

【0032】

放送局から放送されたデジタルテレビジョン放送の放送波は、OFDM受信装置2のアンテナ30により受信され、RF信号としてチューナ31に供給される。

40

【0033】

アンテナ30により受信されたRF信号は、チューナ31で所定のRF信号が選択され周波数変換器32に供給される。周波数変換器32は、RF信号をIF信号に周波数変換し、レベル調整回路33を介してA/D変換器34にIF信号を供給する。IF信号は、A/D変換器34によりデジタル化され、LPF35とデジタル直交復調回路41に供給される。

【0034】

LPF35は、デジタル化されたIF信号から直流成分を検出する。そして、LPF35は、IF信号の直流成分を減算器36に供給する。また、減算器36は、基準直流レベル

50

発生回路 37 により生成された基準直流レベルが供給される。減算器 36 は、IF 信号の直流成分と基準直流レベル信号とを減算処理し、差分を累積加算器 38 に供給する。累積加算器 38 は、減算器 36 から供給される差分を累積し、差分に応じた信号を PWM 39 に供給する。PWM 発生回路 39 は、減算器 36 から供給された信号の大きさに応じてパルス・デューティ（パルス幅比）を変化させた PWM 信号を発生し、アナログ LPF 40 に供給する。アナログ LPF 40 は、供給された PWM 信号のパルス・デューティに応じて直流電圧に変換し、レベル調整回路 33 に供給する。レベル調整回路 33 は、供給される直流電圧に応じて、チューナ 31 から供給された IF 信号の直流レベルをシフトする。

【0035】

また、デジタル直交復調回路 41、ウィンドウ同期回路 42、FFT 演算回路 43、イコライザ部 44 及びデマッピング回路 45 は、第 1 の実施の形態で述べたデジタル直交復調回路 20、ウィンドウ同期回路 21、FFT 演算回路 22、イコライザ部 23 及びデマッピング回路 24 と同様であるので説明を省略する。

【0036】

A/D 変換器 34 が例えば、負側に直流成分のオフセットを持っている場合、OFDM 受信装置 2 は、A/D 変換後の IF 信号の直流成分にかかる負側のオフセットを打ち消すために、フィードバック制御により A/D 変換前の IF 信号の直流成分を正側にシフトするように動作する。

【0037】

以上のように、本発明の実施の形態の OFDM 受信装置 2 は、A/D 変換器 34 が直流成分のオフセットを持っている場合、LPF 35 で A/D 変換後の IF 信号から直流成分を検出し、検出した直流成分から減算器 36 で差分を検出し、上記差分に応じて PWM 発生回路 39 及びアナログ LPF 40 で直流電圧に変換し、上記直流電圧をレベル調整回路 33 に供給し、レベル調整回路 33 で IF 信号のオフセットを調整するので、A/D 変換を行う前に A/D 変換器が持っている直流成分のオフセットをフィードバック制御により補正する。

【0038】

つぎに、第 3 の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

【0039】

図 3 は、OFDM 受信装置のブロック構成図である。

【0040】

OFDM 受信装置 3 は、図 3 に示すように、アンテナ 50 と、チューナ 51 と、周波数変換器 52 と、レベル調整回路 53 と、A/D 変換器 54 と、低域通過フィルタ（以下、LPF と呼ぶ。）LPF 55 と、基準直流レベル発生回路 56 と、比較器 57 と、充放電回路 58 と、デジタル直交復調回路 59 と、ウィンドウ同期回路 60 と、FFT 演算回路 61 と、イコライザ部 62 と、デマッピング回路 63 を備えている。

【0041】

放送局から放送されたデジタルテレビジョン放送の放送波は、OFDM 受信装置 3 のアンテナ 50 により受信され、RF 信号としてチューナ 51 に供給される。

【0042】

アンテナ 50 により受信された RF 信号は、チューナ 51 で所定の RF 信号が選択され周波数変換器 52 に供給される。周波数変換器 52 は、RF 信号を IF 信号に周波数変換し、レベル調整回路 53 を介して A/D 変換器 54 に IF 信号を供給する。IF 信号は、A/D 変換器 54 によりデジタル化され、LPF 55 とデジタル直交復調回路 59 に供給される。

【0043】

LPF 55 は、デジタル化された IF 信号から直流成分を検出する。そして、LPF 55 は、IF 信号の直流成分を比較器 57 に供給する。また、比較器 57 は、基準直流レベル発生回路 56 により生成された基準直流レベルが供給される。

【0044】

10

20

30

40

50

比較器 57 では、基準直流レベル信号を A 信号とし、IF 信号の直流成分を B 信号として、A 信号及び B 信号を比較し、例えば、A 信号が B 信号より大きい場合 ( $A > B$ )、ポート 1 から充放電回路 58 にフラグを出力し、また、A 信号が B 信号より小さい場合 ( $A < B$ )、ポート 2 から充放電回路 58 にフラグを出力する。なお、比較器 57 は、A 信号と B 信号とが等しい場合 ( $A = B$ )、フラグの出力はないものとする。

【0045】

また、デジタル直交復調回路 59、ウィンドウ同期回路 60、FFT 演算回路 61、イコライザ部 62 及びデマッピング回路 63 は、第 1 の実施の形態で述べたデジタル直交復調回路 20、ウィンドウ同期回路 21、FFT 演算回路 22、イコライザ部 23 及びデマッピング回路 24 と同様であるので説明を省略する。

10

【0046】

ここで、充放電回路 58 の構成と動作について図 4 を用いて説明する。充放電回路 58 は、充電用バッファ 58a と、放電用バッファ 58b と、第 1 の抵抗 58c と、第 2 の抵抗 58d と、コンデンサ 58e とを備えている。充電用バッファ 58a は、第 1 の抵抗 58c を介してコンデンサ 58e に接続されている。放電用バッファ 58b は、第 2 の抵抗 58d を介してコンデンサ 58e に接続されている。

【0047】

充電用バッファ 58a は、電源  $V_{DD}$  が接続されており、比較器 57 のポート 1 からフラグの入力を受け付ける。充電用バッファ 58a は、比較器 57 のポート 1 からフラグが入力された場合、所定の電圧レベルを出力し、一方、比較器 57 のポート 1 からフラグが入力されない場合、ハイインピーダンスの状態となる。

20

【0048】

放電用バッファ 58b は、接地されており、比較器 57 のポート 2 からフラグの入力を受け付ける。放電用バッファ 58b は、比較器 57 のポート 2 からフラグが入力された場合、接地レベルを出力し、一方、比較器 57 のポート 2 からフラグの入力がされない場合、ハイインピーダンスの状態となる。充電用バッファ 58a 及び放電用バッファ 58b は、例えば、スリーステートバッファである。

【0049】

また、A/D 変換器 54 が例えば、正側に直流成分のオフセットを持っている場合、OFDM 受信装置 3 は、A/D 変換後の IF 信号の直流成分にかかる正側のオフセットを打ち消すために、フィードバック制御により A/D 変換前の IF 信号の直流成分を負側にシフトする。上述の動作について以下に詳細を述べる。

30

【0050】

A/D 変換器 54 により A/D 変換された IF 信号は、LPF 55 で直流成分が検出される。LPF 55 は、検出した上記 IF 信号の直流成分を比較器 57 に供給する。比較器 57 は、基準直流レベル発生回路 56 から供給される基準直流レベル (A) と上記 IF 信号の直流成分 (B) とを比較し、IF 信号の直流成分 (B) の方が大きい ( $A < B$ ) と判断する。比較器 57 は、ポート 2 から充放電回路 58 の放電用バッファ 58b にフラグを供給する。放電用バッファ 58b は、フラグの入力に応じて、接地レベルを出力する。一方、充電用バッファ 58a は、フラグの入力がないのでハイインピーダンスの状態となる。コンデンサ 58e は、第 2 の抵抗 58d を介して接地されるので、コンデンサ 58e に蓄えられている直流電圧は、コンデンサ 58e の容量と第 2 の抵抗 58d の抵抗値とで決定される時定数により減少する。

40

【0051】

したがって、充放電回路 58 からレベル調整回路 53 に供給される直流電圧の減少に基づいて、レベル調整回路 53 は、入力される IF 信号の直流レベルを減少調整を行う。

【0052】

以上のように、本発明の実施の形態の OFDM 受信装置 3 は、A/D 変換器 54 が直流成分のオフセットを持っている場合、充放電回路 58 のコンデンサ 58e に蓄えられている直流電圧の減少又は増大に応じた直流電圧をレベル調整回路 53 に供給し、レベル調整回

50

路53でIF信号のオフセットを調整するので、A/D変換を行う前にA/D変換器が持っている直流成分のオフセットをフィードバック制御により補正する。

【0053】

つぎに、第4の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

【0054】

図5は、OFDM受信装置のブロック構成図である。

【0055】

OFDM受信装置4は、図5に示すように、アンテナ70と、チューナ71と、周波数変換器72、レベル調整回路73と、A/D変換器74と、低域通過フィルタ(以下、LPFと呼ぶ。)75と、基準直流レベル発生回路76と、比較器77と、充放電回路78と、デジタル直交復調回路79と、ウィンドウ同期回路80と、FFT演算回路81と、イコライザ部82と、デマッピング回路83とを備えている。

10

【0056】

放送局から放送されたデジタルテレビジョン放送の放送波は、OFDM受信装置4のアンテナ70により受信され、RF信号としてチューナ71に供給される。

【0057】

アンテナ70により受信されたRF信号は、チューナ71で所定のRF信号が選択され周波数変換器72に供給される。周波数変換器72は、RF信号をIF信号に周波数変換し、レベル調整回路73を介してA/D変換器74にIF信号を供給する。IF信号は、A/D変換器74によりデジタル化され、LPF75とデジタル直交復調回路79に供給される。

20

【0058】

LPF75は、デジタル化されたIF信号から直流成分を検出する。そして、LPF75は、IF信号の直流成分を比較器77に供給する。また、比較器77は、基準直流レベル発生回路76により生成された基準直流レベルが供給される。

【0059】

比較器77では、基準直流レベル信号をA信号とし、IF信号の直流成分をB信号として、A信号とB信号との差の大きさを基準値kと比較する。基準値kは、所定の大きさの値とする。A信号とB信号とを比較し、A信号の方が大きい場合を以下に説明する。A信号からB信号を減じた値が基準値kより大きいとき( $A - B > k$ )、ポート1から充放電回路78にフラグを出力し、また、A信号からB信号を減じた値が零より大きく、かつ基準値kより小さいとき( $k > A - B > 0$ )、ポート2から充放電回路78にフラグを出力する。

30

【0060】

また、A信号とB信号とを比較し、B信号の方が大きい場合を以下に説明する。B信号からA信号を減じた値が零より大きく、かつ基準値kより小さいとき( $k > B - A > 0$ )、ポート3から充放電回路78にフラグを出力し、またB信号からA信号を減じた値が基準値kより小さいとき( $B - A > k$ )、ポート4から充放電回路78にフラグを出力する。なお、比較器77は、A信号とB信号とが等しい場合( $A = B$ )、フラグの出力はないものとする。

40

【0061】

また、デジタル直交復調回路79、ウィンドウ同期回路80、FFT演算回路81、イコライザ部82及びデマッピング回路83は、第1の実施の形態で述べたデジタル直交復調回路20、ウィンドウ同期回路21、FFT演算回路22、イコライザ部23及びデマッピング回路24と同様であるので説明を省略する。

【0062】

ここで、充放電回路78の構成と動作について図6を用いて説明する。充放電回路78は、充電用バッファ78aと、充電用バッファ78bと、放電用バッファ78cと、放電用バッファ78dと、第1の抵抗78eと、第2の抵抗78fと、第3の抵抗78gと、第4の抵抗78hと、コンデンサ78iとを備えている。充電用バッファ78aは、第1の

50

抵抗 78 e を介してコンデンサ 78 i に接続されている。また、充電用バッファ 78 b は、第 2 の抵抗 78 f を介してコンデンサ 78 i に接続されている。なお、第 1 の抵抗 78 e の抵抗値と第 2 の抵抗 78 f の抵抗値とは異なることとする。放電用バッファ 78 c は、第 3 の抵抗 78 g を介してコンデンサ 78 i に接続されている。また、放電用バッファ 78 d は、第 4 の抵抗 78 h を介してコンデンサ 78 i に接続されている。なお、第 3 の抵抗 78 g の抵抗値と第 4 の抵抗 78 h の抵抗値とは異なることとする。

【 0 0 6 3 】

充電用バッファ 78 a は、電源  $V_{DD}$  が接続されており、比較器 77 のポート 1 からフラグの入力を受け付ける。充電用バッファ 78 e は、比較器 77 のポート 1 からフラグが入力された場合、所定の電圧レベル 1 を出力し、一方、比較器 77 のポート 1 からフラグが

10

【 0 0 6 4 】

充電用バッファ 78 b は、電源  $V_{DD}$  が接続されており、比較器 77 のポート 1 からフラグの入力を受け付ける。充電用バッファ 78 f は、比較器 77 のポート 1 からフラグが入力された場合、所定の電圧レベル 2 を出力し、一方、比較器 77 のポート 1 からフラグが入力されない場合、ハイインピーダンスの状態となる。なお、充電用バッファ 78 a から出力される所定の電圧レベル 1 が第 1 の抵抗 78 e を介してコンデンサ 78 i に蓄積される単位時間当たりの電圧量と、充電用バッファ 78 b から出力される所定の電圧レベル 2 が第 2 の抵抗 78 f を介してコンデンサ 78 i に蓄積される単位時間当たりの電圧量とは異なることとする。また、本実施例では、電圧レベル 1 の方が電圧レベル 2 の方より大きいとしている。

20

【 0 0 6 5 】

放電用バッファ 78 c は、接地されており、比較器 77 のポート 3 からフラグの入力を受け付ける。放電用バッファ 78 c は、比較器 77 のポート 3 からフラグが入力された場合、接地レベル 1 を出力し、一方、比較器 77 のポート 3 からフラグの入力がされない場合、ハイインピーダンスの状態となる。

【 0 0 6 6 】

放電用バッファ 78 d は、接地されており、比較器 77 のポート 4 からフラグの入力を受け付ける。放電用バッファ 78 d は、比較器 77 のポート 4 からフラグが入力された場合、接地レベル 2 を出力し、一方、比較器 77 のポート 4 からフラグの入力がされない場合、ハイインピーダンスの状態となる。なお、ポート 3 から放電用バッファ 78 c にフラグが入力され、コンデンサ 78 i に蓄えられている直流電圧が、第 3 の抵抗 78 g を介して放電される単位時間当たりの電圧量と、ポート 4 から放電用バッファ 78 d にフラグが入力され、コンデンサ 78 i に蓄えられている直流電圧が、第 4 の抵抗 78 h を介して放電される単位時間当たりの電圧量とは異なることとする。また、本実施例では、接地レベル 2 の方が接地レベル 1 の方より大きいとしている。また、充電用バッファ 78 a、充電用バッファ 78 b、放電用バッファ 78 c 及び放電用バッファ 78 d は、例えば、スリーステートバッファである。

30

【 0 0 6 7 】

充電用バッファ 78 a は、比較器 77 のポート 1 からフラグが入力されると、電源電圧を第 1 の抵抗 78 e を介してコンデンサ 78 i に供給する。このとき、充電用バッファ 78 b、放電用バッファ 78 c 及び放電用バッファ 78 d は、ハイインピーダンスの状態となる。コンデンサ 78 i に蓄えられる直流電圧は、コンデンサ 78 i の容量と第 1 の抵抗 78 e の抵抗値とで決定される時定数により増大する。充放電回路 78 は、コンデンサ 78 i に充電される直流電圧に応じた信号をレベル調整回路 73 に供給する。レベル調整回路 73 は、充放電回路 78 から供給される直流電圧に応じて、入力されるアナログの IF 信号の直流レベルを増大する。

40

【 0 0 6 8 】

充電用バッファ 78 b は、比較器 77 のポート 2 からフラグが入力されると、電源電圧を第 2 の抵抗 78 f を介してコンデンサ 78 i に供給する。このとき、充電用バッファ 78

50

a、放電用バッファ78c及び放電用バッファ78dは、ハイインピーダンスの状態となる。コンデンサ78iに蓄えられる直流電圧は、コンデンサ78iの容量と第2の抵抗78fの抵抗値とで決定される時定数により増大する。充放電回路78は、コンデンサ78iに充電される直流電圧に応じた信号をレベル調整回路73に供給する。レベル調整回路73は、充放電回路78から供給される直流電圧に応じて、入力されるアナログのIF信号の直流レベルを増大する。

【0069】

放電用バッファ78cは、比較器77のポート3からフラグが入力されると、接地レベルを第3の抵抗78gを介してコンデンサ78iに供給する。したがって、コンデンサ78iは、抵抗78gを介して接地された状態となる。このとき、充電用バッファ78a、充電用バッファ78b及び放電用バッファ78dは、ハイインピーダンスの状態となる。コンデンサ78iに蓄えられている直流電圧は、コンデンサ78iの容量と第3の抵抗78gの抵抗値とで決定される時定数により減少する。充放電回路78は、コンデンサ78iから放電される直流電圧に応じた信号をレベル調整回路73に供給に供給する。レベル調整回路73は、充放電回路78から供給される直流電圧に応じて、入力されるアナログのIF信号の直流レベルを減少する。

10

【0070】

また、放電用バッファ78dは、比較器77のポート4からフラグが入力されると、接地レベルを第4の抵抗78hを介してコンデンサ78iに供給する。したがって、コンデンサ78iは、第4の抵抗78hを介して接地された状態となる。このとき、充電用バッファ78a、充電用バッファ78b及び放電用バッファ78cは、ハイインピーダンスの状態となる。コンデンサ78iに蓄えられている直流電圧は、コンデンサ78iの容量と第4の抵抗78hの抵抗値とで決定される時定数により減少する。充放電回路78は、コンデンサ78iから放電される直流電圧に応じた信号をレベル調整回路73に供給に供給する。レベル調整回路73は、充放電回路78から供給される直流電圧に応じて、入力されるアナログのIF信号の直流レベルを減少する。

20

【0071】

以上のように、本発明の実施の形態のOFDM受信装置4は、A/D変換器74が直流成分のオフセットを持っている場合、上記オフセットの大きさに応じて、充放電回路78のコンデンサ78iに蓄えられている直流電圧の放電量又は充電量を段階的に調整し、調整した直流電圧に基づいて、レベル調整回路73によりIF信号のオフセットを調整するので、A/D変換を行う前にA/D変換器が持っている直流成分のオフセットをフィードバック制御により段階的に高速に補正する。

30

【0072】

つぎに、第5の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

【0073】

図7は、OFDM受信装置のブロック構成図である。

【0074】

OFDM受信装置5は、図7に示すように、アンテナ90と、チューナ91と、周波数変換器92と、レベル調整回路93と、A/D変換器94と、低域通過フィルタ(以下、LPFと呼ぶ。)95と、基準直流レベル発生回路96と、比較器97と、充放電回路98と、デジタル直交復調回路99と、ウィンドウ同期回路100と、FFT演算回路101と、イコライザ部102と、デマッピング回路103とを備えている。

40

【0075】

放送局から放送されたデジタルテレビジョン放送の放送波は、OFDM受信装置5のアンテナ90により受信され、RF信号としてチューナ91に供給される。

【0076】

アンテナ90により受信されたRF信号は、チューナ91で所定のRF信号が選択され周波数変換器92に供給される。周波数変換器92は、RF信号をIF信号に周波数変換し、レベル調整回路93を介してA/D変換器94にIF信号を供給する。IF信号は、A

50

/D変換器94によりデジタル化され、LPF95とデジタル直交復調回路99に供給される。

【0077】

LPF95は、デジタル化されたIF信号から直流成分を検出する。そして、LPF95は、IF信号の直流成分を比較器97に供給する。また、比較器97は、基準直流レベル発生回路96により生成された基準直流レベルが供給される。

【0078】

比較器97では、基準直流レベル信号をA信号とし、IF信号の直流成分をB信号として、A信号及びB信号を比較し、例えば、A信号がB信号より大きい場合 ( $A > B$ )、ポート1から充放電回路98にフラグを出力し、また、A信号とB信号とが等しい場合 ( $A = B$ )、ポート2から充放電回路58にフラグを出力する。なお、比較器57は、A信号よりB信号が大きい場合 ( $A < B$ )、フラグの出力はないものとする。また、比較器97のポート1から出力されるフラグは、バッファ98aの接続端子200に入力され、ポート2から出力されるフラグは、バッファ98aの接続端子201に入力される。

【0079】

充放電回路98は、バッファ98aと、抵抗98bと、コンデンサ98cとを備えている。バッファ98aは、抵抗98bを介してコンデンサ98cに接続されている。バッファ98aは、接続端子200と接続端子201とを有している。また、バッファ98aは、例えば、スリーステートバッファである。

【0080】

また、デジタル直交復調回路99、ウィンドウ同期回路100、FFT演算回路101、イコライザ部102及びデマッピング回路103は、第1の実施の形態で述べたデジタル直交復調回路20、ウィンドウ同期回路21、FFT演算回路22、イコライザ部23及びデマッピング回路24と同様であるので説明を省略する。

【0081】

また、A/D変換器94が直流成分のオフセットを持っている場合、OFDM受信装置5は、A/D変換後のIF信号の直流成分にかかる正側又は負側のオフセットを打ち消すために、フィードバック制御によりA/D変換前のIF信号の直流成分を負側又は正側にシフトする。

【0082】

ここで、A/D変換器94が正側に直流成分のオフセットを持っている場合のオフセットの補正について以下に述べる。

【0083】

A/D変換器94によりA/D変換されたIF信号は、LPF95で直流成分が検出される。LPF95は、検出した上記IF信号の直流成分を比較器97に供給する。比較器97は、基準直流レベル発生回路96から供給される基準直流レベル(A)と上記IF信号の直流成分(B)とを比較し、IF信号の直流成分(B)の方が大きい ( $A < B$ ) と判断する。このとき、比較器97は、充放電回路98のバッファ98aにフラグの供給を行わない。バッファ98aは、ポート2から接続端子201にフラグが供給されないことから、ハイインピーダンスの状態とならないため、ポート1の出力である接地レベルが出力される。コンデンサ98cは、抵抗98bを介して接地されるので、コンデンサ98cに蓄えられている直流電圧は、コンデンサ98cの容量と抵抗98bの抵抗値とで決定される時定数により減少する。

【0084】

したがって、充放電回路98からレベル調整回路93に供給される直流電圧の減少に基づいて、レベル調整回路93は、入力されるIF信号の直流レベルを減少調整を行う。このようにして、A/D変換器が持っている直流成分のオフセットを補正する。

【0085】

また、A/D変換器94が負側に直流成分のオフセットを持っている場合のオフセットの補正について以下に述べる。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 8 6 】

A / D変換器 9 4 により A / D変換された I F 信号は、L P F 9 5 で直流成分が検出される。L P F 9 5 は、検出した上記 I F 信号の直流成分を比較器 9 7 に供給する。比較器 9 7 は、基準直流レベル発生回路 9 6 から供給される基準直流レベル ( A ) と上記 I F 信号の直流成分 ( B ) とを比較し、基準直流レベル ( A ) の方が大きい (  $A > B$  ) と判断する。このとき、比較器 9 7 は、ポート 1 から接続端子 2 0 0 にフラグを供給する。そして、バッファ 9 8 a の出力は、増大し、抵抗 9 8 b を介してコンデンサ 9 8 c に直流電圧を充電する。

## 【 0 0 8 7 】

したがって、充放電回路 9 8 からレベル調整回路 9 3 に供給される直流電圧の増加に基づいて、レベル調整回路 9 3 は、入力される I F 信号の直流レベルを増加調整を行う。このようにして、A / D変換器が持っている直流成分のオフセットを補正する。

10

## 【 0 0 8 8 】

なお、基準直流レベル発生回路 9 6 から供給される基準直流レベル ( A ) と上記 I F 信号の直流成分 ( B ) とを比較し、基準直流レベルと I F 信号の直流成分とが等しかった場合 (  $A = B$  )、比較器 9 7 は、ポート 2 からバッファ 9 8 a の接続端子 2 0 1 にフラグを供給する。このとき、バッファ 9 8 a の出力は、ハイインピーダンスの状態となり、コンデンサ 9 8 c を充放電することなく、電圧値を保持する。したがって、レベル調整回路 9 3 は、入力される I F 信号の直流レベルを増減しない。

## 【 0 0 8 9 】

以上のように、本発明の実施の形態の O F D M 受信装置 5 は、A / D変換器 9 4 が直流成分のオフセットを持っている場合、充放電回路 9 8 のコンデンサ 9 8 c に蓄えられている直流電圧の減少又は増大に応じた信号をレベル調整回路 9 3 に供給し、レベル調整回路 9 3 で I F 信号のオフセットを調整するので、A / D変換を行う前に A / D変換器が持っている直流成分のオフセットをフィードバック制御により補正する。

20

## 【 0 0 9 0 】

## 【発明の効果】

本発明にかかる O F D M 復調装置では、A / D変換器が直流成分のオフセットを持っている場合、A / D変換器により入力信号の A / D変換を行う前に上記直流成分のオフセットに基づいてレベル調整回路により直流信号レベルをフィードバック制御により補正するので、O F D M 中間周波数信号のダイナミックレンジ及び直流成分と A / D変換器のダイナミックレンジ及び直流成分とを適合させ、クリップ歪みを受けることなく、ダイナミックレンジが広い O F D M 信号を正確に復調することを可能とする。

30

## 【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第 1 の実施の形態の O F D M 受信装置のブロック構成図である。

【図 2】本発明の第 2 の実施の形態の O F D M 受信装置のブロック構成図である。

【図 3】本発明の第 3 の実施の形態の O F D M 受信装置のブロック構成図である。

【図 4】本発明の第 3 の実施の形態の O F D M 受信装置の充放電回路の動作を示すブロック構成図である。

【図 5】本発明の第 4 の実施の形態の O F D M 受信装置のブロック構成図である。

40

【図 6】本発明の第 4 の実施の形態の O F D M 受信装置の充放電回路の動作を示すブロック構成図である。

【図 7】本発明の第 5 の実施の形態の O F D M 受信装置のブロック構成図である。

【図 8】O F D M 信号のガードインターバルについて説明する図である。

【図 9】1 6 Q A M で情報を送信した際の送信信号のコンスタレーション ( a ) 及び A / D 変換後の受信信号のコンスタレーション ( b ) を示す図である。

【図 1 0】直流成分のオフセットの補正を行う従来の受信装置のブロック図である。

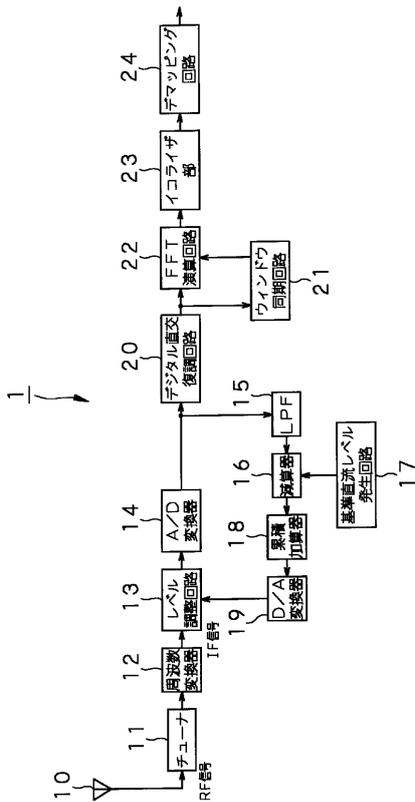
## 【符号の説明】

1 , 2 , 3 , 4 , 5 O F D M 受信装置、1 3 , 3 3 , 5 3 , 7 3 , 9 3 レベル調整回路、1 4 , 3 4 , 5 4 , 7 4 , 9 4 A / D 変換器、1 5 , 3 5 , 5 5 , 7 5 , 9 5 低

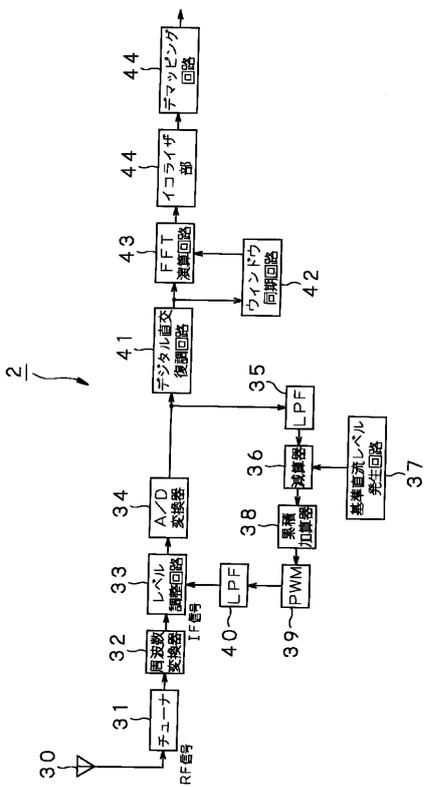
50

域通過フィルタ、16, 36 減算器、17, 37, 56, 76, 96 基準直流レベル発生回路、18, 38 累積加算器、19 D/A変換器、20, 41, 59, 79, 99 デジタル直交復調回路、39 PWM発生回路、57, 77, 97 比較器、58, 78, 98 充放電回路

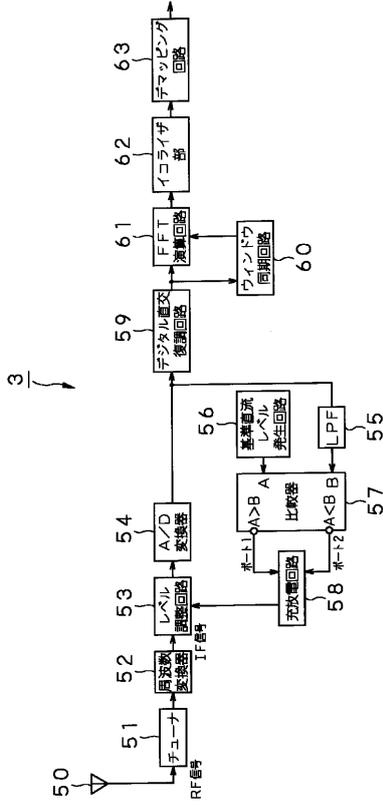
【図1】



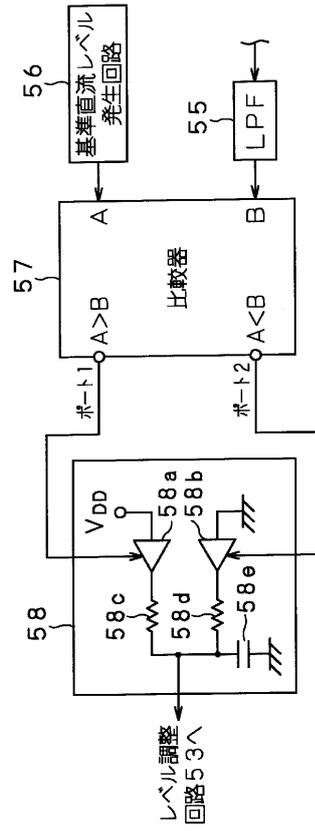
【図2】



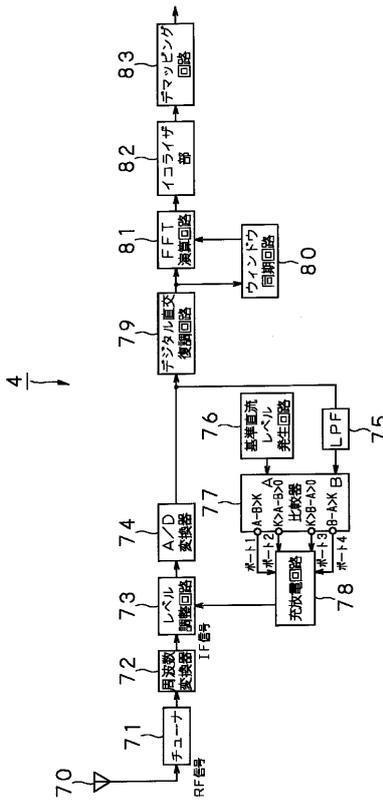
【図3】



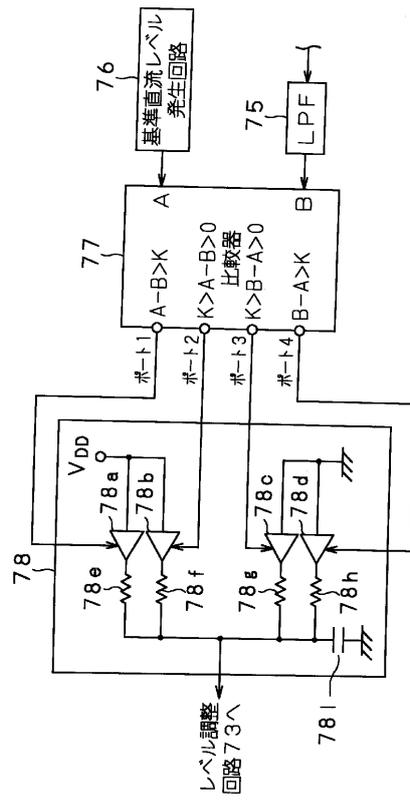
【図4】



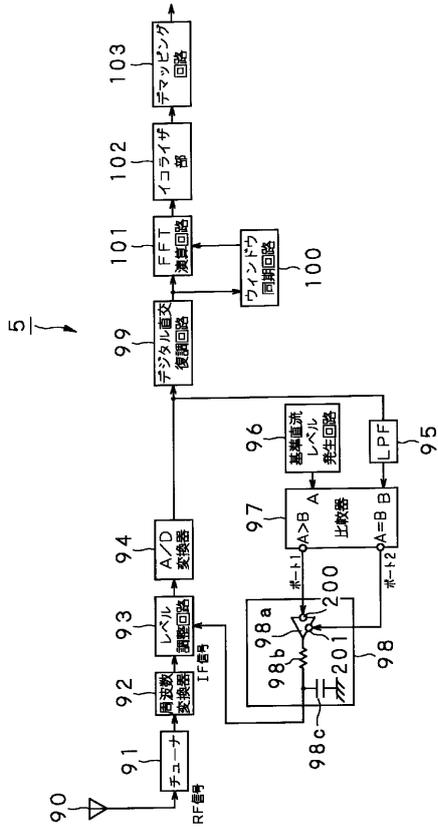
【図5】



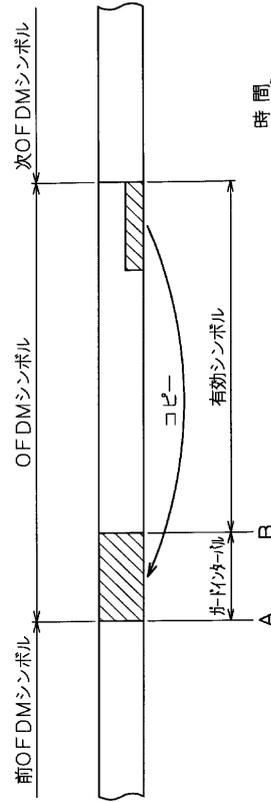
【図6】



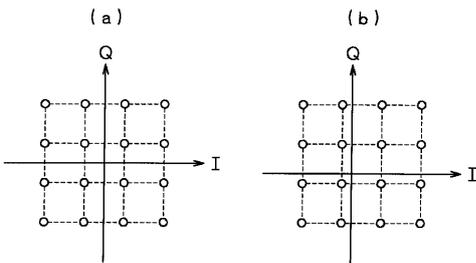
【図7】



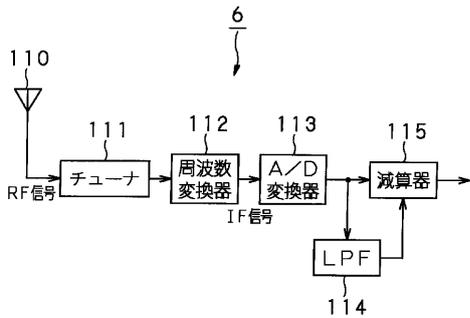
【図8】



【図9】



【図10】



フロントページの続き

審査官 矢頭 尚之

(56)参考文献 特開2001-044964(JP,A)  
特開平09-331364(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H04J 11/00  
H04B 1/16