

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4597767号  
(P4597767)

(45) 発行日 平成22年12月15日(2010.12.15)

(24) 登録日 平成22年10月1日(2010.10.1)

(51) Int.Cl.			F I		
<b>HO4B</b>	<b>7/08</b>	<b>(2006.01)</b>	HO4B	7/08	D
<b>HO4W</b>	<b>16/28</b>	<b>(2009.01)</b>	HO4B	7/08	B
<b>HO4J</b>	<b>11/00</b>	<b>(2006.01)</b>	HO4B	7/26	D
			HO4J	11/00	Z

請求項の数 12 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2005-147907 (P2005-147907)	(73) 特許権者	000001122
(22) 出願日	平成17年5月20日(2005.5.20)		株式会社日立国際電気
(65) 公開番号	特開2006-325077 (P2006-325077A)		東京都千代田区外神田四丁目14番1号
(43) 公開日	平成18年11月30日(2006.11.30)	(73) 特許権者	000004352
審査請求日	平成20年4月16日(2008.4.16)		日本放送協会
			東京都渋谷区神南2丁目2番1号
		(74) 代理人	110000350
			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	仲田 樹広
			東京都小平市御幸町32番地 株式会社日立国際電気内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ダイバーシチ受信機のサンプリングクロック制御方法およびダイバーシチ受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数のアンテナによって受信したOFDM方式の受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、前記複数のアンテナによって受信した受信信号を、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成し、当該合成した結果に基づいて前記それぞれのブランチのA/D変換器に共通に用いられるサンプリングクロックを制御し、

前記それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率は、それぞれのブランチでの前記受信信号のキャリアレベルと雑音レベルとから算出される該受信信号のC/Nに基づく比率であり、前記雑音レベルは、ヌルシンボルの受信レベルを測定することで検出される雑音レベルか、前記受信信号と前記受信信号を有効シンボル長遅延させた信号との差分の絶対値であってガードインターバル期間内にかつマルチパスに残留成分を含まない期間の前記絶対値から算出される雑音レベルかのいずれかをを用いることを特徴とするダイバーシチ受信機のサンプリングクロック制御方法。

【請求項2】

複数のアンテナの信号を受信したOFDM方式の受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、前記複数のアンテナによって受信した受信信号と該受信信号を有効シンボル長遅延させた信号との自己相関演算結果の信号、あるいは前記受信信号と所定の同期用シンボル信号との相互相関演算結果の信号のいずれかの信号を、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成し、当該合成結果に基づいて前記それぞれのブランチのA/D変換器に共通に用いられるサンプリングクロックを制御し、

前記それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率は、それぞれのブランチでの前記受信信号のキャリアレベルと雑音レベルとから算出される該受信信号のC/Nに基づく比率であり、前記雑音レベルは、ヌルシンボルの受信レベルを測定することで検出される雑音レベルか、前記受信信号と前記受信信号を有効シンボル長遅延させた信号との差分の絶対値であってガードインターバル期間内にかつマルチパスに残留成分を含まない期間の前記絶対値から算出される雑音レベルかのいずれかをを用いることを特徴とするダイバーシチ受信機のサンプリングクロック制御方法。

【請求項3】

複数のアンテナの信号を受信したOFDM方式の受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、前記ダイバーシチ受信機の再生クロックにより生成した基準タイミングと、それぞれのブランチの受信サンプル系列から算出した特定のタイミングとの位相差を、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成し、当該合成結果に基づいて前記それぞれのブランチのA/D変換器に共通に用いられるサンプリングクロックを制御し、

10

前記それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率は、それぞれのブランチでの前記受信信号のキャリアレベルと雑音レベルとから算出される該受信信号のC/Nに基づく比率であり、前記雑音レベルは、ヌルシンボルの受信レベルを測定することで検出される雑音レベルか、前記受信信号と前記受信信号を有効シンボル長遅延させた信号との差分の絶対値であってガードインターバル期間内にかつマルチパスに残留成分を含まない期間の前記絶対値から算出される雑音レベルかのいずれかをを用いることを特徴とするダイバーシチ受信機のサンプリングクロック制御方法。

20

【請求項4】

複数のアンテナの信号を受信したOFDM方式の受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、それぞれのブランチで独立のサンプリングクロック再生処理を行い、それぞれのサンプリングクロックを、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成し、当該合成結果に基づいて前記ダイバーシチ受信機のサンプリングクロックを制御し、

前記それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率は、それぞれのブランチでの前記受信信号のキャリアレベルと雑音レベルとから算出される該受信信号のC/Nに基づく比率であり、前記雑音レベルは、ヌルシンボルの受信レベルを測定することで検出される雑音レベルか、前記受信信号と前記受信信号を有効シンボル長遅延させた信号との差分の絶対値であってガードインターバル期間内にかつマルチパスに残留成分を含まない期間の前記絶対値から算出される雑音レベルかのいずれかをを用いることを特徴とするダイバーシチ受信機のサンプリングクロック制御方法。

30

【請求項5】

複数のアンテナの信号を受信したOFDM方式の受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、それぞれのブランチで独立のサンプリングクロック再生処理を行い、それぞれのブランチ毎のサンプリングクロックから生成したタイミングと、それぞれのブランチのサンプリングクロックとは別の前記ダイバーシチ受信機の再生クロックにより生成した基準タイミングとの位相差を、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成し、当該合成結果に基づいて前記ダイバーシチ受信機のサンプリングクロックを制御し、

40

前記それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率は、それぞれのブランチでの前記受信信号のキャリアレベルと雑音レベルとから算出される該受信信号のC/Nに基づく比率であり、前記雑音レベルは、ヌルシンボルの受信レベルを測定することで検出される雑音レベルか、前記受信信号と前記受信信号を有効シンボル長遅延させた信号との差分の絶対値であってガードインターバル期間内にかつマルチパスに残留成分を含まない期間の前記絶対値から算出される雑音レベルかのいずれかをを用いることを特徴とするダイバーシチ受信機のサンプリングクロック制御方法。

【請求項6】

50

前記受信信号品質に基づいた比率は、それぞれのブランチでの前記受信信号のキャリアレベルに比例し、雑音レベルの二乗に反比例した比率か、それを正規化させた比率のいずれかを用いることを特徴とする請求項 1、2 或いは 4 に記載のダイバーシチ受信機のサンプリングクロック制御方法。

【請求項 7】

複数のアンテナによって受信した OFDM 方式の受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、前記複数のアンテナによって受信した受信信号を、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成し、当該合成した結果に基づいて前記それぞれのブランチの A/D 変換器に共通に用いられるサンプリングクロックを制御するクロック再生部を備え、

10

前記それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率は、それぞれのブランチでの前記受信信号のキャリアレベルと雑音レベルとから算出される該受信信号の C/N に基づく比率であり、前記雑音レベルは、ヌルシンボルの受信レベルを測定することで検出される雑音レベルか、前記受信信号と前記受信信号を有効シンボル長遅延させた信号との差分の絶対値であってガードインターバル期間内にかつマルチパスに残留成分を含まない期間の前記絶対値から算出される雑音レベルかのいずれかを用いることを特徴とするダイバーシチ受信機。

【請求項 8】

複数のアンテナの信号を受信した OFDM 方式の受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、前記複数のアンテナによって受信した受信信号と該受信信号を有効シンボル長遅延させた信号との自己相関演算結果の信号、あるいは前記受信信号と所定の同期用シンボル信号との相互相関演算結果の信号のいずれかの信号を、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成し、当該合成結果に基づいて前記それぞれのブランチの A/D 変換器に共通に用いられるサンプリングクロックを制御するクロック再生部を備え、

20

前記それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率は、それぞれのブランチでの前記受信信号のキャリアレベルと雑音レベルとから算出される該受信信号の C/N に基づく比率であり、前記雑音レベルは、ヌルシンボルの受信レベルを測定することで検出される雑音レベルか、前記受信信号と前記受信信号を有効シンボル長遅延させた信号との差分の絶対値であってガードインターバル期間内にかつマルチパスに残留成分を含まない期間の前記絶対値から算出される雑音レベルかのいずれかを用いることを特徴とするダイバーシチ受信機。

30

【請求項 9】

複数のアンテナの信号を受信した OFDM 方式の受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、前記ダイバーシチ受信機の再生クロックにより生成した基準タイミングと、それぞれのブランチの受信サンプル系列から算出した特定のタイミングとの位相差を、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成し、当該合成結果に基づいて前記それぞれのブランチの A/D 変換器に共通に用いられるサンプリングクロックを制御するクロック再生部を備え、

前記それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率は、それぞれのブランチでの前記受信信号のキャリアレベルと雑音レベルとから算出される該受信信号の C/N に基づく比率であり、前記雑音レベルは、ヌルシンボルの受信レベルを測定することで検出される雑音レベルか、前記受信信号と前記受信信号を有効シンボル長遅延させた信号との差分の絶対値であってガードインターバル期間内にかつマルチパスに残留成分を含まない期間の前記絶対値から算出される雑音レベルかのいずれかを用いることを特徴とするダイバーシチ受信機。

40

【請求項 10】

複数のアンテナの信号を受信した OFDM 方式の受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、それぞれのブランチで独立のサンプリングクロック再生処理を行い、それぞれのサンプリングクロックを、それぞれのブランチの受信信号品質に基づい

50

た比率で合成し、当該合成結果に基づいて前記ダイバーシチ受信機のサンプリングクロックを制御するクロック再生部を備え、

前記それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率は、それぞれのブランチでの前記受信信号のキャリアレベルと雑音レベルとから算出される該受信信号のC/Nに基づく比率であり、前記雑音レベルは、ヌルシンボルの受信レベルを測定することで検出される雑音レベルか、前記受信信号と前記受信信号を有効シンボル長遅延させた信号との差分の絶対値であってガードインターバル期間内にかつマルチパスに残留成分を含まない期間の前記絶対値から算出される雑音レベルかのいずれかをを用いることを特徴とするダイバーシチ受信機。

【請求項11】

複数のアンテナの信号を受信したOFDM方式の受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、それぞれのブランチで独立のサンプリングクロック再生処理を行い、それぞれのブランチ毎のサンプリングクロックから生成したタイミングと、それぞれのブランチのサンプリングクロックとは別の前記ダイバーシチ受信機の再生クロックにより生成した基準タイミングとの位相差を、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成し、当該合成結果に基づいて前記ダイバーシチ受信機のサンプリングクロックを制御するクロック再生部を備え、

前記それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率は、それぞれのブランチでの前記受信信号のキャリアレベルと雑音レベルとから算出される該受信信号のC/Nに基づく比率であり、前記雑音レベルは、ヌルシンボルの受信レベルを測定することで検出される雑音レベルか、前記受信信号と前記受信信号を有効シンボル長遅延させた信号との差分の絶対値であってガードインターバル期間内にかつマルチパスに残留成分を含まない期間の前記絶対値から算出される雑音レベルかのいずれかをを用いることを特徴とするダイバーシチ受信機。

【請求項12】

前記受信信号品質に基づいた比率は、前記位相差の分散値の逆数や前記位相差の標準偏差値の逆数のいずれかをを用いることを特徴とする請求項3 或いは5に記載のダイバーシチ受信機のサンプリングクロック制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は複数のアンテナの信号を受信し合成あるいは選択するダイバーシチ受信機のサンプリングクロック制御方法およびダイバーシチ受信機に関するものである。

【背景技術】

【0002】

近年、無線装置の分野ではマルチパスフェージングや移動体伝送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 1998年Vol.52, No.11(非特許文献1)に詳しく記されている。

【0003】

OFDM変調信号を自動車等の移動体にて受信する場合、ビルや建物等により散乱されたOFDM信号が、受信アンテナに様々な方向から到達することがある。このような環境では、到来波の方向や振幅、位相等の条件により受信信号のレベルが変動するフェージングが発生する。フェージングにより受信電界が小さくなった場合、C/N劣化が生じ、伝送誤りを引き起こす可能性がある。

【0004】

そのため、複数のアンテナを空間的に離れた位置に配置させ、それぞれの受信信号を合成あるいは選択することにより伝送誤りを軽減させるスペースダイバーシチが用いられている。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 0 5 】

図2は従来技術によるダイバーシチ受信機の構成を示すブロック図である。複数のアンテナ21～24で受信した信号は、それぞれA/D(アナログデジタル変換器)25～28でサンプリングされ、受信サンプル系列が生成される。

## 【 0 0 0 6 】

また、A/D25～28のサンプリングクロックは共通のサンプリングクロックとしてVCO(電圧制御発振器)29から供給される。

## 【 0 0 0 7 】

A/D25～28でサンプリングを行う際、精度の良い復調処理を行うため、A/D25～28のサンプリングクロックを送信側のクロックに同期させるよう自動制御するクロック再生処理が必要となる。

10

## 【 0 0 0 8 】

そのため、クロック再生部2aでは、予め設定した固定のブランチの受信サンプル結果、例えば、A/D25の出力信号に基づいてVCO29のサンプリングクロックの周波数あるいは位相を可変制御し、送信側のクロック周波数に同期させている。

## 【 0 0 0 9 】

上記クロック再生処理としては、種々の方式が考えられるが、例えば受信サンプル値信号と受信サンプル値信号を有効シンボル長遅延させた信号との自己相関演算を行い、得られた相関結果のピーク位置と受信機のシンボルあるいはフレーム位置との位相誤差を算出し、その位相誤差が0になるようにVCO29のサンプリングクロックを制御させる、いわゆるガード相関方式を用いることで、送信機のクロックに追従させることができる。(特許文献1)

20

その他の方式として同期用のシンボルが挿入されている場合には同期シンボル信号と受信信号との相互相関演算を行う、いわゆる相互相関方式等もある。

## 【 0 0 1 0 】

以上説明したクロックによってサンプリングされたそれぞれのブランチの受信信号は、FFT2b～2eに入力され、時間軸信号から周波数軸信号に変換される。FFT2b～2eの出力信号はダイバーシチ合成部2fに入力され、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいて合成される。

## 【 0 0 1 1 】

特にOFDM方式のスペースダイバーシチ方式については、映像情報メディア学会技術報告 1999年Vol.23, No.35(非特許文献2)に詳述されている。

30

## 【 0 0 1 2 】

ダイバーシチ合成された結果は、復調部2gで復調処理され、誤り訂正部2hにて誤り訂正を行った後、情報符号を出力する。

## 【 0 0 1 3 】

【特許文献1】特開平7-99486号公報

【非特許文献1】映像情報メディア学会誌 1998年Vol.52, No.11

【非特許文献2】映像情報メディア学会技術報告 1999年Vol.23, No.35

## 【 発明の開示 】

40

## 【 発明が解決しようとする課題 】

## 【 0 0 1 4 】

従来、ダイバーシチ受信機においては、上記クロック再生処理として、受信した複数のブランチの信号の内、予め設定した固定のブランチに基づいてクロック再生処理を行う方式が用いられてきた。

## 【 0 0 1 5 】

移動体受信ではフェージングやC/Nの劣化により、ブランチ毎の受信信号品質が異なることが多い。しかし、クロック再生の対象とするブランチを固定とした場合、設定したブランチの受信信号品質が低下すると、上記で説明した相関演算結果の受信信号品質が低下し、C/Nが劣化するため、クロック位相差に誤差が含まれてしまうことがある。

50

## 【 0 0 1 6 】

この誤差は再生クロック結果にジッタや位相誤差等の劣化を生じさせることがある。このような場合には、たとえ受信信号品質の良いブランチが到達していたとしても、クロック品質の劣化によりシンボル間干渉やキャリア間干渉などが生じ、ダイバーシチ受信機全体でのビット誤り率も増加してしまう。さらに、場合によっては、設定したブランチの受信信号品質が極端に劣化し、同期すら確立できないこともある。

## 【 0 0 1 7 】

本発明の目的は、受信信号品質が低下していたとしても、ジッタや位相誤差等の少ない安定したクロック再生が行えるダイバーシチ受信機のサンプリングクロック制御方法およびダイバーシチ受信機を提供することにある。

## 【 課題を解決するための手段 】

## 【 0 0 1 8 】

本発明のダイバーシチ受信機のサンプリングクロック制御方法は、複数のアンテナによって受信した受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、前記複数のアンテナによって受信した受信信号を、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成し、当該合成した結果に基づいて前記ダイバーシチ受信機のサンプリングクロックを制御することを特徴とする。

## 【 0 0 1 9 】

また本発明のダイバーシチ受信機のサンプリングクロック制御方法は、複数のアンテナの信号を受信した受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、前記複数のアンテナによって受信した受信信号と該受信信号を有効シンボル長遅延させた信号との自己相関演算結果の信号、あるいは前記受信信号と所定の同期用シンボル信号との相互相関演算結果の信号のいずれかの信号を、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成し、当該合成結果に基づいて前記ダイバーシチ受信機のサンプリングクロックを制御することを特徴とする。

## 【 0 0 2 0 】

また本発明のダイバーシチ受信機のサンプリングクロック制御方法は、複数のアンテナの信号を受信した受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、前記ダイバーシチ受信機の再生クロックにより生成した基準タイミングと、それぞれのブランチの受信サンプル系列から算出した特定のタイミングとの位相差を、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成し、当該合成結果に基づいて前記ダイバーシチ受信機のサンプリングクロックを制御することを特徴とする。

## 【 0 0 2 1 】

また本発明のダイバーシチ受信機のサンプリングクロック制御方法は、複数のアンテナの信号を受信した受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、それぞれのブランチで独立のサンプリングクロック再生処理を行い、それぞれのサンプリングクロックを、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成し、当該合成結果に基づいて前記ダイバーシチ受信機のサンプリングクロックを制御することを特徴とする。

## 【 0 0 2 2 】

また本発明のダイバーシチ受信機のサンプリングクロック制御方法は、複数のアンテナの信号を受信した受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、それぞれのブランチで独立のサンプリングクロック再生処理を行い、それぞれのブランチ毎のサンプリングクロックから生成したタイミングと、それぞれのブランチのサンプリングクロックとは別の前記ダイバーシチ受信機の再生クロックにより生成した基準タイミングとの位相差を、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成し、当該合成結果に基づいて前記ダイバーシチ受信機のサンプリングクロックを制御することを特徴とする。

## 【 0 0 2 3 】

また本発明のダイバーシチ受信機のサンプリングクロック制御方法における受信信号品質は、キャリアレベル、雑音レベル、雑音レベルの二乗またはC/Nのいずれかの値に基づくものであることを特徴とする。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 2 4 】

また本発明のダイバーシチ受信機は、複数のアンテナによって受信した受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、前記複数のアンテナによって受信した受信信号を、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成し、当該合成した結果に基づいて前記ダイバーシチ受信機のサンプリングクロックを制御するクロック再生部を備えたことを特徴とする。

## 【 0 0 2 5 】

また本発明のダイバーシチ受信機は、複数のアンテナの信号を受信した受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、前記複数のアンテナによって受信した受信信号と該受信信号を有効シンボル長遅延させた信号との自己相関演算結果の信号、あるいは前記受信信号と所定の同期用シンボル信号との相互相関演算結果の信号のいずれかの信号を、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成し、当該合成結果に基づいて前記ダイバーシチ受信機のサンプリングクロックを制御するクロック再生部を備えたことを特徴とする。

10

## 【 0 0 2 6 】

また本発明のダイバーシチ受信機は、複数のアンテナの信号を受信した受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、前記ダイバーシチ受信機の再生クロックにより生成した基準タイミングと、それぞれのブランチの受信サンプル系列から算出した特定のタイミングとの位相差を、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成し、当該合成結果に基づいて前記ダイバーシチ受信機のサンプリングクロックを制御するクロック再生部を備えたことを特徴とする。

20

## 【 0 0 2 7 】

また本発明のダイバーシチ受信機は、複数のアンテナの信号を受信した受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、それぞれのブランチで独立のサンプリングクロック再生処理を行い、それぞれのサンプリングクロックを、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成し、当該合成結果に基づいて前記ダイバーシチ受信機のサンプリングクロックを制御するクロック再生部を備えたことを特徴とする。

## 【 0 0 2 8 】

また本発明のダイバーシチ受信機は、複数のアンテナの信号を受信した受信信号を合成あるいは選択するダイバーシチ受信機において、それぞれのブランチで独立のサンプリングクロック再生処理を行い、それぞれのブランチ毎のサンプリングクロックから生成したタイミングと、それぞれのブランチのサンプリングクロックとは別の前記ダイバーシチ受信機の再生クロックにより生成した基準タイミングとの位相差を、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成し、当該合成結果に基づいて前記ダイバーシチ受信機のサンプリングクロックを制御するクロック再生部を備えたことを特徴とする。

30

## 【 0 0 2 9 】

また本発明のダイバーシチ受信機における受信信号品質は、キャリアレベル、雑音レベル、雑音レベルの二乗または  $C/N$  のいずれかの値に基づくものであることを特徴とする。

## 【 発明の効果 】

40

## 【 0 0 3 0 】

本発明によれば、受信信号品質が低下していたとしても、ジッタや位相誤差等の少ない安定したクロック再生が行えるダイバーシチ受信機のサンプリングクロック制御方法およびダイバーシチ受信機を得ることができる。

## 【 発明を実施するための最良の形態 】

## 【 0 0 3 1 】

図 1 は本発明によるサンプリングクロック制御方法を有するダイバーシチ受信機の第 1 の実施例の構成を示すブロック図であり、以下説明する。図 1 の構成は図 2 に示した従来技術による構成において、クロック再生部 2 a をダイバーシチクロック再生部 1 1 に置き換えた構成となっており、それ以外の構成、機能については、同等の構成、機能を有して

50

いるため、説明を省略する。

【0032】

A/D25～28からの受信サンプル値信号は、ダイバーシチッククロック再生部11に入力される。ダイバーシチッククロック再生部11は、それぞれのブランチの受信サンプル値信号に基づいてVCO29を可変制御させるための制御信号を出力する。

【0033】

図3は本発明の第1実施例のダイバーシチッククロック再生部11の構成を示すブロック図であり、以下詳細に説明する。A/D25～28の受信サンプル値信号はそれぞれのブランチの乗算器32～35に入力されると共に、合成比率算出部31にも入力される。合成比率算出部31では、それぞれの乗算器32～35に供給するための合成比率を算出し、それぞれのブランチの乗算器32～35では受信サンプル値信号と当該合成比率との乗算を行い、乗算結果を合成部36に入力する。

10

【0034】

合成比率算出部31は、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた合成比率を算出し、それぞれのブランチの乗算器32～35に供給している。

【0035】

ここで、受信品質とは例えば、受信信号のC/Nや、キャリアレベル、雑音レベル、妨害波レベル、受信信号の変動量、歪み量、あるいはこれらの劣化成分を等価的なC/Nに変換した値に基づいたものを示す。

【0036】

図11は本発明の合成比率算出部31の構成例を示す図であり、以下、上記で述べた受信信号品質に基づいた合成比率の算出を行う例について説明する。

20

【0037】

合成比率算出部31において、A/D25～28からのそれぞれのブランチの受信サンプル値信号は、それぞれ雑音レベル算出部111～114に入力されるとともに、それぞれキャリアレベル算出部115～118に入力される。また、キャリアレベル算出部115～118には、それぞれ雑音レベル算出部111～114の出力信号も入力される。

【0038】

まず、雑音レベル算出部111～114では、受信サンプル値信号に混入した雑音レベル(N)を算出する。

30

【0039】

図12及び図13は雑音レベル算出方法の具体例を示している。

【0040】

図12はOFDM信号のガードインターバルを利用した雑音検出の一例を示す図である。雑音レベルの算出には受信サンプル値信号と受信サンプル値信号を有効シンボル長遅延させた信号との差分を行い絶対値化し、ガードインターバル期間内に存在する残留成分量を雑音レベル(N)として算出する。ただし、マルチパスが混入した場合にはガードインターバル期間の前半期間にマルチパスによる成分が発生してしまうため、雑音検出を行う期間は図中の雑音レベル検出有効期間で示した期間が有効である。

【0041】

図13は同期シンボルなどの特殊シンボルを利用した雑音検出の一例を示す図である。同期シンボルの一つとしてヌルシンボルと呼ばれる無信号を伝送する場合がある。このような場合には、ヌルシンボル中の受信レベルを測定することで、雑音レベル(N)を検出することができる。

40

【0042】

次に、キャリアレベル算出部雑音115～118では、まず受信サンプル値信号の二乗平均の平均値を算出することにより受信電力を測定する。受信電力はキャリアの電力と雑音の電力の重ね合わせで構成されているため、測定した受信電力から雑音レベル算出部111～114で算出した雑音レベルの2乗を減算することによりキャリア電力を算出し、その平方根がキャリアレベル(C)となる。

50



## 【 0 0 4 3 】

雑音レベル算出部 1 1 1 ~ 1 1 4 で算出された雑音レベル(N)と、キャリアレベル算出部雑音 1 1 5 ~ 1 1 8 で算出されたキャリアレベル(C)は演算部 1 1 9 に入力される。演算部 1 1 9 では、例えば C / N (キャリアレベル対雑音レベル比) や、キャリアレベル(C)、雑音レベル(N)に基づいた合成比率(w)を算出する。

## 【 0 0 4 4 】

具体的な合成比率(w)の算出方式としては、キャリアレベル(C)に基づく合成比率として、式(1)に示すようにキャリアレベルに比例させる合成比率や、式(2)に示すように、それらを正規化させる合成比率などが考えられる。

## 【 0 0 4 5 】

## 【数 1】

$$w_i = \alpha \cdot C_i \quad \dots \dots (1)$$

(i : ブランチ番号、α : 所定係数)

$$w_i = \frac{\alpha \cdot C_i}{\sum_{i=1}^B C_i} \quad \dots \dots (2)$$

(B : ブランチ数)

## 【 0 0 4 6 】

また、雑音レベル(N)に基づく合成比率として、式(3)、式(3')に示すように雑音レベルや雑音レベルの二乗(N<sup>2</sup>)に反比例させる合成比率や、式(4)、式(4')に示すように、それらを正規化させる合成比率なども考えられる。

## 【 0 0 4 7 】

## 【数 2】

$$w_i = \alpha \cdot \frac{1}{N_i} \quad \dots \dots (3)$$

$$w_i = \frac{\alpha \cdot \frac{1}{N_i}}{\sum_{i=1}^B \frac{1}{N_i}} \quad \dots \dots (4)$$

$$w_i = \alpha \cdot \frac{1}{N_i^2} \quad \dots \dots (3')$$

$$w_i = \frac{\alpha \cdot \frac{1}{N_i^2}}{\sum_{i=1}^B \frac{1}{N_i^2}} \quad \dots \dots (4')$$

## 【 0 0 4 8 】

更に、それぞれのブランチの C / N に基づく合成比率としては、合成後の C / N を最大にする合成比率として、式(5)に示すようにキャリアレベル(C)に比例し、雑音レベルの二乗(N<sup>2</sup>)に反比例した合成比率として算出する方式も考えられる。

## 【 0 0 4 9 】

10

20

30

40

50

【数 3】

$$w_i = \alpha \cdot \left( \frac{C_i}{N_i^2} \right) \quad \dots \dots (5)$$

【0050】

また、式(5)を正規化させた合成比率として式(6)なども考えられる。

【0051】

【数 4】

$$w_i = \alpha \cdot \frac{\left( \frac{C_i}{N_i^2} \right)}{\sum_{i=1}^B \left( \frac{C_i}{N_i^2} \right)} \quad \dots \dots (6)$$

10

【0052】

以上説明した合成比率と受信サンプル値信号の乗算結果は、合成部36で加算合成される。

【0053】

図4は本発明の第1実施例のダイバーシチクロック再生部11の処理動作を説明する図であり、以下説明する。図4に示す波形41~44は、各ブランチの受信サンプル値波形を示している。OFDM受信信号は、実際にはガウス雑音に類似した波形であるが、図4では模式的に正弦波で表した波形としている。これらの信号を、合成比率算出部31からの合成比率( $w_1 \sim w_4$ )に基づいて乗算器32~35でそれぞれ乗算し、合成部35で例えば式(6)の合成比率で合成し、その結果の波形を波形45に示す。

20

【0054】

このように、それぞれのブランチの受信サンプル値信号品質に基づいた上記式(6)の合成比率で合成を行うことにより、あるブランチの受信品質が極端に劣化しても(例えば、図4の波形44)、そのブランチの合成比率を低め、受信品質劣化の少ないブランチ(例えば、図4の波形43)の合成比率を高めて合成することとなるので、波形45に示すように、常に安定した信号品質とすることができる。

30

【0055】

これらの処理により信号品質が向上した信号が合成部36から出力され、クロック再生部2aに入力される。クロック再生部2aは前述したクロック再生機能を有し、VCO29のサンプリングクロックを可変制御する制御信号を出力する。

【0056】

このように本発明の第1の実施例では、それぞれのブランチからの受信サンプル値信号をそれぞれのブランチの受信サンプル値信号品質に基づいた合成比率で合成することにより、合成後の信号品質を向上させることが可能となり、当該合成信号に基づいて、VCOのサンプリングクロックを制御することにより、ジッタや位相誤差の少ないクロックを再生することができる。

40

【0057】

図5は本発明の第2実施例のダイバーシチクロック再生部11の構成を示すブロック図であり、以下説明する。図5は第1の実施例によるダイバーシチクロック再生部11の構成において、それぞれのブランチの入力側すなわち図1のA/D25~28と乗算器32~35の間にそれぞれ相関演算部51~54を追加した構成である。

【0058】

相関演算部51~54では、上記背景技術の所で説明したところの、受信サンプル値信号と受信サンプル値信号を有効シンボル長遅延させた信号との自己相関演算や、同期用のシンボルが挿入されている場合には同期シンボル信号と受信信号との相関演算等を行う。

50

## 【 0 0 5 9 】

図 6 は本発明の第 2 の実施例によるダイバーシチッククロック再生部 1 1 の処理を説明した図であり、以下説明する。C / N の異なる信号に対してそれぞれのブランチの相関演算部 5 1 ~ 5 4 にて OFDM 信号のガードインターバルの相関演算を行った場合の波形を 6 1 ~ 6 4 に示す。これらの相関結果を第 1 の実施例と同様に、合成比率算出部 3 1 からの合成比率 ( w 1 ~ w 4 ) に基づいて乗算器 3 2 ~ 3 5 でそれぞれ乗算し、合成部 3 5 で合成する。図 4 に示した場合と同様に、式 ( 6 ) の合成比率で合成した結果の波形を 6 5 に示す。

## 【 0 0 6 0 】

このように、合成対象とする信号が相関演算結果であっても、第 1 の実施例と同様に受信信号品質の改善を図ることが可能となる。

10

## 【 0 0 6 1 】

合成部 3 6 からの出力信号はクロック再生部 2 a に入力される。相関演算は既に完了しているため、クロック再生部 2 a は上記で説明したクロック再生機能から相関演算機能を省いた機能を有し、VCO 2 9 を可変制御する制御信号を出力する。

## 【 0 0 6 2 】

図 7 は本発明の第 3 実施例のダイバーシチッククロック再生部 1 1 の構成と図 1 の VCO 2 9 を示すブロック図であり、以下説明する。図 7 は第 2 の実施例によるダイバーシチッククロック再生部 1 1 の構成において、それぞれのブランチの相関演算部 5 1 ~ 5 4 と乗算器 3 2 ~ 3 5 の間にそれぞれ位相差検出部 7 1 ~ 7 4 を追加し、更に図 1 の VCO 2 9 の出力とそれぞれの位相差検出部 7 1 ~ 7 4 の間に基準タイミング生成部 7 5 を追加した構成である。

20

## 【 0 0 6 3 】

図 8 は本発明の第 3 実施例のダイバーシチッククロック再生部 1 1 と VCO 2 9 の処理動作を説明する図であり、以下説明する。

## 【 0 0 6 4 】

図 7 の基準タイミング生成部 7 5 では、VCO 2 9 からのクロック信号が入力され該クロック信号に基づいたシンボル周期を示す基準タイミング信号 8 0 ( 図 8 ) を生成する。

## 【 0 0 6 5 】

位相差検出部 7 1 ~ 7 4 に、基準タイミング生成部 7 5 で生成された基準タイミング信号 8 0 ( 図 8 ) と、図 7 のそれぞれのブランチの相関演算部 5 1 ~ 5 4 での相関演算結果から算出した受信信号の特定の位置を指し示すタイミング信号 8 1 ~ 8 4 ( 図 8 ) ( 例えば、ガード相関のピーク位置から算出したシンボルタイミング等 ) とが入力され、その位相差 1 ~ 4 を、それぞれのブランチの位相差検出部 7 1 ~ 7 4 で算出する。

30

## 【 0 0 6 6 】

合成部 3 6 では式 ( 7 ) に示す合成を行う。

## 【 0 0 6 7 】

## 【 数 5 】

$$\theta = \sum_{i=1}^N w_i \cdot \theta_i \quad \dots \dots (7)$$

40

## 【 0 0 6 8 】

式 ( 7 ) において、受信信号品質が劣化したブランチは、相関演算結果の受信信号品質も劣化してしまうため、相関演算結果から算出したタイミング信号にもばらつきが生じてしまう。

## 【 0 0 6 9 】

この様なばらつきの多い位相差信号に基づいて VCO 2 9 を制御した場合、位相差のばらつきにより再生するクロックにジッタが生じてしまう。逆に、受信信号品質が良好なブランチはタイミング信号にもばらつきが生じることは少ない。

## 【 0 0 7 0 】

50

従って、式(7)による合成後の位相差のばらつきを抑えるためには、受信信号品質の劣化したブランチの合成比率 $w$ を小さな値に設定し、受信信号品質の良好なブランチの合成比率 $w$ を大きな値に設定すれば良い。

【0071】

この合成比率は前述した式(1)~式(6)に示す合成比率であっても良いが、式(8)に示す位相差の分散値の逆数や式(9)に示す位相差の標準偏差値の逆数であっても良い。

【0072】

【数6】

$$w_i = \frac{1}{(\theta_i - \bar{\theta}_i)^2} \quad \dots (8) \quad 10$$

$$w_i = \frac{1}{\sqrt{(\theta_i - \bar{\theta}_i)^2}} \quad \dots (9)$$

(ここで、 $\bar{\theta}_i$  は  $\theta_i$  の平均値)

【0073】

図9は本発明の第4実施例のダイバーシチッククロック再生部11の構成を示すブロック図であり、以下説明する。図9は第1の実施例によるダイバーシチッククロック再生部11の構成において、それぞれのブランチの入力側すなわち図1のA/D25~28と乗算器32~35の間にそれぞれクロック再生部91~94とVCO95~98の直列接続を追加した構成である。 20

【0074】

クロック再生部91~94、VCO95~98は前述したクロック再生部2aとVCO29と同様の機能(詳細は図2の構成の説明中に記載)を有しているが、ここでは説明を明瞭にするため符号を再割り振りしている。また、その他の構成と機能については図3に示す構成と同様である。

【0075】

第3の実施例で説明したように、受信信号品質が劣化した受信サンプル値信号に基づいてクロック再生を行うと、受信信号品質の劣化に起因するジッタが生じてしまう場合がある。 30

【0076】

第4の実施例では、クロック再生部91~94とVCO95~98によりそれぞれのブランチで独立のサンプリングクロック再生処理を行い、それぞれのサンプリングクロックを、合成比率算出部31で算出したところの、それぞれのブランチでの受信サンプル値信号品質に基づいた合成比率( $w_1 \sim w_4$ )により合成部36で合成することで、合成後の再生クロックのジッタを低減する。なお合成部36では、VCO95~98のクロック自体をアナログで合成している。

【0077】

図10は本発明の第5実施例のダイバーシチッククロック再生部11の構成と図1のVCO29を示すブロック図であり、以下説明する。図10は第4の実施例によるダイバーシチッククロック再生部11の構成において、VCO95~98と乗算器32~35の間に位相差検出部71~74を追加し、更に図1のVCO29の出力とそれぞれの位相差検出部71~74の間に基準タイミング生成部75を追加した構成である。位相差検出部71~74、基準タイミング生成部75についても、前述した機能と同等の機能を有している。また、その他の構成と機能についても図9に示す構成と同様である。 40

【0078】

第5の実施例は第4の実施例と同様に、クロック再生部91~94とVCO95~98によりそれぞれのブランチで独立のサンプリングクロック再生処理を行い、それぞれのサ 50

ンプリングクロックから生成したブランチタイミング信号と、それぞれのブランチとは別のVCO29の再生クロックより基準タイミング生成部75にて生成した基準タイミング信号との位相差を、それぞれのブランチの位相差検出部71~74で算出する。

【0079】

算出した位相差は、後段の乗算器32~35及び合成部36にて、第2の実施例で説明したような、それぞれのブランチでの受信サンプル値信号品質に基づいた合成比率(式(7)から式(9))で合成を行う。合成部36にて合成された位相差はクロック再生部2a及びVCO101にて再度、クロックを再生する。基準タイミング生成部75では、当該再生クロックに基づいた基準タイミング信号を生成し、それぞれの位相差検出部71~74へ供給している。

10

【0080】

第5の実施例は、クロック再生部91~94のクロックに基づいた位相差を算出することにより、それぞれのクロックに生じているジッタ量を位相差のばらつき度合いに変換している。上記処理により、信号品質が劣化し、ジッタの多いクロックが存在しても、合成後のクロックジッタを低減させることができる。

【0081】

更に、第4及び第5の実施例において、各ブランチのサンプリングクロックはVCO95~98のクロック用いても良いが、合成後の安定したクロックをサンプリングクロックとして使用しても良い。

【0082】

20

以上、説明したように、本発明の第1から第5の実施例によれば、受信信号品質が低下しているブランチが存在していても、それぞれのブランチの受信信号品質に基づいた合成比率で合成し、合成結果に基づいて受信信号のサンプリングクロックを制御することにより、ジッタや位相誤差の少ない安定したクロック再生が行えるようになる。

【0083】

以上説明したクロックによってサンプリングされたそれぞれのブランチの受信信号は、図1のFFT2b~2eに入力され、時間軸信号から周波数軸信号に変換される。FFT2b~2eの出力信号はダイバーシチ合成部2fに入力され、キャリア毎独立にそれぞれのブランチの受信信号品質に基づいた比率で合成あるいは選択され、受信信号品質の改善を図る。更に、合成比率としてキャリア信号レベルの複素共役信号とし、合成後に各ブランチの合成比率の二乗和で正規化を行うことにより、振幅、位相が等化されたコンスタレーションを得ることができる。

30

【0084】

ダイバーシチ合成部2fにてダイバーシチ合成された結果は復調部2gに入力され、合成後のコンスタレーションを識別するために設けられた閾値により識別を行い、復調処理される。復調結果は誤り訂正部2hにて、生じた誤りを訂正した後、情報符号を出力する。

【0085】

これにより、受信信号品質が低下していたとしても、ジッタや位相誤差等の少ない安定したクロック再生が行えるダイバーシチ受信機のサンプリングクロック制御方法およびダイバーシチ受信機を得ることができる。

40

【図面の簡単な説明】

【0086】

【図1】本発明によるサンプリングクロック制御方法を有するダイバーシチ受信機の第1の実施例の構成を示すブロック図である。

【図2】従来技術によるダイバーシチ受信機の構成を示すブロック図である。

【図3】本発明の第1実施例のダイバーシチクロック再生部の構成を示すブロック図である。

【図4】本発明の第1実施例のダイバーシチクロック再生部の処理動作を説明する図である。

50

【図5】本発明の第2実施例のダイバーシチクロック再生部の構成を示すブロック図である。

【図6】本発明の第2実施例のダイバーシチクロック再生部の処理動作を説明する図である。

【図7】本発明の第3実施例のダイバーシチクロック再生部の構成と図1のVCOを示すブロック図である。

【図8】本発明の第3実施例のダイバーシチクロック再生部とVCOの処理動作を説明する図である。

【図9】本発明の第4実施例のダイバーシチクロック再生部の構成を示すブロック図である。

【図10】本発明の第5実施例のダイバーシチクロック再生部の構成と図1のVCOを示すブロック図である。

【図11】本発明の合成比率算出部の構成例を示す図である。

【図12】OFDM信号のガードインターバルを利用した雑音検出の一例を示す図である。

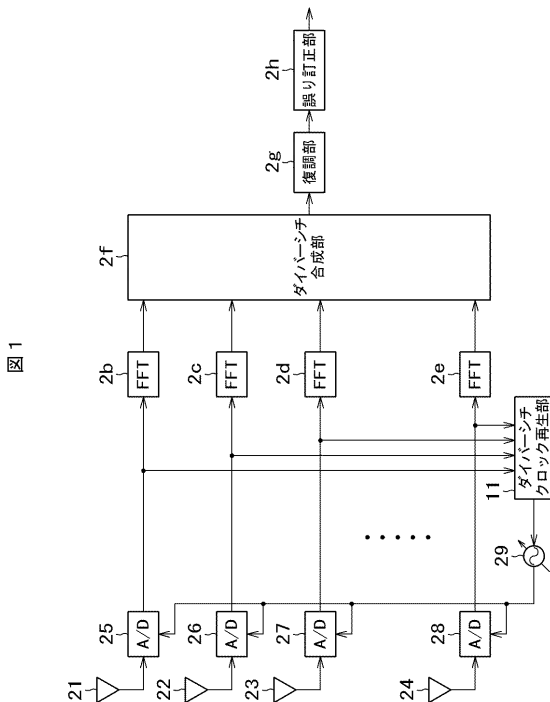
【図13】同期シンボルなどの特殊シンボルを利用した雑音検出の一例を示す図である。

【符号の説明】

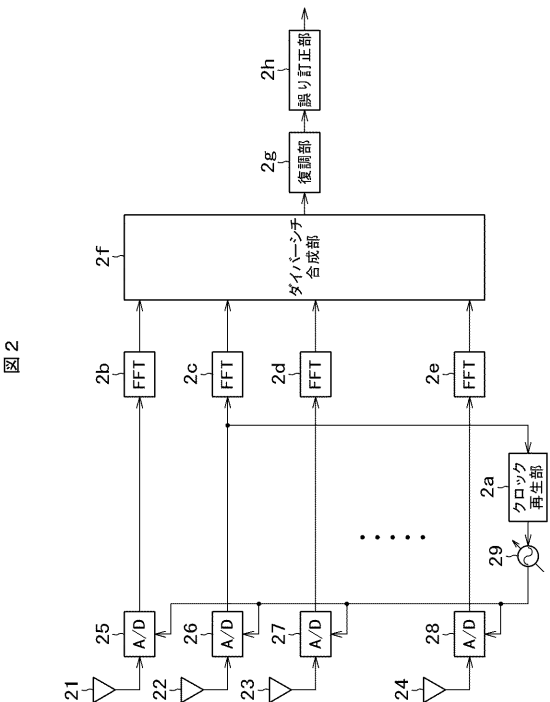
【0087】

11：ダイバーシチクロック再生部、21～24：アンテナ、25～28：A/D、29：VCO、2a：クロック再生部、2b～2e：FFT、2f：ダイバーシチ合成部、2g：復調部、2h：誤り訂正部、31：合成比率算出部、32～35：乗算器、36：合成部、51～54：相関演算部、71～74：位相差検出部、75：基準タイミング生成部、91～94：クロック再生部、95～98：VCO、111～114：雑音レベル算出部、115～118：キャリアレベル算出部、119：演算部。

【図1】



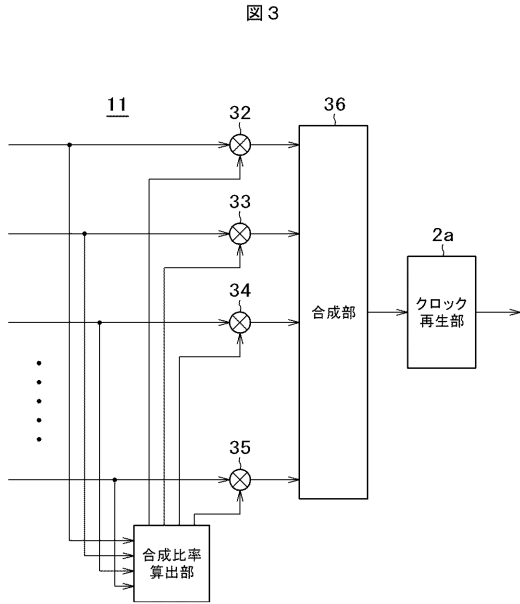
【図2】



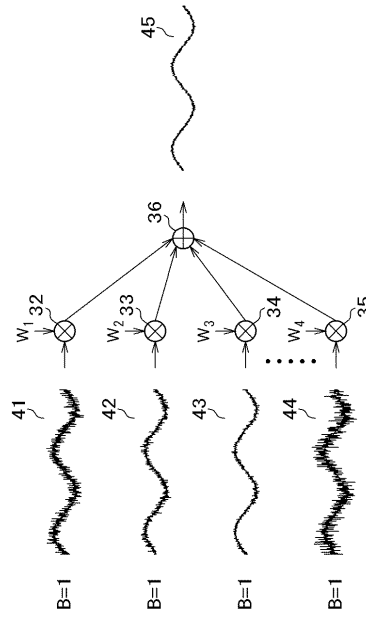
10

20

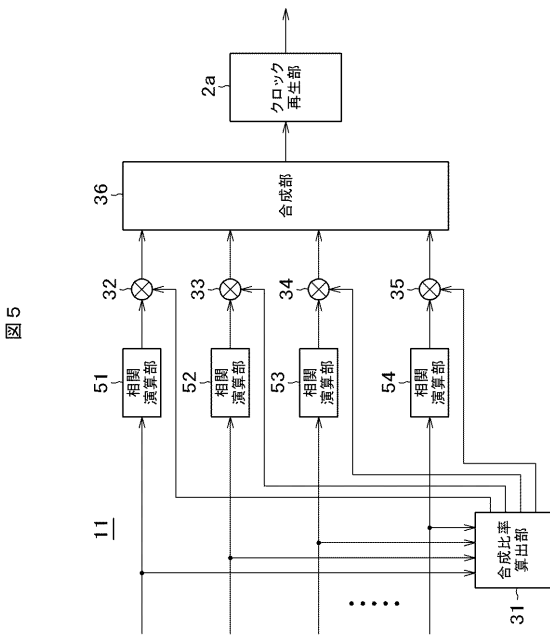
【 図 3 】



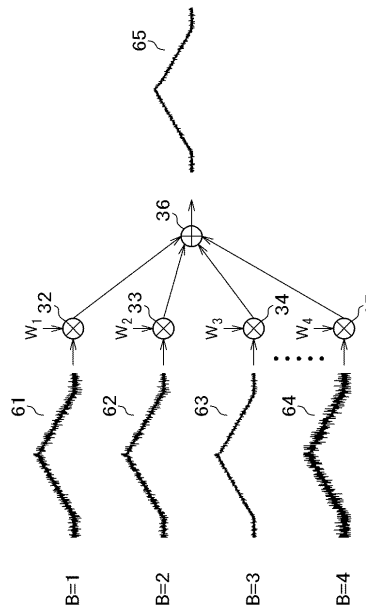
【 図 4 】



【 図 5 】

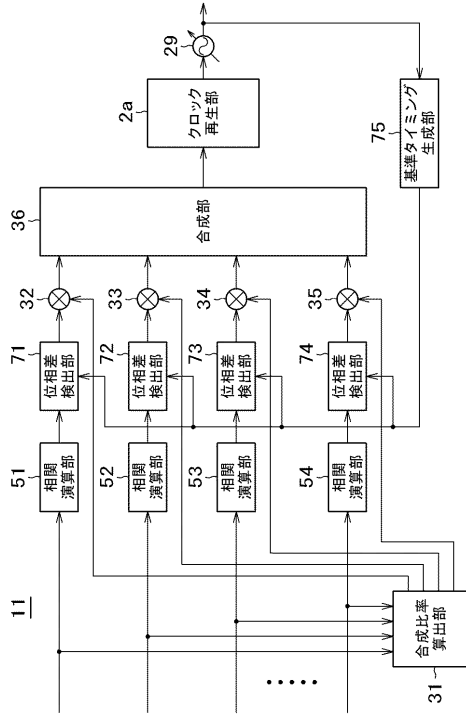


【 図 6 】



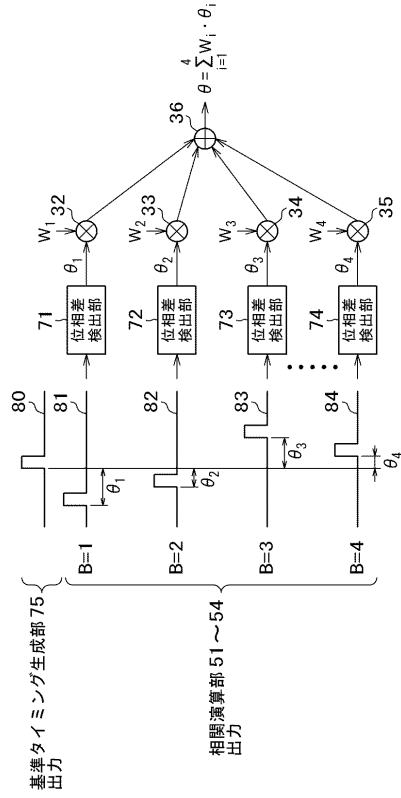
【 図 7 】

図 7



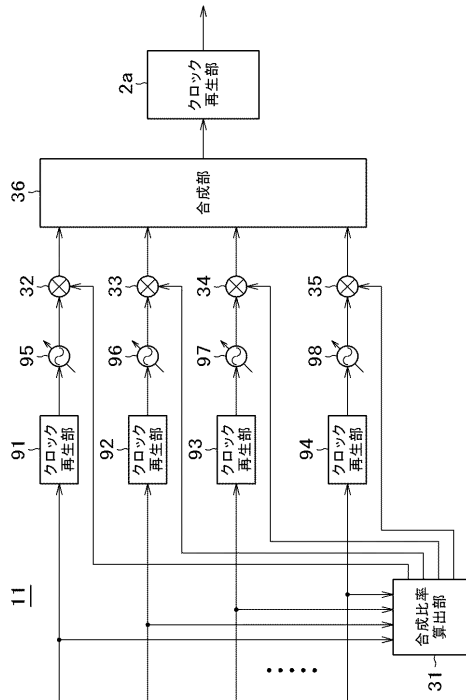
【 図 8 】

図 8



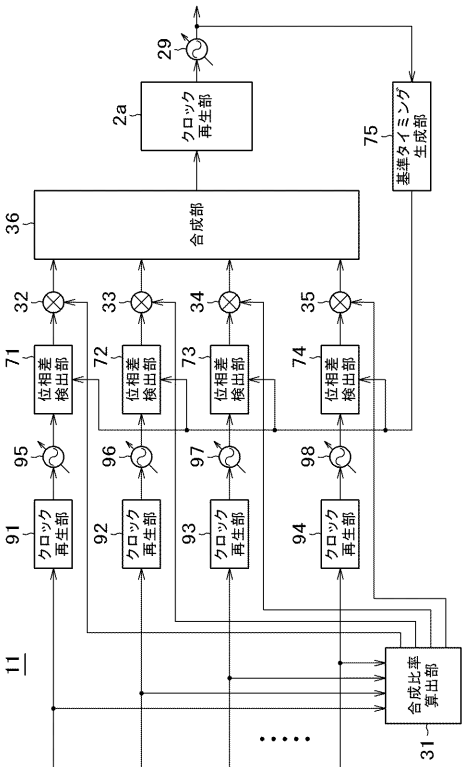
【 図 9 】

図 9



【 図 10 】

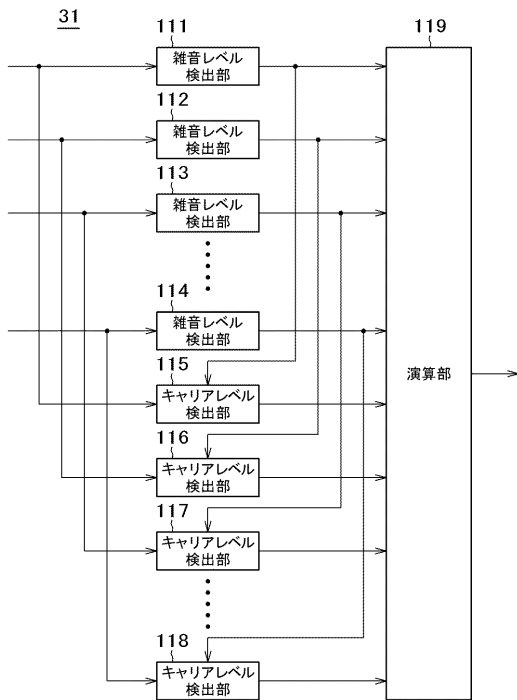
図 10





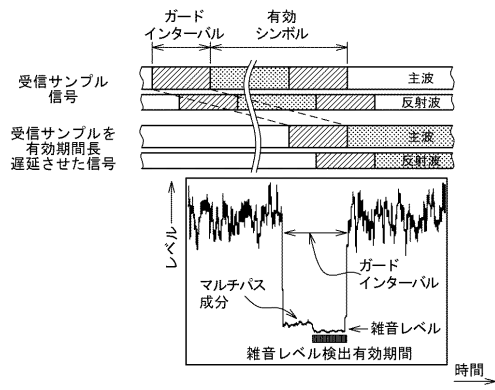
【図 1 1】

図 1 1



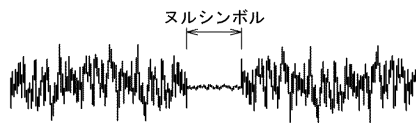
【図 1 2】

図 1 2



【図 1 3】

図 1 3



## フロントページの続き

- (72)発明者 多田 康利  
東京都小平市御幸町3番地 株式会社日立国際電気内
- (72)発明者 木村 智  
東京都世田谷区砧1丁目10番11号 日本放送協会 放送技術研究所内
- (72)発明者 土田 健一  
東京都世田谷区砧1丁目10番11号 日本放送協会 放送技術研究所内
- (72)発明者 高田 政幸  
東京都世田谷区砧1丁目10番11号 日本放送協会 放送技術研究所内
- (72)発明者 伊藤 泰宏  
東京都世田谷区砧1丁目10番11号 日本放送協会 放送技術研究所内
- (72)発明者 中村 直義  
東京都世田谷区砧1丁目10番11号 日本放送協会 放送技術研究所内

審査官 佐藤 敬介

- (56)参考文献 特開平04-150320(JP,A)  
特開2001-168833(JP,A)  
特開平09-018399(JP,A)  
特開平11-004186(JP,A)  
特開2002-026867(JP,A)

## (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/02 - 7/12  
H04B 7/26  
H04J 11/00