

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4317335号  
(P4317335)

(45) 発行日 平成21年8月19日(2009.8.19)

(24) 登録日 平成21年5月29日(2009.5.29)

(51) Int.Cl.		F I			
HO4B	7/08	(2006.01)	HO4B	7/08	A
HO4J	11/00	(2006.01)	HO4J	11/00	Z
HO4N	5/44	(2006.01)	HO4N	5/44	Z

請求項の数 4 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2001-238158 (P2001-238158)	(73) 特許権者	000004352
(22) 出願日	平成13年8月6日(2001.8.6)		日本放送協会
(65) 公開番号	特開2003-51768 (P2003-51768A)		東京都渋谷区神南2丁目2番1号
(43) 公開日	平成15年2月21日(2003.2.21)	(74) 代理人	100072604
審査請求日	平成18年3月27日(2006.3.27)		弁理士 有我 軍一郎
特許権者において、実施許諾の用意がある。		(72) 発明者	高田 政幸
			東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日 本放送協会 放送技術研究所内
		(72) 発明者	木村 智
			東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日 本放送協会 放送技術研究所内
		(72) 発明者	居相 直彦
			東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日 本放送協会 放送技術研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ダイバーシティ受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

OFDM変調されたデジタル伝送方式の送信信号をダイバーシティ受信する受信機において、受信する複数の受信信号のガードインターバル期間とシンボル末尾との信号の相関性を用いてS/N及び雑音電力のいずれか一方を算出するS/N算出手段と、前記S/N算出手段の算出結果を相互に比較する比較手段と、前記比較手段による比較結果に応じて前記複数の受信信号を切り換える切換手段と、切り換えられた受信信号のFFT処理を行うFFT手段と、FFT処理された受信信号に復調のための振幅位相基準として挿入されているパイロットシンボルを1シンボル内の周波数方向にのみ内挿して周波数応答を求めて前記受信信号の復調を行う復調手段と、前記複数の受信信号がそれぞれ直交復調された信号を合成する合成手段と、前記合成手段により合成された信号に基づいて前記受信機の制御を行うためのクロック信号を生成するクロック信号生成手段とを備えたことを特徴とするダイバーシティ受信機。

【請求項2】

OFDM変調されたデジタル伝送方式の送信信号をダイバーシティ受信する受信機において、受信する複数の受信信号のガードインターバル期間とシンボル末尾との信号の相関性を用いてS/N及び雑音電力のいずれか一方を算出するS/N算出手段と、前記S/N算出手段の算出結果を相互に比較する比較手段と、前記比較手段による比較結果に応じて前記複数の受信信号を切り換える切換手段と、切り換えられた受信信号のFFT処理を行うFFT手段と、FFT処理された受信信号に復調のための振幅位相基準として挿入され

ているパイロットシンボルを1シンボル内の周波数方向にのみ内挿して周波数応答を求めて前記受信信号の復調を行う復調手段と、前記切換手段の出力信号に基づいて前記受信機の制御を行うためのクロック信号を生成するクロック信号生成手段とを備えたことを特徴とするダイバーシティ受信機。

【請求項3】

OFDM変調されたデジタル伝送方式の送信信号をダイバーシティ受信する受信機において、受信する複数の受信信号のガードインターバル期間とシンボル末尾との信号の相関性を用いてS/N及び雑音電力のいずれか一方を算出するS/N算出手段と、前記複数の受信信号におけるブランチ間の位相差を求める位相差検出手段と、前記位相差を補正する位相差補正手段と、前記S/N算出手段の算出結果に基づいて前記位相差が補正された受信信号を重み付けして合成する重み付け合成手段と、前記重み付け合成手段の出力信号のFFT処理を行うFFT手段と、FFT処理された受信信号に復調のための振幅位相基準として挿入されているパイロットシンボルを1シンボル内の周波数方向にのみ内挿して周波数応答を求めて前記受信信号の復調を行う復調手段と、前記重み付け合成手段の出力信号に基づいて前記受信機の制御を行うためのクロック信号を生成するクロック信号生成手段とを備えたことを特徴とするダイバーシティ受信機。

10

【請求項4】

OFDM変調されたデジタル伝送方式の送信信号をダイバーシティ受信する受信機において、受信する複数の受信信号のガードインターバル期間とシンボル末尾との信号の相関性を用いてS/N及び雑音電力のいずれか一方を算出するS/N算出手段と、前記複数の受信信号のうち予め定めた基準受信信号に対するブランチ間の位相差を求める位相差検出手段と、前記位相差を補正する位相差補正手段と、前記S/N算出手段の算出結果に基づいて前記位相差が補正された受信信号を重み付けして合成する重み付け合成手段と、前記重み付け合成手段の出力信号のFFT処理を行うFFT手段と、FFT処理された受信信号に復調のための振幅位相基準として挿入されているパイロットシンボルを1シンボル内の周波数方向にのみ内挿して周波数応答を求めて前記受信信号の復調を行う復調手段と、前記基準受信信号に基づいて前記受信機の制御を行うためのクロック信号を生成するクロック信号生成手段とを備えたことを特徴とするダイバーシティ受信機。

20

【発明の詳細な説明】

【0001】

30

【発明の属する技術分野】

本発明は、地上デジタルテレビジョン放送あるいは地上デジタル音声放送など、マルチキャリア変調方式であるOFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexingの略で、直交周波数分割多重)を使った無線通信システムのダイバーシティ受信機に関し、特に、移動受信など劣悪な無線伝搬環境下においても高品質な情報が受信できるようにしたダイバーシティ受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】

OFDM伝送波のダイバーシティ受信機としては、「特開平9-284191」、「特開平11-205273」、「特願2001-67267」などの公報に記載されたものがあり、これらのダイバーシティ受信機は、受信信号をFFT(Fast Fourier Transformの略で、高速フーリエ変換)処置後、選択切換や合成を行っている。

40

【0003】

図6は、この種の従来のダイバーシティ受信機における受信系の構成図を示す。

【0004】

図6に示すように、従来のダイバーシティ受信機は、ブランチNo.1~No.L毎に設けられる複数のアンテナ400で受信されたOFDM伝送波は、複数のチューナ部402でそれぞれ中間周波数帯の例えば57MHz帯や8.127MHz帯の信号に変換される。このアナログ信号がそれぞれ複数のA/D変換部404でデジタル信号に変換された後、直交復調部406で直交復調されて複数の複素ベースバンド信号が得られる。

50

## 【 0 0 0 5 】

この複数の複素ベースバンド信号をそれぞれ複数のFFT部408でFFT処理して周波数領域の信号に変換する。この変換信号は、地上デジタル放送波の場合は数千本のキャリアから構成されており、複数の周波数応答部414や周波数重み付け計数算出部416や切換部410（または合成部）により選択切換（または合成）が行われ、復調部412ではキャリア毎にデマッピングされた後、誤り訂正が施され、訂正後のデジタル信号のストリームが出力される。

## 【 0 0 0 6 】

## 【 発明が解決しようとする課題 】

しかしながら、従来のダイバーシティ受信機においては、ブランチNo. 1 ~ No. L 毎に周波数応答を把握するため回路規模が大の複数のFFT408が必要で、全体として極めて回路規模が大きくならざるを得ないという欠点があった。

10

## 【 0 0 0 7 】

本発明は、このような従来の問題を解決するためになされたもので、回路規模を小さくすることを実現しコスト的にも有利とするダイバーシティ受信機を提供するものである。

## 【 0 0 0 8 】

## 【 課題を解決するための手段 】

本発明のダイバーシティ受信機は、OFDM変調されたデジタル伝送方式の送信信号をダイバーシティ受信する受信機において、前記受信機の受信信号のガードインターバル期間を利用して複数の前記入力信号の伝送特性を検出する伝送特性検出手段と、前記複数の入力信号の伝送特性を相互に比較する比較手段と、前記比較手段による比較結果に応じて前記複数の入力信号を切り換える切換手段とを備え、前記複数の入力信号が前記伝送特性に応じて切り換えられ、切り換えられた前記入力信号のFFT処理を行って復調することとした。

20

## 【 0 0 0 9 】

また、前記入力信号のガードインターバル相関を利用して予め定めたクロックを再生し、前記切換手段は、前記クロックのタイミングで前記比較結果に応じて前記複数の入力信号を切り換えることとした。

## 【 0 0 1 0 】

また、前記クロックとして、前記入力信号のガードインターバル相関を利用して再生する基準クロック信号やシンボルクロックを使用することとした。

30

## 【 0 0 1 1 】

また、前記伝送特性として、前記入力信号のガードインターバル期間とシンボル末尾との信号の相関性を用いてS/Nを算出することとした。

## 【 0 0 1 2 】

また、前記伝送特性として、前記入力信号のガードインターバル期間とシンボル末尾との信号の相関性を用いて雑音電力を算出することとした。

## 【 0 0 1 3 】

また、前記入力信号に復調のための振幅位相基準として挿入されているパイロットシンボルを1シンボル内の周波数方向にのみ挿入して周波数応答を求め、前記復調を行うこととした。

40

## 【 0 0 1 4 】

また、前記複数の入力信号を合成する合成手段をさらに備え、前記合成手段により合成された信号を使って前記クロックの再生を行うこととした。

## 【 0 0 1 5 】

また、前記切換手段で切り換え後の前記入力信号を使って前記クロックの再生を行うこととした。

## 【 0 0 1 6 】

また、前記切換手段は、前記比較手段により、前記伝送特性の最も優れた前記入力信号を選択することとした。

50

## 【 0 0 1 7 】

また、本発明のダイバーシティ受信機は、OFDM変調されたデジタル伝送方式の送信信号をダイバーシティ受信する受信機において、前記受信機の複数の受信信号におけるブランチ間の位相差を求める位相差検出手段と、前記位相差を補正する位相差補正手段とを備え、前記位相差検出手段により検出された位相差に応じて前記ブランチの位相差を補正して合成し、その後FFT処理を行って復調することとした。

## 【 0 0 1 8 】

また、前記受信機において、前記受信信号のガードインターバル期間を利用して伝送特性を検出し、ブランチ毎の前記伝送特性に品質の重み付けをして合成することとした。

## 【 0 0 1 9 】

さらに、前記受信機において、前記合成後の受信信号を使ってクロックの再生を行うこととした。

## 【 0 0 2 0 】

## 【 発明の実施の形態 】

以下、本発明の実施形態について、図面を用いて説明する。

## 【 0 0 2 1 】

図1は、本発明による第1実施形態のダイバーシティ受信機における受信系の構成図を示す。

## 【 0 0 2 2 】

図1に従って、ダイバーシティ受信機の構成と動作について説明する。

## 【 0 0 2 3 】

100はブランチNo. 1 ~ No. L 毎にRF周波数の信号を受信する複数の受信アンテナ、102はRF周波数の信号に同調して中間周波数帯の信号に変換する複数のチューナ部、104はアナログ信号からデジタル信号に変換する複数のA/D変換部、106はデジタル信号のI軸信号とQ軸信号の複素ベースバンド信号が得られる複数の直交復調部である。108は比較部116からの出力信号によってブランチNo. 1 ~ No. L からの複素ベースバンド信号を切り換える切換部、110は複素ベースバンド信号を離散フーリエ変換して周波数軸の変換信号を得るFFT部であり、数千本のキャリアの複素データが得られる。112はFFT部110で得られた信号を復調する復調部であり、デジタル信号が出力される。

## 【 0 0 2 4 】

114はブランチNo. 1 ~ No. L 毎に設けられる複数のS/N算出部であり、直交復調部106の複素ベースバンド信号からの時間信号のガードインターバルを利用してブランチNo. 1 ~ No. L 毎のS/Nを算出する。

## 【 0 0 2 5 】

比較部116では、ブランチNo. 1 ~ No. L 毎にS/N算出部114で得られたS/Nを比較し、最もS/NのよいブランチNo. 1 ~ No. L を選択するよう切換部108を制御する。

## 【 0 0 2 6 】

なお、S/N算出部114は、雑音電力のみを計算し、比較部116では、最も雑音電力の小さいブランチNo. 1 ~ No. L を選択するよう切換部108を制御することもできる。

## 【 0 0 2 7 】

以下、S/Nの算出方法について説明する。

## 【 0 0 2 8 】

図2は、複素ベースバンド信号におけるOFDMの1シンボルの時間信号（複素ベースバンド信号）を示す。

## 【 0 0 2 9 】

シンボルIの末尾の部分がコピーされてシンボルIの先頭に付加され、この信号部分をガードインターバルと呼ぶ。ノイズや妨害がなければ、シンボルIの末尾と先頭のガードインターバルは同一信号波形となる。シンボルIの信号を $S(l, n)$ と表す。但し、 $n$ はOFDMシンボル内でのサンプル番号で $0 \leq n < N - 1$ であり、 $N$ は1シンボルの全サン

10

20

30

40

50

プル数である。また、ガードインターバル期間のザンプル数を  $N_g$ 、ガードインターバルを除いた有効シンボルのザンプル数を  $N_u$  とする。なお、 $N = N_g + N_u$  である。

【 0 0 3 0 】

ガードインターバルとシンボル I の末尾の信号は本来同じ信号であるが、フェージングが雑音などの影響で異なる信号波形となる。信号波形が異なることを利用して、シンボル I の雑音電力  $N(I)$  は (1) 式により求めることができる。

【 0 0 3 1 】

【 数 1 】

$$N(I) = \sum_{n=N_o}^{N_o+N_a-1} \{ S(I, n+N_u) - S(I, n) \}^2 \quad \dots\dots (1) \quad 10$$

但し、 $0 \leq N_o \leq N_g - N_a$ 、 $0 < N_a \leq N_g$ 、 $N_a$  は加算するザンプル数

【 0 0 3 2 】

また、この雑音電力  $N(I)$  に対する信号電力  $S(I)$  は (2) 式により求めることができる。

【 0 0 3 3 】

【 数 2 】

$$S(I) = \frac{\sum_{n=N_o}^{N_o+N_a-1} \{ (S(I, n))^2 + (S(I, n+N_u))^2 \}}{2} \quad \dots\dots (2) \quad 20$$

但し、 $0 \leq N_o \leq N_g - N_a$ 、 $0 < N_a \leq N_g$ 、 $N_a$  は加算するザンプル数

【 0 0 3 4 】

よって、シンボル I の  $S/N$  は (3) 式により求めることができる。 30

【 0 0 3 5 】

【 数 3 】

$$S/N(I) = \frac{S(I)}{N(I)} \\ = \frac{\sum_{n=N_o}^{N_o+N_a-1} \{ (S(I, n))^2 + (S(I, n+N_u))^2 \}}{2 \cdot \sum_{n=N_o}^{N_o+N_a-1} \{ S(I, n+N_u) - S(I, n) \}^2} \quad \dots\dots (3) \quad 40$$

但し、 $0 \leq N_o \leq N_g - N_a$ 、 $0 < N_a \leq N_g$ 、 $N_a$  は加算するザンプル数

【 0 0 3 6 】

マルチパス妨害によって、ガードインターバルの先頭部分はシンボル I の末尾と異なるので、 $N_o$  は 0 でない方が好ましい。また、加算するザンプル数  $N_a$  は、信頼性を高めるためには多い方が好ましい。例えば、 $N_o = N_g / 4$ 、 $N_a = 3 N_g / 4$  や、 $N_o = N_g / 2$ 、 $N_a = N_g / 2$  などが考えられる。

【 0 0 3 7 】

次に、図1の復調部112について説明する。

【0038】

図3は、復調のためのフレーム構成を示し、QAM系変調方式の場合のフレーム構成を示す。

【0039】

データキャリアがQPSKや16QAMなどのQAM系の変調方式の場合、復調するために振幅位相基準としてパイロットシンボルが挿入される。図3に示すように、黒丸印のパイロットシンボルが周波数軸方向の3キャリアに1個( $N_f = 3$ )、時間軸方向の4シンボルに1個( $N_t = 4$ )の入っている場合を例として考える。通常は、受信信号からパイロットシンボルを検出し、時間軸方向に内挿した後、周波数方向に内挿し、各データキャリアの振幅位相基準を求めて復調する。

10

【0040】

本発明のダイバーシティ受信機では、シンボルの境目でブランチNo. 1 ~ No. Lを切り換えるため切替前後で伝搬特性が急激に変化している場合があり、このような場合を考慮し、時間軸方向への内挿はせず、シンボル毎に、12キャリア毎に挿入されているパイロットキャリアを使って周波数方向の内挿のみを行って、復調を行う。

【0041】

以上、本発明による第1実施形態のダイバーシティ受信機は、複数の複素ベースバンド信号から伝達特性の良い複素ベースバンド信号を選択後にFFT処理するため、回路規模が大のFFT部を多数使用する必要がなく、回路規模を小さく抑えコスト的にも有利とすることができる。

20

【0042】

図4は、本発明による第2実施形態のダイバーシティ受信機における受信系の構成図を示す。

【0043】

図4に示すブランチNo. 1 ~ No. L毎に設けられた複数のアンテナ部200から比較部216までは、第1実施形態のダイバーシティ受信機のアンテナ部100から比較部116と同じである。

【0044】

合成部218では、直交復調部206からの複素ベースバンド信号を単純に合成する部分である。220は、合成部218で合成された複素ベースバンド信号についてガードインターバル相関をとり、FFTサンプリングなどの基準クロック、シンボルクロック、AFC制御信号などの信号を作り出すガードインターバル相関部であり、ここで得られたこれらのクロックなどを使って、切替部208の切替タイミングを含めダイバーシティ受信機全体の操作を行うことができる。

30

【0045】

なお、本発明による第2実施形態のダイバーシティ受信機では、直交復調後の信号を合成しガードインターバル相関を取って、クロックなどを再生したが、切替部208の切替後の信号のガードインターバル相関を取って、クロックなどを再生することもできる。

【0046】

また、ブランチNo. 1のみの直交復調後の信号のガードインターバル相関を取って、クロックなどを再生することもできる。

40

【0047】

以上、本発明による第2実施形態のダイバーシティ受信機は、合成後の複素ベースバンド信号、または切替後の複素ベースバンド信号よりクロックを再生し、このクロックを使って、切替部208の切替タイミングを含めダイバーシティ受信機全体の操作を行うことができる。

【0048】

図5は、本発明による第3実施形態のダイバーシティ受信機における受信系の構成図を示す。

50

## 【 0 0 4 9 】

図 5 に示すブランチ No. 1 ~ No. L 毎に設けられた複数のアンテナ部 3 0 0 から直交復調部 3 0 6 までは、第 1 実施形態のダイバーシティ受信機のアンテナ部 1 0 0 から直交復調部 1 0 6 までと同じである。

## 【 0 0 5 0 】

本発明による第 3 実施形態のダイバーシティ受信機は、直交復調部 3 0 6 からの出力信号である複素ベースバンド信号を合成部 3 0 8 で合成し、合成後の信号を F F T 部 3 1 0 で離散フーリエ変換して、各キャリアの複素データを得る。3 1 2 は F F T 部 3 1 0 で得られた信号を復調する復調部であり、デジタル信号が出力される。S / N 算出部 3 1 4 は、図 1 の S / N 算出部 1 1 4 と同様である。

10

## 【 0 0 5 1 】

3 1 6 は、ブランチ No. 1 の位相を基準としたときのブランチ No. 2 またはブランチ No. L の信号の位相を求める位相差算出部であり、3 1 8 はブランチ No. 1 と同位相となるようにブランチ No. 2 またはブランチ No. L の信号の位相差を補正する位相差補正部である。

## 【 0 0 5 2 】

ブランチ No. 1 の直交復調後の複素ベースバンド信号を  $S_1(n)$ 、ブランチ No. 2 ~ No. L の直交復調後の複素ベースバンド信号を  $S_2(n) \cdots S_L(n)$  とする ( $n$  はサンプル番号で整数)。ブランチ No. 1 ~ No. L 毎に入力された信号は、フラットフェージングに近い妨害を受けているとすると、ブランチ No. 1 ~ No. L の違いによる受信信号の違いは、フェージング妨害による伝達関数の振幅位相の違いと考えることができる。送信信号は同一であるので、ブランチ No. 1 ~ No. L 間の相互相関を計算することによって位相差を検出することができる。

20

## 【 0 0 5 3 】

また、検出した位相差を用いて、ブランチ No. 1 の信号と同位相になるように位相差を補正することも可能である。ブランチ No. 1 を基準として、ブランチ No. 2 の位相  $Ph_{21}(n)$  は ( 4 ) 式により求めることができる。

## 【 0 0 5 4 】

## 【 数 4 】

$$Ph_{21}(n) = S_1^*(n) \cdot S_2(n) \quad \cdots \cdots (4)$$

30

但し、 $S_1^*$  は  $S_1$  の複素共役

## 【 0 0 5 5 】

$Ph_{21}(n)$  には雑音の影響があるので、サンプル数  $N_a$  で平均を取り、平均的な位相差  $\langle Ph_{21}(n) \rangle$  は ( 5 ) 式により求めることができる。

## 【 0 0 5 6 】

## 【 数 5 】

$$\langle Ph_{21}(n) \rangle = \frac{1}{N_a} \sum_{n=-\frac{N_a}{2}}^{\frac{N_a}{2}-1} Ph_{21}(n) \quad \cdots \cdots (5)$$

40

## 【 0 0 5 7 】

( 5 ) 式を用い、ブランチ No. 2 における位相差算出部 3 1 6 の位相差  $Ph_{21}(n)$  は ( 6 ) 式により求めることができる。

## 【 0 0 5 8 】

## 【 数 6 】

50

$$\Delta \theta_{21}(n) = \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{Im} \langle Ph_{21}(n) \rangle}{\text{Re} \langle Ph_{21}(n) \rangle} \right\} \dots\dots (6)$$

【 0 0 5 9 】

差を補正する。

【 0 0 6 0 】

【 数 7 】

10

$$S_2'(n) = S_2(n) \cdot \exp(-j \Delta \theta_{21}(n)) \dots\dots (7)$$

【 0 0 6 1 】

ブランチNo. 3 からブランチNo. L においても、同様な処理を行う。

【 0 0 6 2 】

なお、平均化するサンプル数 N a は、シンボル長の 1 / 1 0 からシンボル長の数倍程度が望ましい。

【 0 0 6 3 】

20

次に、合成部 3 0 8 は、ブランチNo. 1 ~ No. L 毎に算出された伝送特性でもある S / N を用いて、ブランチNo. 1 ~ No. L から得られた位相差補正後の複素ベースバンド信号を重み付けし合成する。なお、位相差補正後の複素ベースバンド信号を重み付けなしで合成することもできる。

【 0 0 6 4 】

重み付けする際には、S / N が大きいブランチNo. 1 ~ No. L には大きい重みを、S / N が小さいブランチNo. 1 ~ No. L には小さい重みをつけをして合成する。例えば、重み係数としては、ブランチNo. 1 ~ No. L 毎の S / N の平方根を取った値を用いる。

【 0 0 6 5 】

なお、本発明による第 3 実施形態のダイバーシティ受信機においても、合成後の複素ベースバンド信号についてガードインターバル相関をとり、FFT サンプリングなどの基準クロック、シンボルクロック、AFC 制御信号などの信号を作り出し、ここで得られたクロックなどを使って、切換部 2 0 8 の切換タイミングを含め受信機全体の操作を行うこともできる。

30

【 0 0 6 6 】

また、ブランチNo. 1 のみの直交復調後の信号のガードインターバル相関を取って、クロックなどを再生することもできる。

【 0 0 6 7 】

以上、本発明による第 3 実施形態のダイバーシティ受信機は、位相差補正後の複数の複素ベースバンド信号を合成後に FFT 処理するため、回路規模が大の FFT 部を多数使用する必要がなく、回路規模を小さく抑えコスト的にも有利とすることができる。

40

【 0 0 6 8 】

さらに、複素ベースバンド信号に重み付けを行い、受信信号の品質を高めることもでき、また、合成後の複素ベースバンド信号より、FFT サンプリングなどの基準クロック、シンボルクロック、AFC 制御信号などの信号を作り出し、このクロックを使って、切換部 2 0 8 の切換タイミングを含めダイバーシティ受信機全体の操作を行うことができる。

【 0 0 6 9 】

【 発明の効果 】

本発明のダイバーシティ受信機は、OFDM 変調されたデジタル伝送方式の送信信号をダイバーシティ受信する受信機において、前記受信機の受信信号のガードインターバル期間

50

を利用して複数の前記入力信号の伝送特性を検出する伝送特性検出手段と、前記複数の入力信号の伝送特性を相互に比較する比較手段と、前記比較手段による比較結果に応じて前記複数の入力信号を切り換える切換手段とを備え、前記複数の入力信号が前記伝送特性に応じて切り換えられ、切り換えられた前記入力信号のFFT処理を行って復調することとしたため、複数の複素ベースバンド信号から伝達特性の良い複素ベースバンド信号を選択後にFFT処理し、回路規模が大のFFT部を多数使用する必要がなく、回路規模を小さく抑えコスト的にも有利とすることができる。

【0070】

また、前記入力信号のガードインターバル相関を利用して予め定めたクロックを再生し、前記切換手段は、前記クロックのタイミングで前記比較結果に応じて前記複数の入力信号を切り換えることとしたため、複数の複素ベースバンド信号を的確なタイミングで切り換えてFFT処理を行うことができる。

10

【0071】

また、前記クロックとして、前記入力信号のガードインターバル相関を利用して再生する基準クロック信号やシンボルクロックを使用することとしたため、このクロックにより複数の複素ベースバンド信号をよりの確に切り換えてFFT処理を行うことができる。

【0072】

また、前記伝送特性として、前記入力信号のガードインターバル期間とシンボル末尾との信号の相関性を用いてS/Nを算出することとしたため、伝送特性としての確なものを検出することができる。

20

【0073】

また、前記伝送特性として、前記入力信号のガードインターバル期間とシンボル末尾との信号の相関性を用いて雑音電力を算出することとしたため、伝送特性としての確なものを検出することができる。

【0074】

また、前記入力信号に復調のための振幅位相基準として挿入されているパイロットシンボルを1シンボル内の周波数方向にのみ挿して周波数応答を求め、前記復調を行うこととしたため、複素ベースバンド信号の復調を正確に行うことができる。

【0075】

また、前記複数の入力信号を合成する合成手段をさらに備え、前記合成手段により合成された信号を使って前記クロックの再生を行うこととしたため、このクロックにより複数の複素ベースバンド信号をよりの確に切り換えてFFT処理を行うことができる。

30

【0076】

また、前記切換手段で切り換え後の前記入力信号を使って前記クロックの再生を行うこととしたため、このクロックにより複数の複素ベースバンド信号をよりの確に切り換えてFFT処理を行うことができる。

【0077】

また、前記切換手段は、前記比較手段により、前記伝送特性の最も優れた前記入力信号を選択することとしたため、最もすぐれた複素ベースバンド信号を容易に選択することができる。

40

【0078】

また、本発明のダイバーシティ受信機は、OFDM変調されたデジタル伝送方式の送信信号をダイバーシティ受信する受信機において、前記受信機の複数の受信信号におけるランチ間の位相差を求める位相差検出手段と、前記位相差を補正する位相差補正手段とを備え、前記位相差検出手段により検出された位相差に応じて前記ランチの位相差を補正して合成し、その後FFT処理を行って復調することとしたため、位相差補正後の複数の複素ベースバンド信号を合成後にFFT処理し、回路規模が大のFFT部を多数使用する必要がなく、回路規模を小さく抑えコスト的にも有利とすることができる。

【0079】

また、前記受信機において、前記受信信号のガードインターバル期間を利用して伝送特性

50

を検出し、ブランチ毎の前記伝送特性に品質の重み付けをして合成することとしたため、受信信号の品質をより高めることができる。

【 0 0 8 0 】

さらに、前記受信機において、前記合成後の受信信号を使ってクロックの再生を行うこととしたため、このクロックにより、切換部の切換タイミングを含めダイバーシティ受信機全体の操作を行うことができる。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 本発明による第 1 実施形態のダイバーシティ受信機における受信系の構成図を示す。

【 図 2 】 複素ベースバンド信号における OFDM の 1 シンボルの時間信号を示す。

10

【 図 3 】 復調のためのフレーム構成を示し、QAM 系変調方式の場合のフレーム構成を示す。

【 図 4 】 本発明による第 2 実施形態のダイバーシティ受信機における受信系の構成図を示す。

【 図 5 】 本発明による第 3 実施形態のダイバーシティ受信機における受信系の構成図を示す。

【 図 6 】 従来 of ダイバーシティ受信機における受信系の構成図を示す。

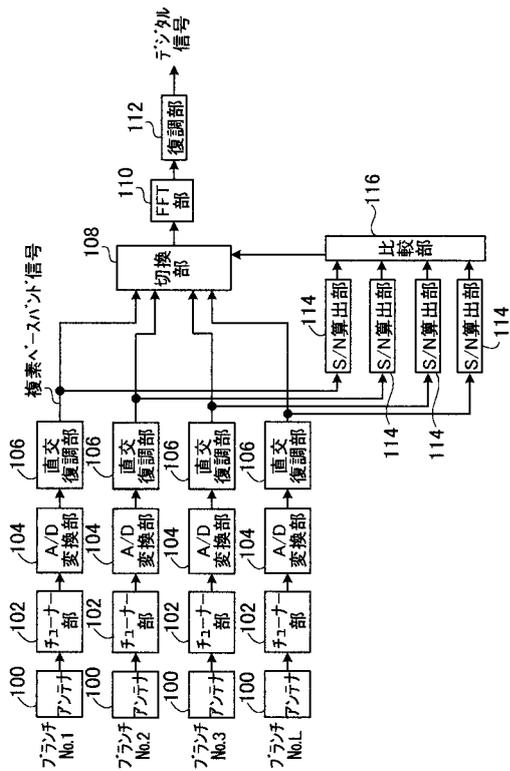
【 符号の説明 】

1 0 0、2 0 0、3 0 0 受信アンテナ  
 1 0 2、2 0 2、3 0 2 チューナ部  
 1 0 4、2 0 4、3 0 4 A / D 変換部  
 1 0 6、2 0 6、3 0 6 直交復調部  
 1 0 8、2 0 8 切換部  
 1 1 0、2 1 0、3 1 0 F F T 部  
 1 1 2、2 1 2、3 1 2 復調部  
 1 1 4、2 1 4、3 1 4 S / N 算出部  
 1 1 6、2 1 6 比較部  
 2 1 8、3 0 8 合成部  
 2 2 0 ガードインターバル相関部  
 3 1 6 位相差算出部  
 3 1 8 位相差補正部  
 No. 1 ~ No. L ブランチ

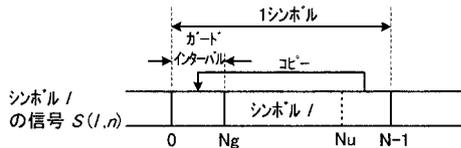
20

30

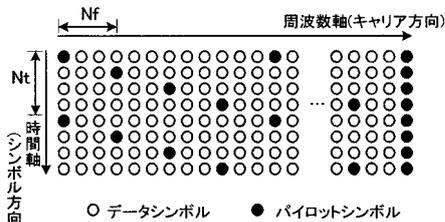
【図1】



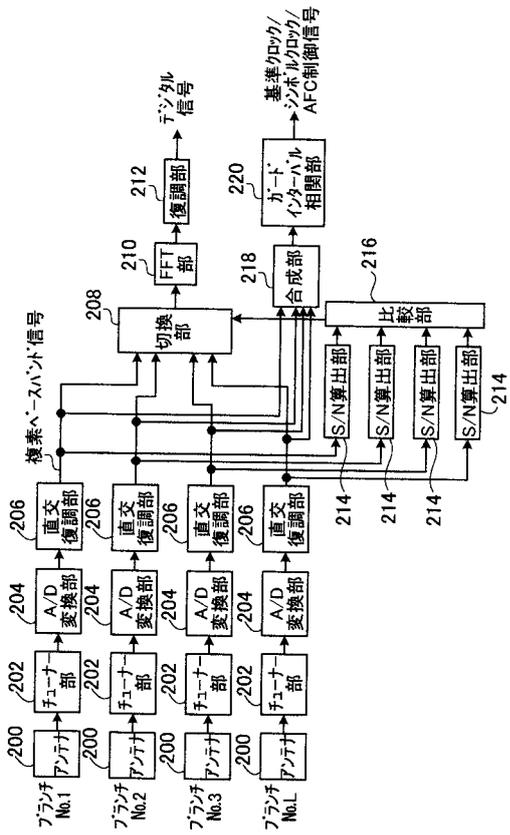
【図2】



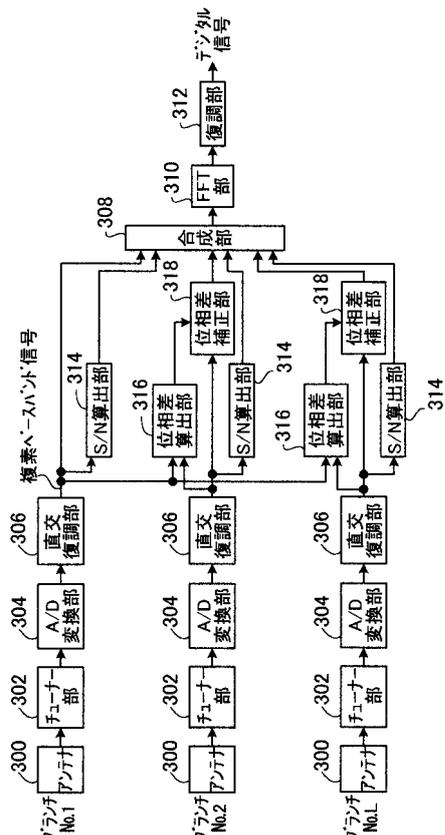
【図3】



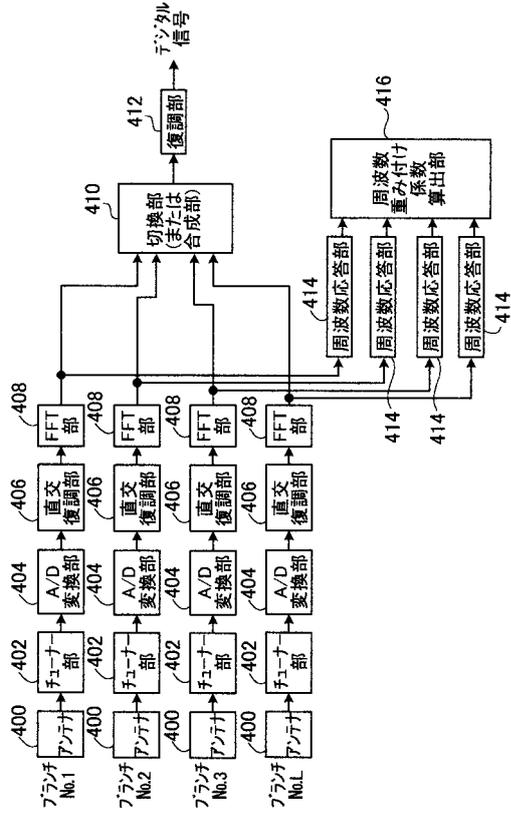
【図4】



【図5】



【図6】



---

フロントページの続き

- (72)発明者 土田 健一  
東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日本放送協会 放送技術研究所内
- (72)発明者 森山 繁樹  
東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日本放送協会 放送技術研究所内

審査官 原田 聖子

- (56)参考文献 特開2001-111521(JP,A)  
特開平11-205290(JP,A)  
特開2001-086091(JP,A)  
特開平09-331312(JP,A)  
特開2001-168833(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/02-7/08  
H04J 11/00  
H04N 5/44