

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3996781号

(P3996781)

(45) 発行日 平成19年10月24日(2007.10.24)

(24) 登録日 平成19年8月10日(2007.8.10)

(51) Int. Cl.	F I				
HO4J	11/00	(2006.01)	HO4J	11/00	Z
HO4B	7/08	(2006.01)	HO4B	7/08	B

請求項の数 4 (全 26 頁)

(21) 出願番号	特願2002-25104 (P2002-25104)	(73) 特許権者	000001122
(22) 出願日	平成14年2月1日(2002.2.1)		株式会社日立国際電気
(65) 公開番号	特開2003-229830 (P2003-229830A)		東京都千代田区外神田四丁目14番1号
(43) 公開日	平成15年8月15日(2003.8.15)	(74) 代理人	110000350
審査請求日	平成17年1月26日(2005.1.26)		ポレール特許業務法人
		(74) 代理人	100068504
			弁理士 小川 勝男
		(74) 代理人	100086656
			弁理士 田中 恭助
		(72) 発明者	秋山 俊之
			東京都小平市御幸町32番地 株式会社日立国際電気 小金井工場内
		審査官	高野 洋

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

互いに直交する複数本のキャリア（搬送波）で情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調方式伝送信号であるOFDM信号を受信するダイバーシティ受信装置であって、複数のアンテナで受信した信号である複数のアンテナ信号に含まれるOFDM信号から算出したアンテナC/N値と、伝送路周波数特性信号またはキャリア信号とに基づき、前記アンテナ信号に含まれるOFDM信号の各キャリア信号のC/N値を算出し、前記複数のアンテナ信号の同じ周波数のキャリア信号毎に、前記算出したキャリア信号のC/N値が最も高いアンテナ信号のキャリア信号を選択して復号する手段を備えたことを特徴とする直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置。

【請求項2】

互いに直交する複数本のキャリア（搬送波）で情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調方式伝送信号であるOFDM信号を受信するダイバーシティ受信装置であって、

アンテナで受信した信号である複数のアンテナ信号を入力するアンテナ信号入力端子と、該アンテナ信号入力端子から入力されたアンテナ信号をベースバンドのOFDM信号に変換してベースバンド信号として出力するダウンコンバータと、該ベースバンド信号を入力し、該ベースバンド信号に含まれるOFDM信号を各キャリア信号に分解して復調し、キャリア信号列として出力するOFDM信号復調回路と、前記アンテナ信号あるいは前記ベースバンド信号を入力し、入力された信号に含まれるOFDM信号のC/N値を算出し、アンテナC/N信号として出力するC/N算出回路と、前記キャリア信号列を入力し、該ア

10

20

ンテナ信号に含まれるOFDM信号が伝播された伝送路の伝送路周波数応答特性を算出して、伝送路周波数特性信号列として出力する伝送路特性算出回路と、該アンテナCN信号と伝送路特性周波数信号列を入力し、該アンテナ信号に含まれるOFDM信号の各キャリア信号のC/N値を算出し、キャリアCN信号列として出力するキャリアCN算出回路とを、1つのブランチ回路部に有する複数のブランチ回路部と、

該複数のブランチ回路部の各ブランチ回路部のキャリアCN算出回路から出力される複数のキャリアCN信号列を入力し、同じ周波数のキャリアに対応するキャリアCN信号が最も高いブランチの番号を選択し、選択ブランチ番号列として出力するブランチ選択回路部と、

前記複数のブランチ回路部の各ブランチ回路部から出力される複数のキャリア信号列と複数の伝送路周波数特性信号列と該ブランチ選択回路部から出力される選択ブランチ番号列を入力し、各番号のキャリア毎に、該選択ブランチ番号列が指定するブランチ回路部から出力されるキャリア信号列と伝送路周波数特性信号列の中の同じ番号のキャリアの信号を順次選択して復号し、復号符号列として出力するダイバーシティ復号回路部とを備えたことを特徴とする直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置。

10

【請求項3】

互いに直交する複数本のキャリア（搬送波）で情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調方式伝送信号であるOFDM信号で、且つ該OFDM信号の情報符号で変調するキャリアをDBPSK, DQPSK, 8DPSK等の差動検波を用いる変調方式で変調されたOFDM信号を受信するダイバーシティ受信装置であって、

20

アンテナで受信した信号である複数のアンテナ信号を入力するアンテナ信号入力端子と、該アンテナ信号入力端子から入力されたアンテナ信号をベースバンドのOFDM信号に変換してベースバンド信号として出力するダウンコンバータと、該ベースバンド信号を入力し、該ベースバンド信号に含まれるOFDM信号を各キャリア信号に分解して復調し、キャリア信号列として出力するOFDM信号復調回路と、前記アンテナ信号あるいは前記ベースバンド信号を入力し、入力された信号に含まれるOFDM信号のC/N値を算出し、アンテナCN信号として出力するCN算出回路と、前記アンテナCN信号と前記キャリア信号列を入力し、前記アンテナ信号に含まれるOFDM信号の各キャリア信号のC/N値を算出し、キャリアCN信号列として出力するキャリアCN算出回路とを、1つのブランチ回路部に有する複数のブランチ回路部と、

30

該複数のブランチ回路部の各ブランチ回路部のキャリアCN算出回路から出力される複数のキャリアCN信号列を入力し、同じ周波数のキャリアに対応するキャリアCN信号が最も高いブランチの番号を選択し、選択ブランチ番号列として出力するブランチ選択回路部と、

前記各ブランチ回路部から出力される複数のキャリア信号列と該ブランチ選択回路部から出力される選択ブランチ番号列を入力し、該遅延検波のためにキャリア信号列をOFDM信号の1シンボル期間遅延する遅延回路の後段で、各番号のキャリア毎に、前記選択ブランチ番号列が指定するブランチ回路部から出力されるキャリア信号列と、前記遅延回路から出力された遅延キャリア信号列の中の同じ番号のキャリアの信号を順次選択して差動復号し、復号符号列として出力するダイバーシティ復号回路部とを備えたことを特徴とする直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置。

40

【請求項4】

請求項2または3に記載の直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置において、前記キャリアCN算出回路が、入力される前記アンテナCN信号の値をPとし、雑音が無い1波のOFDM信号のみが入力された時の前記アンテナCN信号の値を P_0 とし、入力される前記伝送路周波数特性信号列または前記キャリア信号列の番号mのキャリアに対応する複素信号の振幅値あるいは複数シンボルで振幅の二乗値を加算平均した後平方根を求めて得た値を $R_{cp}(m)$ とし、雑音が無い1波のOFDM信号のみが入力された時の前記伝送路周波数特性信号列または前記キャリア信号列の複素信号の振幅の平均値あるいは複素信号の振幅の二乗値を加算平均した後平方根を求めて得た値を R_{cp0} と

50

し、別に前もって定める値を とする時、次式

$$\{ R_{cp}(m)^2 / R_{cp0}^2 \} / \{ 1 - P / P_0 + \}$$

で算出される値あるいはその近似値、あるいは該算出値か近似値と共に増加する値、あるいはそれらの値を前もって定める最大値以下に制限した値を、キャリアCN信号列の信号として順次出力するキャリアCN算出回路であることを特徴とする直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、伝送方式として互いに直交する複数本のキャリア（搬送波）で情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調方式（Orthogonal Frequency Division Multiplexing：以下OFDM方式と記す）の伝送信号であるOFDM信号を受信するOFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

近年、無線装置の分野では、マルチパスフェージングに強い変調方式としてOFDM方式が脚光を集め、欧州や日本を初めとする各国の次世代のテレビ放送、FPU、無線LAN等の分野で多くの応用研究が進められている。この内、UHF帯の地上デジタル放送の開発動向と方式については、映像情報メディア学会誌1998Vol.52, No.11に詳しく記されている。

【0003】

OFDM方式伝送信号は、図2に模式的に示す様に、一定の伝送帯幅内に互いに直交する複数本、例えば約1400本のキャリア（搬送波）を設け、情報符号によって、指定キャリアを64QAM等の変調方式で変調して伝送する方式である。また、その時間波形は、図3に模式的に示す様に、有効シンボル期間 T_s の信号の一部 b の部分先頭部分を先頭部分 b' にコピーして構成するガードインターバル $T_{s'}$ を有している。この信号構造により、OFDM方式ではマルチパスに強い特性が得られる。

【0004】

しかし、OFDM方式といえども万能ではなく、更なる改善が要望されている。通常、携帯電話や自動車電話等における多重電波伝播環境や移動受信環境下での受信特性の改善にはダイバーシティ受信方式が用いられており、OFDM方式への適用の検討も進められている。

【0005】

その方法として、例えば3本のアンテナで受信したOFDM信号の中の互い同じ周波数（番号）のキャリアの信号同士を比較し、信頼性の高い方のキャリアの信号を選択して復号する方法が、特開平11-205273号公報と特開2001-156738号公報に提案されている。

【0006】

以下、前者を取り上げ、この方法について更に詳しく説明する。

図4は、この前者の従来のダイバーシティ受信装置の回路構成図である。アンテナ1aで受信された信号であるアンテナ信号aは受信回路2aでベースバンドの信号にダウンコンバートされた後、FFT回路をメインとして構成されるOFDM復調回路3aで、アンテナ信号aに含まれるOFDM信号が各キャリア信号に分解されて復調され、キャリア信号列aとして出力される。

【0007】

OFDM復調回路3aから出力されたキャリア信号列aは3つに分岐され、その第1の分岐は伝送路周波数応答算出回路4aに入力され、第2の分岐は歪補償回路5aに入力され、第3の分岐は直接ブランチ選択回路6に入力される。

【0008】

この内、伝送路周波数応答算出回路4aでは、内蔵されている参照周波数スペクトルと入

10

20

30

40

50

力されたキャリア信号列 a を比較して伝送路周波数応答特性（以下伝送路特性と記す）を算出し、算出して得た歪信号列 a を歪補償回路 5 a に入力する。

【 0 0 0 9 】

歪補償回路 5 a では、入力された歪信号列 a を用いて、第 2 の分岐として同時に入力されるキャリア信号列 a が持つ歪を順次補償し、補償されたキャリア信号列を等化キャリア信号列 a としてブランチ選択回路 6 に入力する。

【 0 0 1 0 】

他のアンテナ 1 b , . . . で受信された信号に対しても、アンテナ 1 a に繋がる太い破線で囲むブランチ回路 a と同じ構成のブランチ回路で同様の処理が実施され、OFDM復調回路 3 b , . . . から出力されたキャリア信号列 b , . . . と歪補償回路 5 b , . . . から出力された等化キャリア信号列 b , . . . がブランチ選択回路 6 に入力される。ただし、図 4 においてはスペースの都合上、他のアンテナに接続されるブランチ回路 b , . . . は太い破線枠のみで示した。

10

【 0 0 1 1 】

図 5 はブランチ選択回路 6 の内部回路の構成を示したものである。入力されたキャリア信号列 a , b , . . . は比較回路 7 に入力され、同じ番号のキャリアの信号毎にその振幅あるいは電力（振幅の二乗値）が比較される。そして、振幅あるいは電力が最も大きな信号が受信されたブランチ回路の番号が算出され、その番号が選択ブランチ番号列として出力される。

【 0 0 1 2 】

この選択ブランチ番号列は等化キャリア信号列 a , b , . . . と共にセクタ回路 8 に入力され、選択ブランチ番号列が指定するブランチ番号に対応する等化キャリア信号列、例えば等化キャリア信号列 a の該当する番号のキャリアの信号を順次選択し、選択キャリア信号列として出力する。

20

図 4 のブランチ選択回路 6 から出力された選択キャリア信号列は、この後、復号回路 9 でデマッピングされ、復号された符号列として出力される。

【 0 0 1 3 】

この受信装置では、どの番号のキャリア信号も、複数のブランチ回路の OFDM復調回路 3 a , 3 b , . . . から出力されるキャリア信号のレベル（振幅あるいは電力）が最も大きく信頼性が最も高いと思われるキャリア信号を選択して復号することになるため、移動受信環境下でも受信特性が改善されたダイバーシティ受信を実現することができる。

30

【 0 0 1 4 】

【 発明が解決しようとする課題 】

ところで、このダイバーシティ受信装置を、例えばマイクロ波帯の FPU に適用しようとする、以下の問題が発生する。

すなわち、OFDM復調回路 3 a , 3 b , . . . から出力されるキャリア信号列 a , b , . . . の信号レベルは、必ずしもアンテナで受信された OFDM 信号のレベルを表していない点である。

【 0 0 1 5 】

FPU の場合、アンテナで受信した高周波数の RF 信号を増幅して中間周波数の IF 信号にダウンコンバートする回路部には AGC 回路が組み込まれており、変換された IF 信号レベルがほぼ一定になるように制御される。言い換えると、受信された OFDM 信号と RF 回路部で発生する雑音成分を加算した、加算信号のレベルが一定になるように制御される。

40

【 0 0 1 6 】

受信された OFDM 信号が主な身の 1 波のみの場合、アンテナで受信された OFDM 信号のレベルが RF 回路部で発生する雑音レベルを無視できなくなるレベル以下に低下すると、IF 信号に含まれる OFDM 信号成分のレベルも低下する。IF 信号のレベルは、逆に雑音成分のレベルが増加することによって、一定に保たれる。

【 0 0 1 7 】

50

この時、IF信号に含まれるOFDM信号成分を各キャリア信号に分解して得られるキャリア信号列の信号レベルも、IF信号に含まれるOFDM信号成分のレベル低下と共に低下し、雑音の影響を受けて符号誤りが発生し易くなる。

【0018】

従って、複数のアンテナ信号から得られるキャリア信号列の各キャリア信号のレベルを比較し、レベルが大きなキャリア信号を順次選択して復号することにより、従来例で期待したように、伝送特性を改善されたダイバーシティ受信を実現することができる。

【0019】

例えば、アンテナで受信するOFDM受信レベルが充分高い場合、IF信号に含まれるOFDM信号と雑音成分のレベルの関係は図6(a)の模式図の上段と下段の様な関係になり、このIF信号から得られるキャリア信号列の各信号レベルと雑音レベルの関係は、図6(b)の模式図の様なレベル関係になる。

10

【0020】

これに対し、IF信号に含まれるOFDM信号の主波の電力が図7(a)の上段の様に1/2になると、この時低下したOFDM信号レベル分の電力は図7(a)の下段の雑音成分の増加で補われ、IF信号レベルは一定に保たれる。

【0021】

この時に得られるキャリア信号列の各信号レベルと雑音レベルの関係は図7(b)の様になり、キャリア信号のC/N値は約0dBとなり、64QAM等の多値数の高い変調方式のOFDM信号は復調できないことを判断できる。従って、複数のキャリア信号列a, b, …の中の少しでも信号レベルが高いキャリア信号を選択して復号することにより、伝送特性を改善されたダイバーシティ受信を実現することができる。

20

【0022】

なお、図7(b)の破線の矢印は、図6(b)のキャリア信号レベルを表す。この時のキャリア信号レベルを表す実線の矢印が破線の矢印の半分より大きいのは、縦軸を信号振幅レベルで示したためである(電力が1/2倍になると振幅は1/√2倍)。

【0023】

しかし、受信されたOFDM信号に主波と同等レベルの大きな遅延波が混入すると事情が大きく変化する。

この時、IF信号に含まれるOFDM信号と雑音成分のレベルの関係は図8(a)の上段と中断と下段の模式図の様になる。主波のレベルは図7(a)の場合と同様に図6(a)の場合の約1/2のレベルに低下する。しかしこの場合、主波のレベルの低下は遅延波のレベルで補われているため、図8(a)の下段の様に、IF信号には雑音がほとんど含まれない。

30

【0024】

図8(b)は、この時のキャリア信号列の各信号レベルと雑音レベルの関係を示したものである。ここで、キャリア位置によって各キャリア信号レベルが変化するのは、主波と遅延波の位相関係により、その信号が加算されレベルが大きくなるキャリアと、互いに打ち消されてレベルが低下するキャリアが発生するためである。この場合、雑音レベルが充分低いので、キャリア信号のレベルが1/√2に低下しても復号するのに十分なC/N値のキャリア信号が得られ、問題なく復号することができる。混入される雑音レベルによっては、キャリア信号が1/3、1/4と更に低下しても、依然として問題なく復号することも可能になる。

40

【0025】

図7(b)の各キャリア信号レベルと図8(b)の各キャリア信号レベルを従来の方法と比較して選択する場合、図8(b)で1/√2のレベル以下になるキャリアでは、全て図7(b)のキャリア信号が選択されることになる。そして、図8(b)で1/√2のレベル以下であってもC/N値は復号に支障のないレベルであったキャリア信号が、レベルはほぼ1/√2であってもC/N値が0dBしかなく復号できないキャリア信号に置き換えられることになる。そのため、ダイバーシティ制御することにより、図8(b)のキャリ

50

ア信号のみを用いて復号する場合より反って伝送特性が劣化してしまう問題が生じる。

【0026】

本発明の目的は、上記の問題を解決し、遅延波の存在を考慮して最良のキャリア信号を選択でき良好な、直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置を提供することにある。

【0027】

【課題を解決するための手段】

本発明は、互いに直交する複数本のキャリア（搬送波）で情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調方式伝送信号であるOFDM信号を受信するダイバーシティ受信装置であって、複数のアンテナで受信した信号である複数のアンテナ信号に含まれるOFDM信号を構成するキャリア信号の内、前記複数のアンテナ信号の同じ周波数のキャリア信号毎に、該キャリア信号のC/N値が最も高いアンテナ信号のキャリア信号を選択して復号する手段を備えたことを特徴とする直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置である。

10

【0028】

本発明は、互いに直交する複数本のキャリア（搬送波）で情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調方式伝送信号であるOFDM信号を受信するダイバーシティ受信装置であって、アンテナで受信した信号である複数のアンテナ信号を入力するアンテナ信号入力端子と、該アンテナ信号入力端子から入力されたアンテナ信号をベースバンドのOFDM信号に変換してベースバンド信号として出力するダウンコンバータと、該ベースバンド信号を入力し、該ベースバンド信号に含まれるOFDM信号を各キャリア信号に分解して復調し、キャリア信号列として出力するOFDM信号復調回路と、前記アンテナ信号あるいは前記ベースバンド信号を入力し、入力された信号に含まれるOFDM信号のC/N値を算出し、アンテナC/N信号として出力するC/N算出回路と、前記キャリア信号列を入力し、該アンテナ信号に含まれるOFDM信号が伝播された伝送路の伝送路周波数応答特性を算出して、伝送路周波数特性信号列として出力する伝送路特性算出回路と、該アンテナC/N信号と伝送路特性周波数信号列を入力し、該アンテナ信号に含まれるOFDM信号の各キャリア信号のC/N値を算出し、キャリアC/N信号列として出力するキャリアC/N算出回路とを、1つのブランチ回路部に有する複数のブランチ回路部と、該複数のブランチ回路部の各ブランチ回路部のキャリアC/N算出回路から出力される複数のキャリアC/N信号列を入力し、同じ周波数のキャリアに対応するキャリアC/N信号が最も高いブランチの番号を選択し、選択ブランチ番号列として出力するブランチ選択回路部と、前記複数のブランチ回路部の各ブランチ回路部から出力される複数のキャリア信号列と複数の伝送路周波数特性信号列と該ブランチ選択回路部から出力される選択ブランチ番号列を入力し、各番号のキャリア毎に、該選択ブランチ番号列が指定するブランチ回路部から出力されるキャリア信号列と伝送路周波数特性信号列の中の同じ番号のキャリアの信号を順次選択して復号し、復号符号列として出力するダイバーシティ復号回路部とを備えたことを特徴とする直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置である。

20

30

【0029】

本発明は、前記キャリアC/N算出回路が、前記アンテナC/N信号と前記キャリア信号列を入力し、前記アンテナ信号に含まれるOFDM信号の各キャリア信号のC/N値を算出し、キャリアC/N信号列として出力するキャリアC/N算出回路であることを特徴とする直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置である。

40

【0030】

本発明は、互いに直交する複数本のキャリア（搬送波）で情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調方式伝送信号であるOFDM信号で、且つ該OFDM信号の情報符号で変調するキャリアをDBPSK, DQPSK, 8DPSK等の差動検波を用いる変調方式で変調されたOFDM信号を受信するダイバーシティ受信装置であって、アンテナで受信した信号である複数のアンテナ信号を入力するアンテナ信号入力端子と、該アンテナ信号入力端子から入力されたアンテナ信号をベースバンドのOFDM信号に変換してベースバンド

50

信号として出力するダウンコンバータと、該ベースバンド信号を入力し、該ベースバンド信号に含まれるOFDM信号を各キャリア信号に分解して復調し、キャリア信号列として出力するOFDM信号復調回路と、前記アンテナ信号あるいは前記ベースバンド信号を入力し、入力された信号に含まれるOFDM信号のC/N値を算出し、アンテナC/N信号として出力するC/N算出回路と、前記アンテナC/N信号と前記キャリア信号列を入力し、前記アンテナ信号に含まれるOFDM信号の各キャリア信号のC/N値を算出し、キャリアC/N信号列として出力するキャリアC/N算出回路とを、1つのブランチ回路部に有する複数のブランチ回路部と、該複数のブランチ回路部の各ブランチ回路部のキャリアC/N算出回路から出力される複数のキャリアC/N信号列を入力し、同じ周波数のキャリアに対応するキャリアC/N信号が最も高いブランチの番号を選択し、選択ブランチ番号列として出力するブランチ選択回路部と、前記各ブランチ回路部から出力される複数のキャリア信号列と該ブランチ選択回路部から出力される選択ブランチ番号列を入力し、該遅延検波のためにキャリア信号列をOFDM信号の1シンボル期間遅延する遅延回路の後段で、各番号のキャリア毎に、前記選択ブランチ番号列が指定するブランチ回路部から出力されるキャリア信号列と、前記遅延回路から出力された遅延キャリア信号列の中の同じ番号のキャリアの信号を順次選択して差動復号し、復号符号列として出力するダイバーシティ復号回路部とを備えたことを特徴とする直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置である。

10

【0031】

本発明は、互いに直交する複数本のキャリア（搬送波）で情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調方式伝送信号であるOFDM信号で、且つ該OFDM信号の情報符号で変調するキャリアをDBPSK, DQPSK, 8DPSK等の差動検波を用いる変調方式で変調されたOFDM信号を受信するダイバーシティ受信装置であって、アンテナで受信した信号である複数のアンテナ信号を入力するアンテナ信号入力端子と、該アンテナ信号入力端子から入力されたアンテナ信号をベースバンドのOFDM信号に変換してベースバンド信号として出力するダウンコンバータと、該ベースバンド信号を入力し、該ベースバンド信号に含まれるOFDM信号を各キャリア信号に分解して復調し、キャリア信号列として出力するOFDM信号復調回路とを、1つのブランチ回路部に有する複数のブランチ回路部と、該複数のブランチ回路部の各ブランチ回路部のOFDM信号復調回路から出力される複数のキャリア信号列を入力し、同じ周波数のキャリアに対応するキャリア信号の振幅が最も高いブランチの番号を選択し、選択ブランチ番号列として出力するブランチ選択回路部と、前記各ブランチ回路部から出力される複数のキャリア信号列と該ブランチ選択回路部から出力される選択ブランチ番号列を入力し、前記複数のキャリア信号列をOFDM信号の1シンボル期間遅延する遅延回路の後段で、各番号のキャリア毎に、前記選択ブランチ番号列が指定するブランチ回路部から出力されるキャリア信号列と、前記遅延回路から出力された遅延キャリア信号列の中の同じ番号のキャリアの信号を順次選択して差動復号し、復号符号列として出力するダイバーシティ復号回路部とを備えたことを特徴とする直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置である。

20

30

【0032】

本発明は、前記C/N算出回路が、前記アンテナ信号あるいは前記ベースバンド信号を入力信号とし、該入力信号に含まれる遅延時間が異なる複数のOFDM信号成分の内、前もって定める一定遅延時間範囲内にあるOFDM信号成分の総電力と共に増加する値を算出し、アンテナC/N信号として出力するC/N算出回路であることを特徴とする直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置である。

40

【0033】

本発明は、前記C/N算出回路が、入力される信号に含まれるOFDM信号が有する時間的に同一の波形の信号部分同士の相関値を算出して相関信号として出力するG相関算出回路と、該G相関算出回路から出力される相関信号を入力し、前もって定める一定期間の相関信号の積分値をOFDM信号の電力値として出力するOFDM信号電力算出回路を有し、該OFDM信号電力算出回路から出力されるOFDM信号の電力値をアンテナC/N信号と

50

して出力するCN算出回路であることを特徴とする直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置である。

【0034】

本発明は、前記キャリアCN算出回路が、入力される前記アンテナCN信号の値をPとし、雑音が無い1波のOFDM信号のみが入力された時の前記アンテナCN信号の値を P_0 とし、入力される前記伝送路周波数特性信号列の番号mのキャリアに対応する複素信号の振幅値を $R_{cp}(m)$ とし、雑音が無い1波のOFDM信号のみが入力された時の該伝送路周波数特性信号列の複素信号の振幅の平均値を R_{cp0} とし、別に前もって定める値を とする時、次式

$$\{ R_{cp}(m)^2 / R_{cp0}^2 \} / \{ 1 - P / P_0 + \quad \}$$

10

で算出される値あるいはその近似値、あるいは該算出値か近似値と共に増加する値、あるいはそれらの値を前もって定める最大値以下に制限した値を、キャリアCN信号列の信号として順次出力するキャリアCN算出回路であることを特徴とする直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置である。

【0035】

本発明は、前記キャリアCN算出回路が、入力される前記アンテナCN信号の値をPとし、雑音が無い1波のOFDM信号のみが入力された時の前記アンテナCN信号の値を P_0 とし、入力される前記キャリア信号列の番号mのキャリアに対応する複素信号の振幅値あるいは複数シンボルで振幅の二乗値を加算平均した後平方根を求めて得た値を $R_{cp}(m)$ とし、雑音が無い1波のOFDM信号のみが入力された時の前記キャリア信号列の複素信号の振幅の平均値あるいは複素信号の振幅の二乗値を加算平均した後平方根を求めて得た値を R_{cp0} とし、別に前もって定める値を とする時、次式

20

$$\{ R_{cp}(m)^2 / R_{cp0}^2 \} / \{ 1 - P / P_0 + \quad \}$$

で算出される値あるいはその近似値、あるいは該算出値か近似値と共に増加する値、あるいはそれらの値を前もって定める最大値以下に制限した値を、キャリアCN信号列の信号として順次出力するキャリアCN算出回路であることを特徴とする直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置である。

【0036】

本発明において、前記アンテナ信号入力端子は、アンテナ信号が入力されない時に終端抵抗を有するキャップが装着されるか、使用しないときに終端抵抗に接続するスイッチを有することを特徴とする直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置である。

30

【0037】

本発明は、前記各ブランチ回路部のキャリアCN算出回路から出力される複数のキャリアCN信号列の中から、前記選択ブランチ番号列が指定するブランチ回路部から出力された該当する番号のキャリアのキャリアCN信号を順次選択し、選択キャリアCN信号を構成すると共に、該選択キャリアCN信号を装置の外部に出力する選択キャリアCN信号出力端子、あるいは該選択キャリアCN信号を表示する表示部を有することを特徴とする直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置である。

【0038】

40

本発明は、前記各ブランチ回路部のOFDM信号復調回路から出力される複数のキャリア信号列の中から、前記選択ブランチ番号列が指定するブランチ回路部から出力された該当する番号のキャリアのキャリア信号を順次選択してその振幅値あるいは電力値を算出して選択キャリア振幅信号を構成すると共に、該選択キャリア振幅信号を装置の外部に出力する選択キャリア振幅信号出力端子、あるいは該選択キャリア振幅信号を表示する表示部を有することを特徴とする直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置である。

【0039】

本発明は、前記選択ブランチ番号列から選択されるブランチ回路部の番号が発生する頻度を算出してアンテナ選択頻度信号を構成すると共に、該アンテナ選択頻度信号を装置の外

50

部に出力するアンテナ選択頻度信号出力端子、あるいは該アンテナ選択頻度信号を表示する表示部を有することを特徴とする直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置である。

【0040】

【発明の実施の形態】

本発明の第1の実施の形態によるOFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信装置の構成を図1に示す。アンテナの本数は任意で良いが、図の煩雑を避けるため、以下、2本の場合を用いて説明する。

【0041】

アンテナ10aに接続された高周波数回路部であるRF回路部から出力された中間周波数のIF信号aは、アンテナ信号入力端子21aを通してブランチ回路部20aに入力される。そして、ダウンコンバータ22aでベースバンドの信号aにダウンコンバートされた後、OFDM復調回路3aとCN算出回路23aに入力される。

【0042】

CN算出回路23aは新たに追加された第1の回路で、ダウンコンバータ22aから出力されるベースバンドの信号aを入力し、その中に含まれるOFDM信号成分に対するC/N値を算出する回路である。

【0043】

図9は、このCN算出回路23aの内部回路の構成例である。G(ガードインターバル)相関算出回路31は、ダウンコンバータ22aから入力されたベースバンドのOFDM信号に含まれる、時間的に同一な信号部分間の相関値を算出して出力する回路である。CN算出回路23aに入力されたベースバンドの信号は、G相関算出回路31内の遅延回路32と相関演算回路33に入力される。遅延回路32で1有効シンボル期間 T_s 遅延された信号は、相関演算回路33に入力される。

【0044】

相関演算回路33は、ダウンコンバータ22aから直接入力されたベースバンドの信号と遅延回路32で1有効シンボル期間遅延された信号の間の相関値を算出する回路である。

【0045】

更に具体的には、ダウンコンバータ22aから直接入力された図10(a)の信号と1有効シンボル期間遅延された図10(b)の信号の、同一タイミングの信号同士の複素乗算 $s(t) \times s(t - T_s)^*$ を実行して得た図10(c)の信号を、ガードインターバルと同じ期間幅である図10(d)に模式的に示す範囲で加算した値 $\{s(t) \times s(t - T_s)^*\}$ を順次算出する。ここで、 s^* は複素信号sの共役複素信号を表す。この様にして算出された相関信号の波形を図10(e)に示す。

【0046】

図8(a)の様に主波と遅延波の2波が受信されているときは、この相関信号の波形は図11に太い実線で模式的に示す様な波形になる。

図9のG相関算出回路31で算出されて出力された相関信号はOFDM信号電力算出回路34に入力される。OFDM信号電力算出回路34はOFDM信号の電力値を算出する回路であり、前もって定める一定期間、例えばガードインターバルの3倍の期間の相関信号の、図11の斜線部分の信号の総和(面積)を算出することで、この電力値を算出する。そして、算出した電力値をCN算出回路23aからアンテナCN信号aとして出力する。

【0047】

この演算でOFDM信号の電力値に比例する値が算出できるのは、以下の理由による。すなわち、相関演算回路33で遅延回路32から出力された信号と複素乗算して得られる図10(c)の矩形波形の部分のレベルは、各時刻のガードインターバル信号の振幅の二乗値になる。一方、OFDM信号の電力は、この振幅値の二乗値を十分長い時間で加算平均した値である。従って、この矩形の部分の値を加算して得られる図10(e)のピーク値は、近似的にOFDM信号の電力値に比例した値になる。

G相関算出回路31から出力される相関信号の波形は、例えば1波しか受信されないとき

10

20

30

40

50

でも、図12(a)の様な三角形の波形になる。しかし、その底辺の長さはガードインターバルの2倍の一定値になるため、その面積は関連信号のピーク値、従ってOFDM信号の電力値に比例した値になる。

【0048】

受信された信号に複数の遅延波が混入した場合、例えば2波のOFDM信号が同時に受信された場合の関連信号の波形は図12(b)のようになるが、この波形は、図12(c)の2つの三角波形の和として構成される。従って、図11の斜線部分の面積、すなわち斜線部の信号の和を算出することにより、受信されたOFDM信号の電力に比例する値を算出することができる。

【0049】

なお、図9の回路ではG相関算出回路31を設けるものとして説明した。しかし、OFDM方式の受信装置では、通常、図1の回路図には記していないシンボル同期回路に同様の回路を有している。そのため、実際の回路では、このシンボル同期回路で算出した関連信号を流用することにより、図9の回路をOFDM信号電力算出回路34のみで構成することができる。

【0050】

図1に戻り、ダウンコンバータ22aから出力されるベースバンドの信号aが入力される第2の回路であるOFDM復調回路3aは従来の回路と同様の回路であり、ベースバンドの信号aに含まれるOFDM信号を各キャリア信号に分解してキャリア信号列aとして出力する回路である。OFDM復調回路3aから出力されたキャリア信号列aは、伝送路特性算出回路24aとダイバーシティ復号回路部50に入力される。

【0051】

伝送路特性算出回路24aは従来の図4の回路の伝送路周波数応答算出回路4aに対応する回路であり、OFDM復調回路3aから出力されるキャリア信号列aを入力し、OFDM信号が伝播される過程で受けた伝送路特性を算出して伝送路周波数特性信号列として出力する回路である。

【0052】

具体的には、受信されたOFDM信号の中に一定キャリア間隔、例えば8キャリア本間隔で挿入されているパロット信号CP以外のキャリア信号値を値0に置き換えた後、内挿演算を実施し、得られた信号を伝送路周波数特性信号として出力する。

【0053】

伝送路特性算出回路24aから出力された伝送路周波数特性信号aは、キャリアCN算出回路25aとダイバーシティ復号回路部50に入力される。

キャリアCN算出回路25aは新たに追加された第2の回路で、CN算出回路23aから出力されたアンテナCN信号aと伝送路特性算出回路24aから出力された伝送路周波数特性信号aを入力し、ベースバンドの信号a、従ってアンテナ信号aに含まれるOFDM信号の各キャリア信号のC/N値を算出し、キャリアCN信号列aとして出力する回路である。

【0054】

具体的には、以下の方法で各キャリア信号のC/N値を算出する。すなわち、例えばCN算出回路23aで算出したアンテナCN信号aの値をPとし、入力されたアンテナ信号a、従ってベースバンドの信号aに雑音が無い1波のOFDM信号のみが入力された時のアンテナCN信号aの値をP₀とする。また、入力される伝送路特性信号列aの番号mのキャリアに対応する複素信号の振幅値をR_{cp}(m)とし、入力されたアンテナ信号aに雑音が無い1波のOFDM信号のみが入力された時の伝送路特性信号列aの複素信号の振幅の平均値をR_{cp0}とする。また、量子化雑音等のデジタル回路で発生する雑音成分の影響を考慮するために別に前もって定める値を とする時、次式

$$\{ R_{cp}(m)^2 / R_{cp0}^2 \} / \{ 1 - P / P_0 + \quad \} \quad (1)$$

で算出される値あるいはその近似値、あるいはこの算出値か近似値と共に増加する値、あるいはそれらの値を前もって定める最大値以下に制限した値を、番号mのキャリアのC/N

10

20

30

40

50

N値として出力する。そして、同様にして他の番号のキャリアのC/N値も順次算出し、キャリアCN信号列aの信号として順次出力する。

【0055】

上式(1)が番号mのキャリアのC/N値になる理由は、以下の様に示すことができる。すなわち、AGC回路はアンテナ信号a、従ってベースバンドの信号aの総電力を常にほぼ一定値に保つので、ベースバンドの信号aに含まれるOFDM信号の電力がP、雑音成分の電力が N^2 とすると、Pと P_0 の間には次式の関係が成り立つ。

$$P + N^2 = P_0 \quad (2)$$

また、OFDM信号のキャリア本数をM本、伝送路特性信号列aの番号mのキャリアに対応する複素信号の振幅値を $R_{cp}(m)$ 、雑音成分の電力を N'^2 とすると、やはりAGC回路の特性から、 $R_{cp}(m)^2$ と R_{cp0}^2 の間には次式の関係が得られる。

$$\{R_{cp}(m)^2\} + N'^2 = M \times R_{cp0}^2 \quad (3)$$

ただし、 $m = 1 \sim M$

なお、右辺は、1波のOFDM信号しか含まれない場合は各キャリア信号のレベルが一定値 R_{cp0}^2 になること、及び雑音成分が含まれていないことから得られる。

【0056】

また、 P_0 と R_{cp0}^2 の値の比は回路の設計値で定まる一定値Aとなり、次式の関係が成り立つ。

$$M \times R_{cp0}^2 = A \cdot P_0 \quad (4)$$

また、 $R_{cp}(m)^2$ の全キャリアの加算値 $R_{cp}(m)^2$ は、伝送路特性信号列aに含まれるOFDM信号の総電力である。そのため、アンテナCN信号aに含まれるOFDM信号の総電力Pとの間に、次式の関係が成り立つ。

$$\{R_{cp}(m)^2\} = A \cdot P \quad (5)$$

ただし、 $m = 1 \sim M$

従って、伝送路特性信号列aに含まれる雑音成分の電力 N'^2 は、式(3)と式(5)から導かれる次式により算出することができる。

$$N'^2 = M \times R_{cp0}^2 - A \cdot P \quad (6)$$

一方、番号mのキャリア信号のC/N値は次式で算出される。

$$R_{cp}(m)^2 / \{N'^2 / M + n^2 / M\} \quad (7)$$

ここで、 n^2 はデジタル回路で発生する雑音成分の電力を表し、 N'^2 と n^2 は共に帯域内で平坦な白色雑音とする。

【0057】

式(1)は、式(7)に式(6)と式(4)を代入して整理することにより得ることができる。この時、は次式で算出される定数である。

$$= n^2 / (A \cdot P_0) \quad (8)$$

なお、以上、伝送路特性信号列のレベルは、番号mのキャリア信号をランダムな情報符号で変調した場合に得られる平均レベルであるものとした。

【0058】

ところで、式(1)を求めるには回路規模が大きな除算回路を3つ用意する必要がある。しかし、ダイバーシティの選択に用いるキャリアCN信号列には必ずしも高い精度は必要ない。そのため、例えば R_{cp0}^2 と P_0 の値を前もって2の冪乗に近い値に設定しておき、式(1)の R_{cp0}^2 と P_0 を2の冪乗値で近似することにより、式(1)の分子と分母の除算を単なるビットシフト回路に置き換えることができる。

【0059】

また、 $\{1 - P / P_0 + \dots\}$ による除算は、 $(-P / P_0 + \dots)$ の値が1に比べて充分小さいと仮定して次式のように近似することにより、簡単な乗算回路と加算回路のみで実現できるようにすることができる。

$$\{R_{cp}(m)^2 / R_{cp0}^2\} / \{1 - P / P_0 + \dots\} \\ \{R_{cp}(m)^2 / R_{cp0}^2\} \times \{1 + P / P_0 - \dots\} \quad (9)$$

この近似は、 P / P_0 が1に近づくと成り立たなくなる。しかしこの範囲は、式(1)の

10

20

30

40

50

発散を防止するため算出値を前もって定める最大値に制限することが必要になる範囲にあり、元々式(1)を算出する必要が無い。そのため、近似の精度の良否は問題にならない。また、 $P = P_0$ となる時はC/N値が非常に高い場合であり、どのアンテナ信号を用いても問題なく復号することができるため、アンテナ信号の選択を誤っても何の問題も生じない。従って、式(9)の近似は、常に適用できると考えることができる。

【0060】

また、更に極端な方法として、式(1)の演算を各信号のレベル値の最上位ビットの桁数の加減算で近似することもできる。

この近似では、誤差 $\pm 10 \cdot \log[2] / 2 = 1.5 \text{ dB}$ の精度で各キャリア信号のC/N値を算出することができる。

10

なお、キャリア信号列の信号の振幅あるいは電力が最も大きな信号を選択する従来の方法は、式(1)の分母の値を1に近似したことに相当するが、近似誤差が大きくなりすぎるため、上述した様な問題が発生することになる。

【0061】

再び図1に戻り、以上の様にしてキャリアC/N算出回路25aで算出され出力されたキャリアC/N信号列aは、ブランチ選択回路部40に入力される。

【0062】

この様に、太線の破線枠で囲むブランチ回路部20aから出力されたキャリア信号列aと伝送路周波数特性信号aはダイバーシティ復号回路部50に入力され、キャリアC/N信号列aはブランチ選択回路部40に入力される。

20

【0063】

他のアンテナ10b、・・・で受信した信号に対しても、ブランチ回路部20aの回路と同様のブランチ回路部20b、・・・で信号処理され、それぞれキャリア信号列b、・・・と伝送路周波数特性信号b、・・・はダイバーシティ復号回路部50に入力され、キャリアC/N信号列b、・・・はブランチ選択回路部40に入力される。

【0064】

ブランチ選択回路部40では、各ブランチ回路部20a、20b、・・・から入力されたキャリアC/N信号列a、b、・・・の中の、同じ番号のキャリアに対応するキャリアC/N信号同士を比較する。そして、その値が最も高いブランチの番号を選択し、選択ブランチ番号列として出力する。

30

【0065】

この回路の構成は各種考えられるが、その一例を図13に示す。図1のブランチ回路部20a、20bから入力されたキャリアC/N信号列a、bは、それぞれ、引き算回路41とsign回路42からなる第1の比較回路43とスイッチ回路44に入力される。第1の比較回路43では、キャリアC/N信号列a、bの同じ番号のキャリア毎にその大きさを比較し、aが大きい時は1を出力し、bが大きい時は0を出力する。ブランチ回路部20が20a、20bの2つのみの時は、この比較信号をそのまま選択ブランチ番号列として出力すれば良い。

【0066】

ブランチ回路部20が20a、20b、20c(図示していない)の3つの時はこの比較信号を更にスイッチ回路44に入力し、大きな値のキャリアC/N信号、例えばキャリアC/N信号列a(あるいはb)の信号を選択する。そして、ブランチ回路部20cから入力されたキャリアC/N信号列cと共に、引き算回路45とsign回路46からなる第2の比較回路47に入力して比較し、a(あるいはb)が大きい時は1を第2の比較信号として出力し、cが大きい時は0を第2の比較信号として出力する。そして、第1の比較回路43から出力された第1の比較信号と共にマトリックス回路48に入力する。

40

【0067】

マトリックス回路48は、入力された2つの比較信号の値を、当該番号のキャリアに対するキャリアC/N信号の値が最も大きいブランチ回路部を表す値に変換する回路である。例えば、第1の比較信号の値が1、第2の比較信号の値が1であって、ブランチ回路部20

50

a, 20b, 20cの番号が順に11, 01, 00である時は、マトリックス回路48からキャリアCN信号の値が最も大きいブランチ回路部20aの番号値11を算出して選択ブランチ番号列として出力すれば良い。

【0068】

この回路では、単にレベルが大きなキャリア信号を選択するのではなく、実際に復号する時に発生する符号誤り率に直接影響する各キャリア信号のC/N値が最も高いキャリア信号を選択する。そのため、最もC/N値が高く符号誤りを発生し難いブランチ回路部から得られるキャリア信号を選択することができる。この様にしてブランチ選択回路部40で算出され出力された選択ブランチ番号列は、ダイバーシティ復号回路部50に入力される。

10

【0069】

ダイバーシティ復号回路部50に入力されたキャリア信号列aと伝送路周波数特性信号aが入力される伝送路特性等化回路51aは従来の図4の回路の歪補償回路5aに対応する回路であり、OFDM信号が伝播される過程でキャリア信号列aが受けた伝送路特性を補償し、等化する回路である。

【0070】

具体的には、OFDM復調回路3aから出力される複素数のキャリア信号列aの番号mのキャリアの信号を $Z_{in}(m)$ とし、伝送路特性算出回路24aから出力される伝送路周波数特性信号列aの同じ番号mのキャリアの信号を $Z_{ref}(m)$ とする時、複素除算 $Z_{in}(m)/Z_{ref}(m)$ を実施することで等化する。等化して得られた信号は等化キャリア信号列aとして出力され、キャリア信号選択回路52に入力される。

20

【0071】

他のブランチ回路部20b, …、例えばブランチ回路部20bで算出されたキャリア信号列bと伝送路周波数特性信号bも伝送路特性等化回路51bで等化され、等化して得られた等化キャリア信号列bがキャリア信号選択回路52に入力される。

【0072】

キャリア信号選択回路52には、伝送路特性等化回路51a, 51b, …から出力される等化キャリア信号列a, b, …と共に、ブランチ選択回路部40から出力された選択ブランチ番号列が入力される。そして、番号mのキャリア信号として、等化キャリア信号列a, b, …の番号mの等化キャリア信号の中から、選択ブランチ番号列の番号mのキャリアに対する選択ブランチ番号が指定するブランチの等化キャリア信号を選択して出力する。この時、番号mのキャリアに対する選択ブランチ番号は、その番号のキャリア信号のC/N値が最も高いブランチの番号であり、選択されるキャリア信号は、複数のブランチ回路部a, b, …で算出したキャリア信号の中で、最もC/N値が高いキャリア信号になる。以下同様に、各番号の等化キャリア信号を順次選択し、選択キャリア信号列として出力する。

30

【0073】

キャリア信号選択回路52から出力された選択キャリア信号列は、従来の図4の回路の復号回路9に対応するキャリア符号復号回路53でデマッピングされ、選択キャリア符号列として出力される。この時、キャリア符号復号回路53に入力される選択キャリア信号列は最もC/N値が高いキャリア信号で構成された信号であり、キャリア符号復号回路53からは、どのアンテナで受信した信号から復号した符号より符号誤りの少ない復号符号が出力される。この様にして算出された選択キャリア符号列が、選択キャリア符号列出力端子54に出力され、ダイバーシティ受信機で復号された符号列として出力される。

40

【0074】

この様に、本実施の形態によるダイバーシティ受信装置では、各ブランチ回路部から得られる同じ番号のキャリア信号の中から、C/N値が最も高く復号した場合に最も符号誤りが少なくなる等化キャリア信号を選択して復号する。そのため、受信されるOFDM信号に如何なる遅延波が混入していても、常に、どの単独のアンテナ信号から復号した符号より符号誤りが低く伝送特性を改善されたダイバーシティ受信を実現することができる。

50

【 0 0 7 5 】

本発明の第2の実施の形態によるOFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信装置の構成を図14に示す。このダイバーシティ受信装置の各ブランチ回路部20a, 20b, ...の内部の回路構成は図1の各ブランチ回路部20a, 20b, ...の内部の回路構成と同一なので説明を省略し、図1の回路構成と異なるダイバーシティ復号回路部50の内部の回路構成のみ説明する。

【 0 0 7 6 】

本実施の形態によるダイバーシティ復号回路部50の内部の回路構成では、各ブランチ回路部20a, 20b, ...から出力されるキャリア信号列a, b, ...と伝送路周波数特性信号a, b, ...、及びブランチ選択回路部40から出力された選択ブランチ番号列をキャリア信号選択回路55に入力し、各キャリア信号列の伝送路特性を等化する前に、各番号のキャリアに対応する選択ブランチ番号が指定するブランチ番号のキャリア信号と伝送路周波数特性信号を選択し、順次選択キャリア信号列と選択伝送路周波数特性信号列として出力する。

10

【 0 0 7 7 】

その後、選択キャリア信号列と選択伝送路周波数特性信号列を図1と同じ回路構成の伝送路特性等化回路51に入力して等化し、等化キャリア信号列として出力する。ところで、この伝送路特性等化回路51は上述したように複素数の除算回路で構成されるため、回路規模が大きい欠点がある。図1の回路では、この回路をブランチ回路部の数だけ設ける必要があり、回路規模が大きくなる欠点があった。しかし、本実施の形態では1つ設けておけばよい。実際の回路製作においては、通常、回路規模が大きな各ブランチ回路部毎に1枚のボードにまとめ、各ボードで算出した信号を選択回路を有する別ボードに配線して構成する。本実施の形態では、図1の回路に比べ、このキャリア信号選択回路55に入力する信号線のビット数が増えて配線し難くなる欠点が生じるものの、回路規模を小さくすることができる効果が得られる。

20

【 0 0 7 8 】

この様に、本実施の形態によるOFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信装置を用いると、第1の実施の形態と同様の効果の他に、回路規模を小さくできる効果が得られる。

【 0 0 7 9 】

本発明の第3の実施の形態によるOFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信装置の構成を図15に示す。このダイバーシティ受信装置の各ブランチ回路部20a, 20b, ...の内部の回路構成は図1の各ブランチ回路部20a, 20b, ...の内部の回路構成と同一なので説明を省略し、図1の回路構成と異なるダイバーシティ復号回路部50の内部の回路構成のみ説明する。

30

【 0 0 8 0 】

本実施の形態によるダイバーシティ復号回路部50の内部の回路構成では、第2の実施の形態とは逆に、各ブランチ回路部から出力される信号毎に伝送路特性等化回路51a, 51b, ...で等化した後、各等化キャリア信号列a, b, ...をキャリア符号復号回路53a, 53b, ...で先にデマッピングして復号し、キャリア符号列a, b, ...として出力する。その後、キャリア符号選択回路56で選択するようにする。

40

【 0 0 8 1 】

この場合、キャリア符号復号回路53を各ブランチ回路部の数だけ設ける必要があるが、その回路規模は小さく、回路規模の増加はほとんど問題にならない。これに対し、図1の回路の等化キャリア信号の配線には通常、実数部と虚数部各12ビット程度の多数本の信号線が必要になるが、図15のキャリア符号列では64QAM方式でも6ビットあれば良く、製作する際のボード間の配線が極めて容易になる効果が得られる。

【 0 0 8 2 】

後段でビタビ復号回路による畳み込み符号の符号誤り訂正を実施する場合は更に軟判定用の信号が必要になる。しかし、この場合でも12ビット程度あれば充分であり、ビット数が多い等化キャリア信号を配線する場合に比べ、配線が容易になる効果が得られることに

50

変わらない。

【0083】

この様に、本実施の形態によるOFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信装置を用いると、第1の実施の形態と同様の効果の他に、ブランチ回路部の信号を選択する回路に信号を入力するための配線の本数を削減でき、配線が容易になる効果が得られる。

【0084】

本発明の第4の実施の形態によるOFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信装置の構成を図16に示す。この回路は、ブランチ回路部20aの内部回路のキャリアCN算出回路25aに入力する信号の1つを、伝送路特性算出回路24aから出力された伝送路周波数特性信号aから、OFDM復調回路3aから出力されたキャリア信号列aに変更した点のみが異なる。なお、ブランチ回路部20b、・・・についても同様に変更する。

10

【0085】

情報符号で変調するデータキャリアをBPSK, QPSKの様に振幅値が一定になる変調方式で変調されたOFDM信号では、このキャリア信号列の振幅の変動が伝送路の振幅特性を表す信号となる。そのため、キャリア信号列の振幅値を伝送路周波数特性信号列の振幅値の代わりに用いることにより、第1の実施の形態と同様の効果を得ることができる。

【0086】

データキャリアを16QAM, 64QAM等の様に振幅方向にも変調する方式では、キャリア信号列の振幅値そのままでは伝送路の振幅特性を表さない。しかし、各キャリア信号列の各キャリアの振幅値を二乗して複数シンボルで加算平均した後平方根を求めて得た値(rms値)は、再び伝送路の振幅特性を表す信号になる。

20

【0087】

従って、キャリアCN算出回路25a内部において、各キャリア信号列の各キャリア毎に、複数シンボルで加算平均して得たrms値を算出し、算出した信号の列を伝送路周波数特性信号列の振幅値の代わりに用いることにより、第1の実施の形態と同様の効果を得ることができる。

なお、キャリアCN信号の算出方法は、入力信号が変わるだけで、基本的には式(1)と同一になるので説明を省略する。

【0088】

この様に、本実施の形態によるOFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信装置においても、第1の実施の形態と同様、受信されるOFDM信号に如何なる遅延波が混入していても、常に、どの単独のアンテナ信号から復号した符号より符号誤りが低く伝送特性を改善されたダイバーシティ受信を実現することができる。

30

【0089】

本発明の第5の実施の形態によるOFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信装置の構成を図17に示す。本実施の形態は、情報符号で変調するデータキャリアをDBPSK, DQPSK, 8DPSK等の差動検波を用いる変調方式で変調されたOFDM信号を受信するダイバーシティ受信装置の回路構成の一例である。

【0090】

OFDM信号の各キャリアをDQPSK等の差動方式を用いて変調する方式では復調に際してパイロット信号が不要なため、パイロット信号が挿入されていない。しかし、これらの変調方式で変調され送信されるOFDM信号のデータキャリアの振幅値は一定であり、受信されたOFDM信号のキャリア信号列の振幅の変動が伝送路の振幅特性を表す信号となる。そこで本実施の形態では、第4の実施の形態と同様にキャリア信号列の振幅値を用いて伝送路周波数特性信号列を算出する。この算出方法は第4の実施の形態と同じなので、説明を省略する。

40

【0091】

ただし、差動検波を用いる変調方式を用いる場合、符号を復号する際に連続する2シンボルの信号が必要になる。そのため、ダイバーシティ復号回路部50内部の回路構成において、第1の実施の形態あるいは第4の実施の形態とは異なる注意が必要になる。以下、こ

50

の点について説明する。

【0092】

図17において、OFDM復調回路3aから出力されたキャリア信号列aは、ダイバーシティ復号回路部50内部の遅延回路57aと差動検波回路58aに入力される。

遅延回路57aは、キャリア信号列aをOFDM信号の1シンボル期間 T_s' だけ遅延する回路である。また差動検波回路58aは、OFDM復調回路3aから直接入力されるキャリア信号列aと遅延回路57aで1シンボル期間 T_s' 遅延された信号を入力し、差動検波を実施する回路である。

【0093】

差動検波を用いる方法は、現シンボル期間の複素信号の位相角度と1シンボル期間前の複素信号の位相角度の差の大きさによって符号を伝送する方法である。そこでこの回路では、具体的には、OFDM復調回路3aから直接入力されるキャリア信号列aの第nシンボル目の第m番の信号を $Z_{in}(n, m)$ とし、同時に遅延回路57aから入力された1シンボル期間前の信号を $Z_{in}(n-1, m)$ とする時、例えば複素除算値 $Z_{in}(n, m) / Z_{in}(n-1, m)$ あるいは複素乗算値 $Z_{in}(n, m) \times Z_{in}(n-1, m)^*$ を順次算出し、算出値を差動検波信号列aとして出力する。

10

【0094】

他のブランチ回路部20b, ...から入力されるキャリア信号列b, ...も、同様の遅延回路57b, ...と差動検波回路58b, ...で差動検波され、算出値が差動検波信号列b, ...として出力される。

20

【0095】

各差動検波回路58a, 58b, ...から出力された差動検波信号列a, b, ...はブランチ選択回路部40から出力された選択ブランチ番号列と共にキャリア信号選択回路52に入力され、選択ブランチ番号列が指定するブランチ番号に対応する差動検波信号列、例えば差動検波信号列aの該当する番号のキャリアの信号を順次選択し、選択キャリア信号列として出力する。

【0096】

キャリア信号選択回路52から出力された選択キャリア信号列は、キャリア符号復号回路53でデマッピングされ、選択キャリア符号列として出力される。そして、ダイバーシティ受信機で復号された符号列として出力される。

30

【0097】

ここで重要なのは、図18の様に、遅延回路57a, 57b, ...を通す前にキャリア信号選択回路59でキャリア信号の選択を実施してはならない点である。図18の回路では、遅延回路57と差動検波回路58がそれぞれ1つあればよいので、ブランチ回路部の数だけこれらの回路が必要になる図17の回路に比べ、回路規模を縮小できる効果が得られ、一見、図17の回路より優れた回路のように見える。しかし、この回路では、キャリア信号選択回路59で選択するキャリア信号列のブランチ番号を変更した直後のシンボル期間において、差動検波回路58にキャリア信号選択回路59から直接入力される選択キャリア信号のブランチ番号と、遅延回路57から入力される選択キャリア信号のブランチ番号が異なってしまう。

40

【0098】

そのため、2シンボルのキャリア信号間の正しい位相角度の差を算出できなくなり、このシンボルで復号される符号に大きな符号誤りが発生する問題が発生する。従って、差動検波回路58に直接入力されるキャリア信号と遅延回路57から入力されるキャリア信号のブランチ番号が常に同一になるように、キャリア信号の選択は、遅延回路57a, 57b, ...の後段で実施することが不可欠な条件となる。

なお、上記の条件から明らかな様に、図15の回路と同様にキャリア符号復号回路53a, 53b, ...で復号した後、キャリア符号選択回路56で選択するようにすることは可能である。

【0099】

50

また、ブランチ選択回路部40では、図1との回路の場合と同様に、同じシンボルのキャリアCN信号列a, b, ...のみを比較して選択しても良い。しかし、差動検波の場合、連続する2シンボルの信号を用いて復号するので、この2シンボルの信号の内の一方のC/N値が低くなると、復号した符号の誤りも増加する。そこで、この2シンボルのキャリアCN信号列a, b, ...を比較し、連続する2シンボルのキャリアCN信号の内の小さい方の値が、最も大きなブランチ回路部の番号を選択して選択ブランチ番号列として出力することにより、より精度の高い選択ができる効果が得られるようになる。あるいは連続する2シンボルのキャリアCN信号のパワー平均を算出し、その値が最も大きなブランチ回路部の番号を選択して選択ブランチ番号列として出力することにより、より精度の高い選択ができる効果が得られるようになる。

10

【0100】

この様に、本実施の形態によるOFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信装置においては、パイロット信号を有しないDBPSK, DQPSK, 8DPSK等の差動検波を用いる変調方式で変調されたOFDM信号であっても、第1の実施の形態と同様、受信されるOFDM信号に如何なる遅延波が混入していても、常に、どの単独のアンテナ信号から復号した符号より符号誤りが低く伝送特性を改善されたOFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信を実現することができる。

【0101】

以上、第5の実施の形態では各キャリアのC/N値が最も高いブランチ番号のキャリア信号を選択する例で説明した。しかし、従来と同様にキャリア信号a, b, ...の振幅レベルが最も高いブランチ番号のキャリア信号a, b, ...を選択して用いる構成の場合においても、ダイバーシティ復号回路部50の構成方法に関する条件は同一であることを注意しておく。詳しい回路構成の説明は重複するので省略する。

20

【0102】

なお、以上の説明では、RF回路部が有するAGC回路の性能が高く、ダイバーシティ回路に入力されるIF信号のレベルが充分一定であるものとして説明した。しかし、このAGC回路の性能が低く、入力されるIF信号にレベル変動が残る場合は、デジタル回路でレベル変動を低減しておくのが望ましい。

【0103】

また、図19に示すように、アンテナ信号入力端子21a, 21b, ...は、終端抵抗71を有するキャップ72を装着できる構造にしておき、ダイバーシティするアンテナ本数を減らす場合は、空いているアンテナ信号入力端子に終端抵抗を有するキャップを装着する様にするのが望ましい。

30

【0104】

あるいは、図20に示すように、各アンテナ信号入力端子21a, 21b, ...と各ダウンコンバータ22a, 22b, ...の間に終端抵抗73a, 73b, ...を有するスイッチ74a, 74b, ...を設けておき、使用しないアンテナ信号入力端子は、スイッチの終端抵抗で終端しておくことが望ましい。図20においては、入力端子21a, 21bとスイッチ73a, 73bを別々にしたが、一体化して、入力端子にアンテナが装着されな

40

【0105】

これにより、接続されていない入力端子に発生する雑音によってアンテナ信号の選択を乱されることが無くなり、安定したダイバーシティ受信を実現することができるようになる。

【0106】

また、以上、CN算出回路は、関連信号を用いて評価する場合のみ説明したが、アンテナ信号に含まれるOFDM信号の遅延波成分の分布とレベルが検出できる信号を用いて算出すればよいのは明らかである。例えば、OFDM信号に挿入されているパイロット信号を周波数分析する等の方法で算出した遅延プロファイル信号を用いて算出するようにしても

50

良い。この場合、遅延プロファイルの振幅値が各OFDM信号成分の電力値に比例するときは、相関信号の波形の総和（面積）の代わりに遅延プロファイル信号の波形の総和（面積）を用いて同様の演算を実施するようにすれば良い。

【0107】

また、CN算出回路では、ベースバンドの信号ではなく、アンテナ信号を直接用いて相関値を算出し、この相関信号からアンテナCN信号を算出するようにしても良い。

【0108】

また、以上、CN算出回路とキャリアCN算出回路では、各シンボル毎に各キャリア信号のC/N値を算出して比較する場合を説明した。しかし、これらの算出値が雑音の影響を受けて大きく変動する場合は、CN算出回路を、第1の実施の形態で説明した方法で算出したアンテナCN信号を更に複数シンボルで加算平均して雑音を低減した後に改めてアンテナCN信号として出力する回路構成にするのが望ましい。同様に、キャリアCN算出回路を、入力された伝送路周波数特性信号列をキャリア毎に複数シンボルで加算平均して雑音を低減した後、この雑音を低減した信号を用いて第1の実施の形態で説明した方法でキャリアCN信号列を算出する回路構成にする、あるいは第1の実施の形態で説明した方法で算出したキャリアCN信号列を更に複数シンボルでキャリア毎に加算平均して雑音を低減した後に改めてキャリアCN信号列として出力する回路構成にするのが望ましい。

10

【0109】

また、例えば図1の様に、ボックス回路部60を設け、キャリア信号列a、キャリア信号列bおよび伝送路周波数特性信号a、伝送路周波数特性信号bを選択回路61に入力して、または例えば図14の様に、ダイバーシティ復号回路部50の選択回路55で、選択したキャリア信号のC/N値を、絶対値回路62を経由して出力する選択キャリアCN信号出力端子63を設けるようにすれば、この出力端子63から出力される信号をシンクロスコープ等の表示装置で、例えば図21の様に表示画面上で視覚的に観測しながら選択されるキャリア信号の性能を把握できるので、ダイバーシティの効果を確認しながら実運用ができる、使い勝手が良好なダイバーシティ受信装置を得ることができる。この場合、ダイバーシティ受信装置自身に表示装置を内蔵し、容易に観測できるようにするのが望ましい。

20

【0110】

更に具体的には、例えば各ブランチ回路部のキャリアCN算出回路から出力される複数のキャリアCN信号列の中から、該当する番号のキャリアの選択ブランチ番号列が指定するブランチ回路部から出力されたキャリアCN信号を順次選択し、選択キャリアCN信号列として選択キャリアCN信号出力端子61から出力し、外部装置に表示するようにすれば良い。あるいはこの選択キャリアCN信号列の信号を内蔵した表示装置に表示させれば良い。

30

【0111】

なお、図16と図17の回路の様にキャリア信号列からキャリアCN信号列を算出する場合は、選択キャリアCN信号列の代わりに、選択したブランチ番号のキャリア信号の振幅値あるいは電力値で構成される選択キャリア振幅信号列を算出し、選択キャリア振幅信号出力端子から出力して表示させる、あるいは内蔵表示装置に表示させることにより同様の効果が得られるのは明らかである。

40

【0112】

また、例えば図1の選択回路61、または例えば図14の選択回路55で、各アンテナ信号のキャリア信号を選択した頻度を表すアンテナ選択頻度信号をブランチ頻度検出回路64で算出すると共に、この信号を出力するアンテナ選択頻度信号出力端子64を設け、この出力端子64から出力される信号をシンクロスコープ等の表示装置で、例えば図22(a)あるいは図22(b)の様に視覚的に観測できるようにすることにより、使用頻度の低いアンテナを把握してその方向を調整し直す等の実運用ができる、使い勝手が良好なダイバーシティ受信装置を得ることができる。この場合、ダイバーシティ受信装置自身に表示装置を内蔵し、容易に観測できるようにするのが望ましい。

50

【 0 1 1 3 】

なお、この各アンテナ信号を選択した頻度を表す表示の効果は、OFDM方式の伝送装置に限らず、搬送波が1本の通常の伝送信号を受信するダイバーシティ受信装置に適用することにより、同様の効果を得ることができる。

【 0 1 1 4 】

【 発明の効果 】

本発明によれば、遅延波の存在を考慮して最良のキャリア信号を選択でき良好な、直交周波数分割多重変調方式伝送信号のダイバーシティ受信装置を得ることができる。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 本発明の第 1 の実施の形態による直交周波数分割多重変調方式 (OFDM方式) 10
伝送信号のダイバーシティ受信装置の回路構成図である。

【 図 2 】 OFDM方式伝送信号のキャリア構造を示す図である。

【 図 3 】 OFDM方式伝送信号の構造を示す図である。

【 図 4 】 従来の OFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信装置の回路構成図である。

【 図 5 】 従来の OFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信装置のブランチ選択回路の回路構成図である。

【 図 6 】 従来の OFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信装置の問題に関する第 1 の説明をするための図である。

【 図 7 】 従来の OFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信装置の問題に関する第 2 の説明をするための図である。 20

【 図 8 】 従来の OFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信装置の問題に関する第 3 の説明をするための図である。

【 図 9 】 図 1 における CN 算出回路の回路構成例を示す図である。

【 図 1 0 】 図 9 における 相関演算回路で実施する演算を説明するための図である。

【 図 1 1 】 図 9 における CN 算出回路で実施する信号処理の第 1 の説明をするための図である。

【 図 1 2 】 図 9 における CN 算出回路で実施する信号処理の第 2 の説明をするための図である。

【 図 1 3 】 図 1 におけるブランチ選択回路部の回路構成例を示す図である。

【 図 1 4 】 本発明の第 2 の実施の形態による OFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信 30
装置の回路構成図である。

【 図 1 5 】 本発明の第 3 の実施の形態による OFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信装置の回路構成図である。

【 図 1 6 】 本発明の第 4 の実施の形態による OFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信装置の回路構成図である。

【 図 1 7 】 本発明の第 5 実施の形態による OFDM方式伝送信号のダイバーシティ受信装置の回路構成図である。

【 図 1 8 】 本発明の第 5 の実施の形態の説明における不適格な回路構成である。

【 図 1 9 】 本発明の実施の形態において、空いているアンテナ信号入力端子の第 1 の説明をするための図である。 40

【 図 2 0 】 本発明の実施の形態において、空いているアンテナ信号入力端子の第 2 の説明をするための図である。

【 図 2 1 】 選択したキャリア信号の C / N 値の表示例を示す図である。

【 図 2 2 】 各アンテナ信号を選択した頻度の表示例を示す図である。

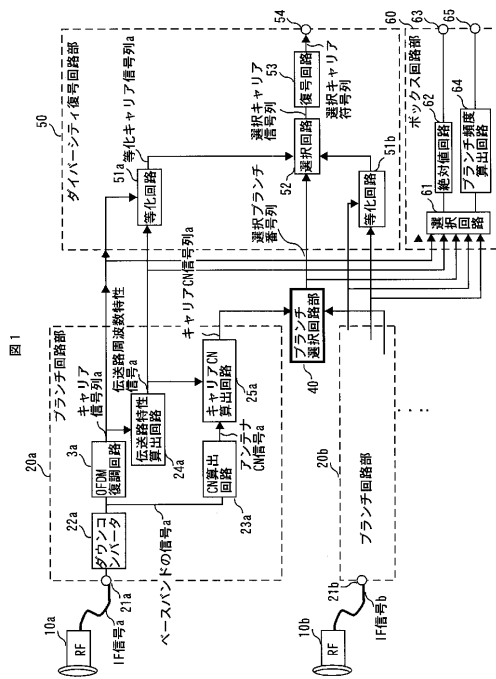
【 符号の説明 】

1 a , 1 b : アンテナ、 2 a : 受信回路、 3 a : OFDM復調回路、 4 a : 伝送路周波数
応答算出回路、 5 a : 歪補償回路、 6 : ブランチ選択回路、 7 : 比較回路、 8 : セレクタ
回路、 9 : 復号回路、 1 0 a , 1 0 b : アンテナ、 2 0 a , 2 0 b : ブランチ回路部、 2
1 a , 2 1 b : アンテナ信号入力端子、 2 2 a : ダウンコンバータ、 2 3 a : CN算出回
路、 2 4 a : 伝送路特性算出回路、 2 5 a : キャリア CN算出回路、 3 1 : G相関算出回 50

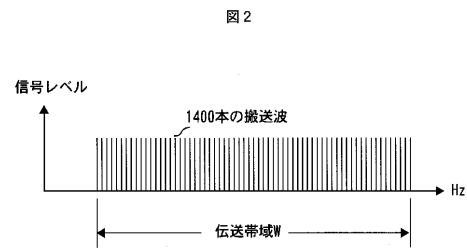
路、32：遅延回路、33：相関演算回路、34：OFDM信号電力算出回路、40：ブランチ選択回路部、41：引き算回路、42：sign回路、43：第1の比較回路、44：スイッチ回路、45：引き算回路、46：sign回路、47：第2の比較回路、48：マトリックス回路、50：ダイバーシティ復号回路部、51, 51a, 51b：伝送路特性等化回路、52：キャリア信号選択回路、53, 53a, 53b：キャリア符号復号回路、54：選択キャリア符号列出力端子、55：キャリア信号選択回路、56：キャリア符号選択回路、57, 57a, 57b：遅延回路、58, 58a, 58b：差動検波回路、59：キャリア信号選択回路、60：ボックス回路部、61：選択回路、62：絶対値回路、63：選択キャリアCN信号出力端子、64：ブランチ頻度検出回路、65：アンテナ選択頻度信号出力端子、71：終端抵抗、72：キャップ、73a, 73b：終端抵抗、74a, 74b：スイッチ。

10

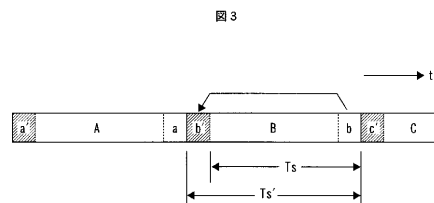
【図1】



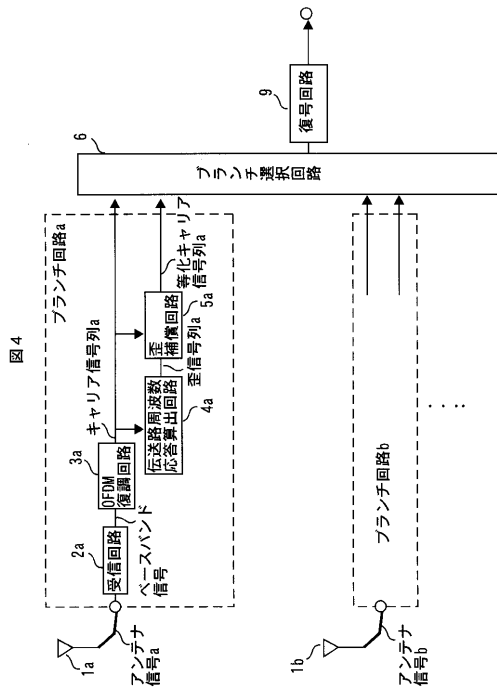
【図2】



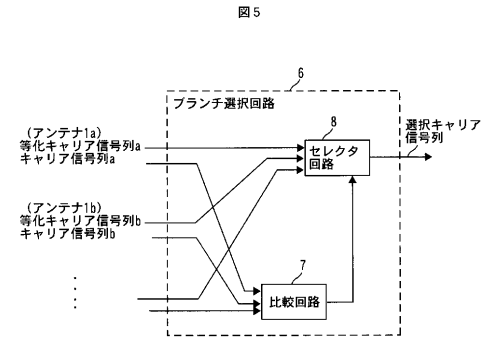
【図3】



【 図 4 】

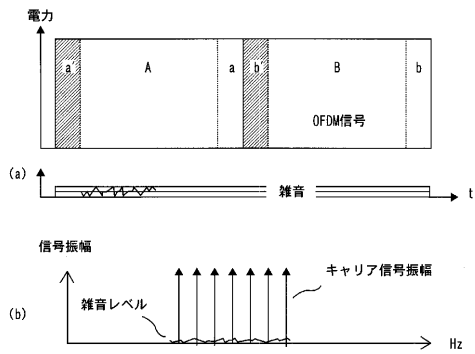


【 図 5 】



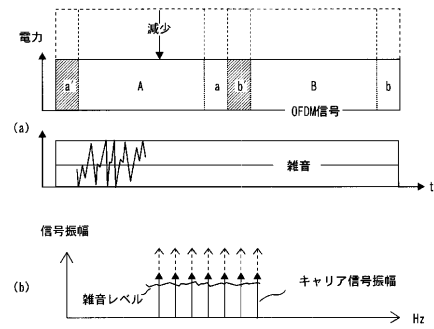
【 図 6 】

図 6



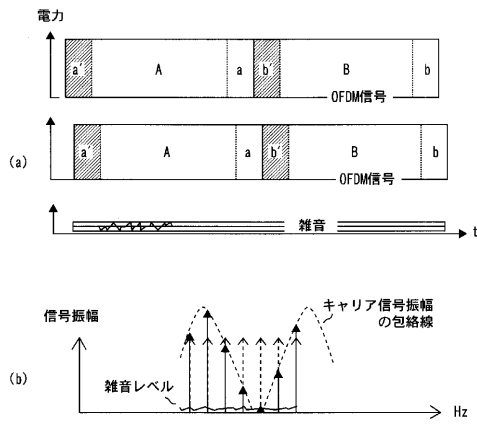
【 図 7 】

図 7



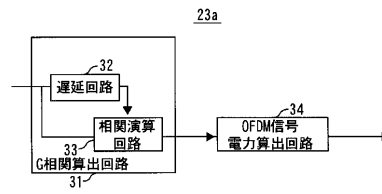
【 図 8 】

図 8

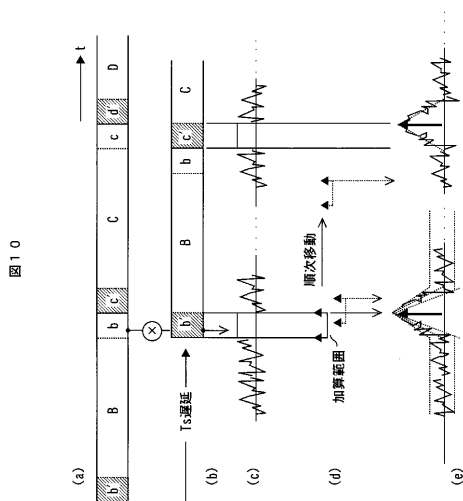


【 図 9 】

図 9

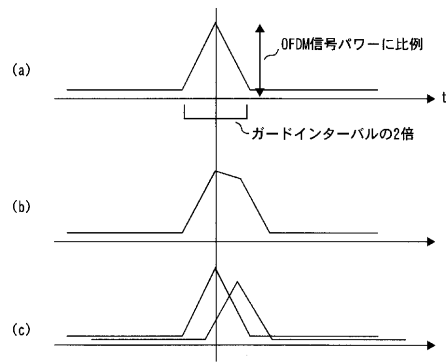


【 図 10 】



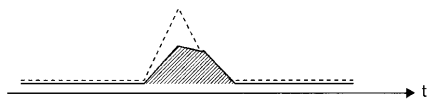
【 図 12 】

図 12



【 図 11 】

図 11



【 図 1 3 】

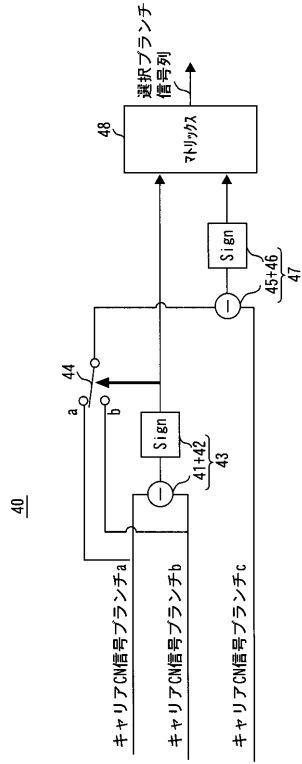


図 1 3

【 図 1 4 】

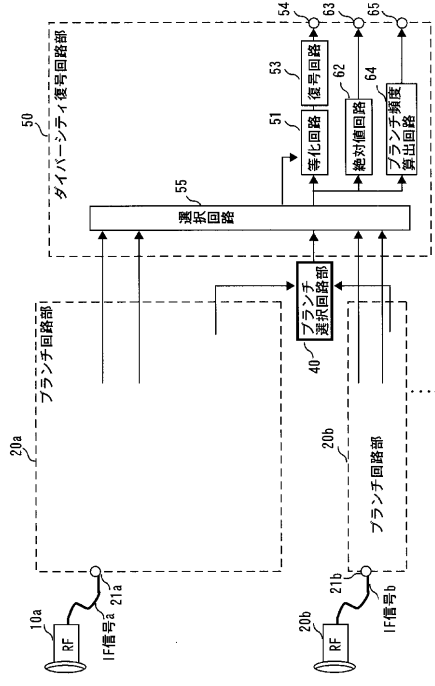


図 1 4

【 図 1 5 】

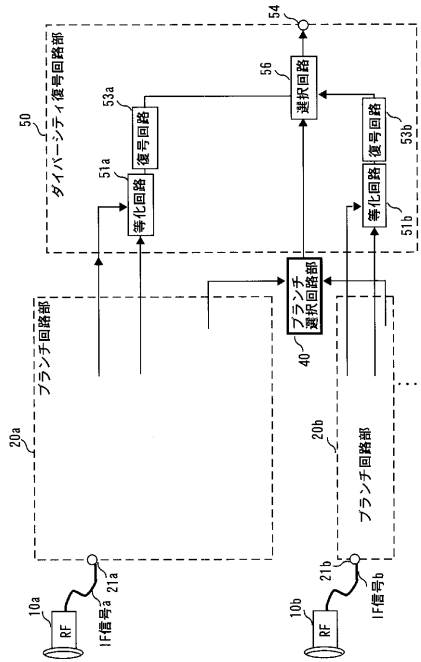


図 1 5

【 図 1 6 】

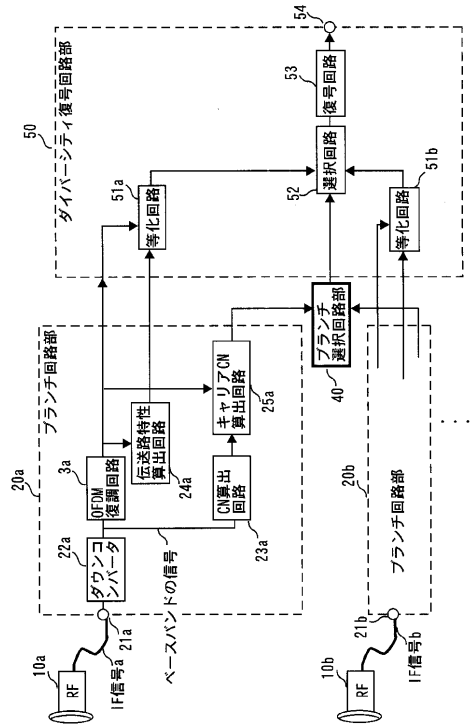
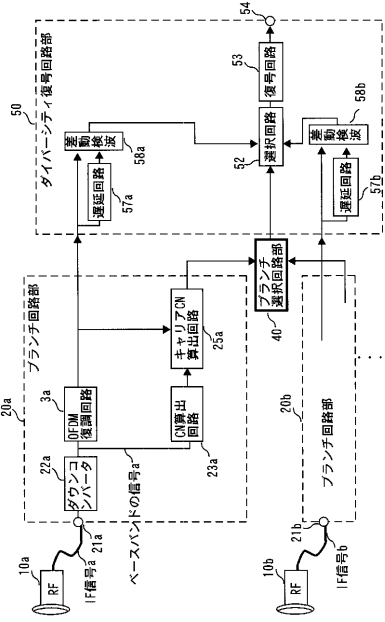


図 1 6

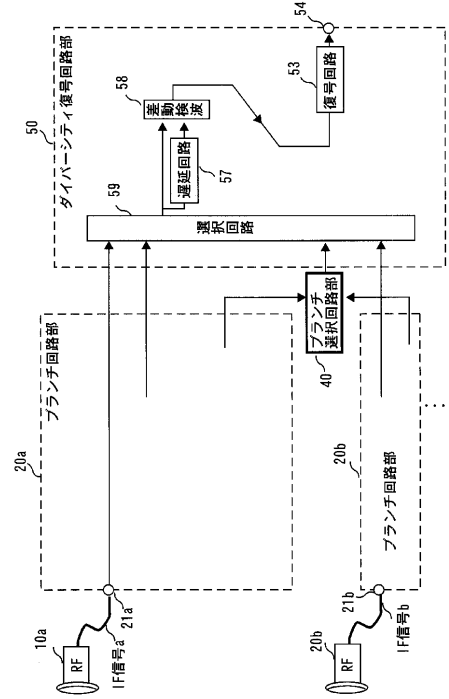
【 図 17 】

図 17



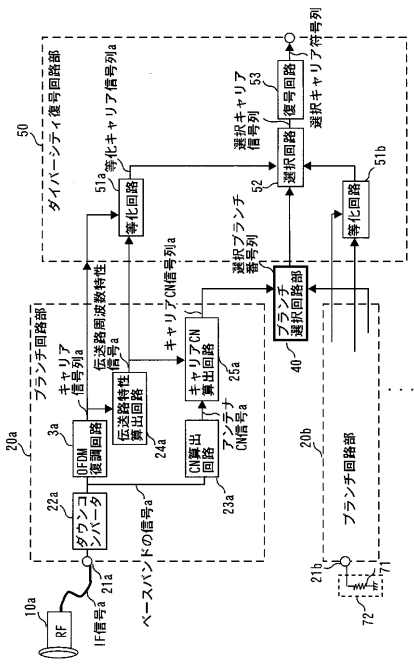
【 図 18 】

図 18



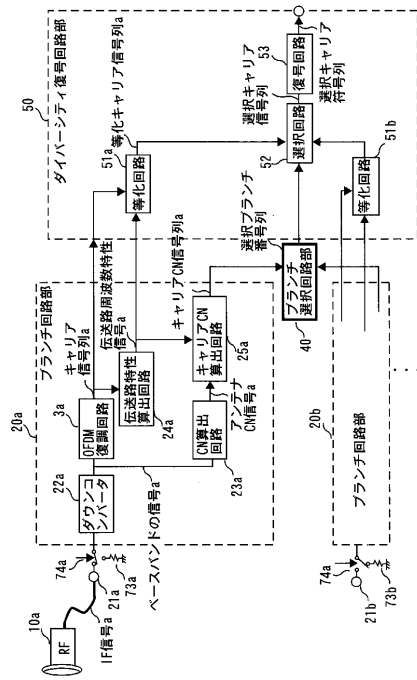
【 図 19 】

図 19



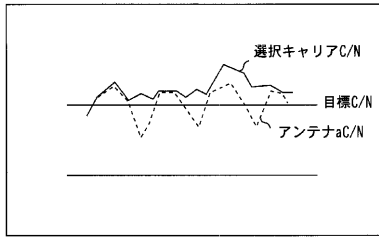
【 図 20 】

図 20



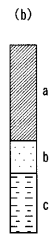
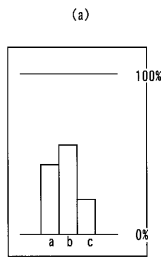
【 図 2 1 】

図 2 1



【 図 2 2 】

図 2 2



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2001-024618(JP,A)
特開2000-183790(JP,A)
特開平11-154895(JP,A)
特開2001-103032(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04J 11/00