

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6500781号
(P6500781)

(45) 発行日 平成31年4月17日(2019.4.17)

(24) 登録日 平成31年3月29日(2019.3.29)

(51) Int. Cl. F I
HO 4 B 3/06 (2006.01) HO 4 B 3/06 A
HO 4 B 10/61 (2013.01) HO 4 B 10/61
HO 4 B 10/2507 (2013.01) HO 4 B 10/2507

請求項の数 10 (全 26 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2015-552300 (P2015-552300) (86) (22) 出願日 平成26年11月19日(2014.11.19) (86) 国際出願番号 PCT/JP2014/005801 (87) 国際公開番号 W02015/087494 (87) 国際公開日 平成27年6月18日(2015.6.18) 審査請求日 平成29年10月16日(2017.10.16) (31) 優先権主張番号 特願2013-254116 (P2013-254116) (32) 優先日 平成25年12月9日(2013.12.9) (33) 優先権主張国 日本国(JP)</p> <p>(出願人による申告)平成23年度、独立行政法人情報通信研究機構「高度通信・放送研究開発委託研究/光トランスペアレント伝送技術の研究開発(ARI-チ)」、産業技術力強化法第19条の適用を受ける特許出願</p> <p>前置審査</p>	<p>(73) 特許権者 000004237 日本電気株式会社 東京都港区芝五丁目7番1号 (74) 代理人 100109313 弁理士 机 昌彦 (74) 代理人 100124154 弁理士 下坂 直樹 (72) 発明者 安部 淳一 東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社社内 審査官 川口 貴裕</p>
--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 等化処理回路、デジタル受信機、信号送受信システム、等化処理方法およびデジタル受信方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

入力された周波数領域等化係数を用いて、入力されたデジタル信号を周波数領域等化する周波数領域等化手段と、
 入力された時間領域等化係数を用いて、前記入力されたデジタル信号を時間領域等化する時間領域等化手段と、
 前記周波数領域等化、もしくは、前記周波数領域等化および前記時間領域等化の両方で等化されたデジタル信号の動的波形歪および準静的波形歪を検出する波形歪検出手段と、
 前記検出された準静的波形歪に基づいて、前記周波数領域等化係数を演算して出力する周波数領域等化係数制御手段と、
 前記検出された動的波形歪に基づいて、前記時間領域等化係数を演算して出力する時間領域等化係数制御手段と、
 を備え、

前記波形歪検出手段は、前記等化されたデジタル信号から低域信号を抽出する低域信号抽出手段と、前記抽出された低域信号から準静的波形歪を抽出する準静的波形歪抽出手段と、を備える等化処理回路。

【請求項2】

前記波形歪検出手段は、
 前記等化されたデジタル信号から動的波形歪を抽出する動的波形歪抽出手段
 を備える、請求項1記載の等化処理回路。

【請求項 3】

前記波形歪検出手段は、
前記等化されたデジタル信号から動的波形歪を抽出する動的波形歪抽出手段と、
前記抽出された動的波形歪に基づいて演算された時間領域等化係数を用いて、前記等化されたデジタル信号から準静的波形歪を抽出する準静的波形歪抽出手段と、
を備える、請求項 1 記載の等化処理回路。

【請求項 4】

前記周波数領域等化手段は、周波数領域等化として残留波長分散補償を行い、
前記波形歪検出手段は、前記準静的波形歪として前記等化されたデジタル信号の残留波長分散を検出し、
前記周波数領域等化係数制御手段は、周波数領域等化係数として前記検出された残留波長分散を補償する波長分散補償係数を演算する、
請求項 1 乃至 3 のいずれか 1 項に記載の等化処理回路。

【請求項 5】

入力された信号を局発信号を用いてコヒーレント検波して出力するフロントエンド手段と、
前記コヒーレント検波された信号をデジタル信号に変換して出力する A / D 変換手段と、
前記デジタル信号が入力される請求項 1 乃至 4 のいずれか 1 項に記載の等化処理回路と、
を備えるデジタル受信機。

【請求項 6】

前記波形歪検出手段は、前記入力されたデジタル信号と前記局発信号との位相偏差を取得する位相偏差取得手段および前記入力されたデジタル信号と前記局発信号との周波数偏差を取得する周波数偏差取得手段を備え、
前記周波数領域等化係数制御手段は、前記取得された周波数偏差を補償する周波数シフト量を演算し、周波数領域等化係数として出力し、
前記時間領域等化係数制御手段は、前記取得された位相偏差を補償する位相補償量を演算し、時間領域等化係数として出力し、
前記周波数領域等化手段は、周波数領域等化として周波数シフトを行い、
前記時間領域等化手段は、時間領域等化として位相調整を行う、
請求項 5 記載のデジタル受信機。

【請求項 7】

信号を受信するアンテナをさらに備え、
前記フロントエンド手段は、前記受信した信号をコヒーレント検波する、
請求項 5 または 6 記載のデジタル受信機。

【請求項 8】

信号を送信するデジタル送信機と、
前記送信された信号が入力される請求項 5 乃至 7 のいずれか 1 項に記載のデジタル受信機と、
を備える信号送受信システム。

【請求項 9】

演算された周波数領域等化係数を用いて入力されたデジタル信号を周波数領域等化すると共に演算された時間領域等化係数を用いて入力されたデジタル信号を時間領域等化し、
前記周波数領域等化、もしくは、前記周波数領域等化および前記時間領域等化の両方で等化されたデジタル信号の動的波形歪および準静的波形歪を検出するもので、前記等化されたデジタル信号から低域信号を抽出し、前記抽出された低域信号から前記準静的波形歪を検出し、
前記検出された準静的波形歪に基づいて周波数領域等化係数を演算すると共に前記検出された動的波形歪に基づいて時間領域等化係数を演算する、
等化処理方法。

【請求項 10】

入力された信号を局発信号を用いてコヒーレント検波して出力し、
 前記コヒーレント検波された信号をデジタル信号に変換して出力し、
 演算された周波数領域等化係数を用いて前記出力されたデジタル信号を周波数領域等化すると共に演算された時間領域等化係数を用いて前記出力されたデジタル信号を時間領域等化し、
 前記周波数領域等化、もしくは、前記周波数領域等化および前記時間領域等化の両方で等化されたデジタル信号の動的波形歪および準静的波形歪を検出するもので、前記等化されたデジタル信号から低域信号を抽出し、前記抽出された低域信号から前記準静的波形歪を検出し、
 前記抽出された準静的波形歪に基づいて周波数領域等化係数を演算すると共に前記抽出された動的波形歪に基づいて時間領域等化係数を演算する、
 デジタル受信方法。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、等化処理回路、デジタル受信機、信号送受信システム、等化処理方法およびデジタル受信方法に関する。

【背景技術】

【0002】

デジタル信号処理を行わないコヒーレント受信機においては、局発光 (local oscillation light) の周波数および位相のオフセットや偏波揺らぎが原因で、安定的な受信を行うことが困難であるという課題があった。

20

【0003】

これに対して、例えば、特許文献1には、コヒーレント受信機において、入力信号の搬送波周波数と局発光との周波数シフト量を推定し、推定値と逆方向に局部発振器 (LO: local oscillator) の発振周波数をシフトする技術が開示されている。

【0004】

一方、電子デバイス技術の発展により、高速なA/D (analog to digital) 変換器を高速な通信装置の信号処理に用いることができるようになった。その結果、光通信や無線通信において、デジタル信号が送受信されるようになってきた。デジタル信号に変換された信号にデジタル信号処理を施すことにより、上述のLO光の周波数および位相のオフセットや光信号の偏波揺らぎを補償できる。さらに、デジタル信号処理により、上述した周波数及び位相オフセットの補償や偏波揺らぎの補償の他、より高度な波形等化技術を施すこともできる。

30

【0005】

例えば、非特許文献1には、時間領域等化フィルタのフィルタ係数から伝達特性を解析し、解析結果に基づいて受信信号が持つ波長分散や偏波モード分散などの種々の波形歪みを補償する技術が開示されている。また、特許文献2には、温度変動などによって変化する半固定的な特性の波形歪を前段で補償し、伝送路で発生する高速に変動する波形歪を後段で補償する技術が開示されている。その他、関連する技術が特許文献3、4等にも開示されている。

40

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】特開2009-038801号公報

【特許文献2】特開2011-009956号公報

【特許文献3】特開2010-268404号公報

【特許文献4】国際公開第2013/128835号

【非特許文献】

【0007】

50

【非特許文献1】Fabian.N.Hauske, Maxim Kuschnerov, Bernhard Spinnler, and Berthold Lankl, "Optical Performance Monitoring in Digital Coherent Receivers," Journal of Lightwave Technology, vol. 27, No.16, August 15, 2009.

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

非特許文献1の技術は、種々の波形歪みを高速で補償できる一方、例えば、温度変動などによって変化する半固定的な特性の波形歪を補償することができない。また、特許文献2の技術は、半固定的な特性の波形歪と高速に変動する波形歪を直列的に行うことから、個々の補償の精度が低くなる。

10

【0009】

本発明は上記の課題に鑑みてなされたものであり、半固定的な特性の波形歪と、高速に変動する波形歪と、を高精度に補償できる、等化処理回路、デジタル受信機、信号送受信システム、等化処理方法およびデジタル受信方法を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0010】

上記目的を達成するために本発明に係る等化処理回路は、入力された周波数領域等化係数を用いて、入力されたデジタル信号を周波数領域等化する周波数領域等化手段と、入力された時間領域等化係数を用いて、入力されたデジタル信号を時間領域等化する時間領域等化手段と、等化されたデジタル信号の動的波形歪および準静的波形歪を検出する波形歪検出手段と、検出された準静的波形歪に基づいて、周波数領域等化係数を演算して出力する周波数領域等化係数制御手段と、検出された動的波形歪に基づいて、時間領域等化係数を演算して出力する時間領域等化係数制御手段と、を備える。

20

【0011】

上記目的を達成するために本発明に係るデジタル受信機は、入力された信号を局発信号を用いてコヒーレント検波して出力するフロントエンド手段と、コヒーレント検波された信号をデジタル信号に変換して出力するA/D変換手段と、デジタル信号が入力される上述の等化処理回路と、を備える。

【0012】

上記目的を達成するために本発明に係る信号送受信システムは、信号を送信するデジタル送信機と、送信された信号が入力される上述のデジタル受信機と、を備える。

30

【0013】

上記目的を達成するために本発明に係る等化処理方法は、演算された周波数領域等化係数を用いて入力されたデジタル信号を周波数領域等化すると共に演算された時間領域等化係数を用いて入力されたデジタル信号を時間領域等化し、等化されたデジタル信号の動的波形歪および準静的波形歪を検出し、検出された準静的波形歪に基づいて周波数領域等化係数を演算すると共に検出された動的波形歪に基づいて時間領域等化係数を演算する。

【0014】

上記目的を達成するために本発明に係るデジタル受信方法は、入力された信号を局発信号を用いてコヒーレント検波して出力し、コヒーレント検波された信号をデジタル信号に変換して出力し、演算された周波数領域等化係数を用いて出力されたデジタル信号を周波数領域等化すると共に演算された時間領域等化係数を用いて出力されたデジタル信号を時間領域等化し、等化されたデジタル信号の動的波形歪および準静的波形歪を検出し、検出された準静的波形歪に基づいて周波数領域等化係数を演算すると共に検出された動的波形歪に基づいて時間領域等化係数を演算する。

40

【発明の効果】

【0015】

上述した本発明の態様によれば、半固定的な特性の波形歪と、高速に変動する波形歪と、を高精度に補償できる。

【図面の簡単な説明】

50

【 0 0 1 6 】

【図 1 A】第 1 の実施形態に係る等化処理回路 1 0 のブロック構成図である。

【図 1 B】第 1 の実施形態に係る波形歪検出部 4 0 B のブロック構成図である。

【図 1 C】第 1 の実施形態に係る波形歪検出部 4 0 C のブロック構成図である。

【図 2】第 2 の実施形態に係る等化処理回路 1 0 0 のブロック構成図である。

【図 3】第 2 の実施形態に係る周波数領域等化部 2 0 0 のブロック構成図である。

【図 4】第 2 の実施形態に係るデジタル受信機 7 0 0 のブロック構成図である。

【図 5】デジタル受信機 7 0 0 のフロントエンド部 5 0 0 のブロック構成図である。

【図 6】デジタル受信機 7 0 0 のパタフライ F I R フィルタ 3 1 0 B およびフィードバック制御部 4 0 0 の動作を説明するための図である。

10

【図 7】第 2 の実施形態に係るデジタル受信端末装置 9 0 0 のブロック構成図である。

【図 8】第 2 の実施形態に係るデジタル受信端末装置 9 0 0 のフロントエンド部 5 0 0 B のブロック構成図である。

【図 9】第 2 の実施形態に係る別のデジタル受信端末装置 9 0 0 B のブロック構成図である。

【図 1 0】第 2 の実施形態に係る信号送受信システム 1 0 0 0 のシステム構成図である。

【図 1 1】第 2 の実施形態の変形例に係る等化処理回路 1 0 0 C のブロック構成図である。

【図 1 2】第 2 の実施形態の変形例に係る別の等化処理回路 1 0 0 D のブロック構成図である。

20

【図 1 3】第 3 の実施形態に係る等化処理回路 1 0 0 E のブロック構成図である。

【図 1 4】第 3 の実施形態に係る等化処理回路 1 0 0 E の F I R フィルタの等化伝達特性の一例を示す図である。

【図 1 5】第 3 の実施形態に係る等化処理回路 1 0 0 E の制御部 4 1 0 0 D および残留波長分散推定部 4 9 0 D の動作手順を示す図である。

【図 1 6】第 4 の実施形態に係るデジタル受信機 7 0 0 C のブロック構成図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 7 】

(第 1 の実施形態)

本発明の第 1 の実施形態について説明する。本実施形態に係る等化処理回路のブロック構成図を図 1 A に示す。図 1 A において、等化処理回路 1 0 は、周波数領域等化部 2 0、時間領域等化部 3 0、波形歪検出部 4 0、周波数領域等化係数制御部 5 0 および時間領域等化係数制御部 6 0 を備える。周波数領域等化部 2 0、時間領域等化部 3 0、波形歪検出部 4 0、周波数領域等化係数制御部 5 0 および時間領域等化係数制御部 6 0 がそれぞれ、請求項の周波数領域等化手段、時間領域等化手段、波形歪検出手段、周波数領域等化係数制御手段および時間領域等化係数制御手段に相当する。

30

【 0 0 1 8 】

周波数領域等化部 2 0 は、等化処理回路 1 0 に入力されたデジタル信号に対して、周波数領域等化係数制御部 5 0 の制御に基づいて周波数領域等化を施し、周波数領域等化したデジタル信号を時間領域等化部 3 0 へ出力する。

40

【 0 0 1 9 】

時間領域等化部 3 0 は、入力されたデジタル信号に対して、時間領域等化係数制御部 6 0 の制御に基づいて時間領域等化を施し、周波数領域等化および時間領域等化が施されたデジタル信号を出力する。

【 0 0 2 0 】

波形歪検出部 4 0 は、周波数領域等化および時間領域等化が施されたデジタル信号から波形歪を検出し、準静的波形歪と動的波形歪とに分離する。波形歪検出部 4 0 は、準静的波形歪を周波数領域等化係数制御部 5 0 へ出力すると共に動的波形歪を時間領域等化係数制御部 6 0 へ出力する。

【 0 0 2 1 】

50

周波数領域等化係数制御部 50 は、波形歪検出部 40 から入力された準静的波形歪に基づいて、該準静的波形歪を補償するための周波数領域等化係数を演算し、演算した周波数領域等化係数に基づいて周波数領域等化部 20 をフィードバック制御する。

【0022】

時間領域等化係数制御部 60 は、波形歪検出部 40 から入力された動的波形歪に基づいて、該動的波形歪を補償するための時間領域等化係数を演算し、演算した時間領域等化係数に基づいて時間領域等化部 30 をフィードバック制御する。

【0023】

上記のように構成された等化処理回路 10 において、波形歪検出部 40 は、周波数領域等化および時間領域等化が施されたデジタル信号の波形歪を、準静的波形歪と動的波形歪とに分離して、周波数領域等化係数制御部 50 および時間領域等化係数制御部 60 へそれぞれ出力する。そして、周波数領域等化係数制御部 50 は、準静的波形歪に基づいて周波数領域等化部 20 をフィードバック制御し、時間領域等化係数制御部 60 は動的波形歪に基づいて時間領域等化部 30 をフィードバック制御する。

10

【0024】

動的波形歪が分離された準静的波形歪に基づいて周波数領域等化部 20 をフィードバック制御することにより、周波数領域等化係数制御部 50 において、周波数領域等化を比較的長時間かけて高精度に行うことができる。

【0025】

さらに、準静的波形歪が分離された動的波形歪に基づいて時間領域等化部 30 をフィードバック制御する場合、高速制御が必要な時間領域等化係数制御部 60 における処理負荷を低減することができる。

20

【0026】

ここで、本実施形態に係る波形歪検出部 40 の一例を、図 1B および図 1C に示す。図 1B に示した波形歪検出部 40B は、準静的波形歪抽出部 41B および動的波形歪抽出部 42B を備える。準静的波形歪抽出部 41B は、等化処理が施されたデジタル信号から、準静的波形歪を抽出する。一方、動的波形歪抽出部 42B は、等化処理が施されたデジタル信号から、動的波形歪を抽出する。

【0027】

なお、時間領域等化係数制御部 60 から、演算した時間領域等化係数を準静的波形歪抽出部 41B へ出力し（点線矢印）、準静的波形歪抽出部 41B において時間領域等化係数を参照しながら準静的波形歪を抽出することが望ましい。これにより、準静的波形歪抽出部 41B における処理負荷を低減することができる。

30

【0028】

図 1C に示した波形歪検出部 40C は、低域信号抽出部 43C、準静的波形歪抽出部 41C および動的波形歪抽出部 42C を備える。低域信号抽出部 43C は、等化処理が施されたデジタル信号から、低域信号を抽出して準静的波形歪抽出部 41C へ出力し、残りを動的波形歪抽出部 42C へ出力する。準静的波形歪抽出部 41C は、低域信号抽出部 43C から入力された低域信号から準静的波形歪を抽出する。一方、動的波形歪抽出部 42C は、低域信号抽出部 43C から入力された、低域信号が除去されたデジタル信号から動的波形歪を抽出する。

40

【0029】

ここで、高速制御を優先する場合、低域信号抽出部 43C から動的波形歪抽出部 42C へ、等化処理が施されたデジタル信号をそのまま出力することもできる。この場合、動的波形歪抽出部 42C において、入力されたデジタル信号から動的波形歪を抽出する。

【0030】

以上のように、本実施形態に係る等化処理回路 10 において、波形歪検出部 40、40B、40C は、等化処理されたデジタル信号に含まれている波形歪を準静的波形歪と動的波形歪とに分離し、周波数領域等化係数制御部 50 と時間領域等化係数制御部 60 とへそれぞれ出力する。そして、周波数領域等化係数制御部 50 は分離された準静的波形歪に基

50

づいて周波数領域等化係数を演算し、時間領域等化係数制御部 60 は分離された動的波形歪に基づいて時間領域等化係数を演算する。

【0031】

動的波形歪が分離された準静的波形歪に基づいて周波数領域等化係数を演算することにより、周波数領域等化係数制御部 50 における処理を比較的長時間かけて高精度に行うことができる。さらに、準静的波形歪が分離された動的波形歪に基づいて時間領域等化係数を演算することにより、時間領域等化係数制御部 60 における処理負荷を低減することができる。

【0032】

従って、本実施形態に係る等化処理回路 10 は、半固定的な特性の波形歪（準静的波形歪）と高速に変動する波形歪（動的波形歪）とを高精度に補償することができる。

10

【0033】

（第 2 の実施形態）

第 2 の実施形態について説明する。本実施形態に係る等化処理回路のブロック構成図を図 2 に示す。図 2 において、等化処理回路 100 は、周波数領域等化部 200、時間領域等化部 300 およびフィードバック制御部 400 を備える。

【0034】

周波数領域等化部 200 は、等化処理回路 100 に入力されたデジタル信号を、周波数領域等化係数演算部 440 から入力された周波数領域等化係数を用いて周波数領域等化（FDE：frequency-domain equalization）し、時間領域等化部 300 へ出力する。本実施形態に係る周波数領域等化部 200 のブロック構成図を図 3 に示す。

20

【0035】

図 3 において、周波数領域等化部 200 は、離散フーリエ変換部（DFT：discrete Fourier transform）201、乗算器 202 および逆離散フーリエ変換部（IDFT：inverse discrete Fourier transform）203 を備える。

【0036】

DFT 201 は、周波数領域等化部 200 に入力されたデジタル信号に、離散フーリエ変換を施し、N 個の周波数領域信号 $s_0 \sim s_{(N-1)}$ を乗算器 202 へ出力する。ここで、変換後のデジタル信号は、一定の周波数 f_s 刻みになっている。なお、 $f_s = 2f_s / N$ であり、 f_s はサンプリング周波数である。すなわち、本実施形態では、 s_k は周波数 $k \cdot f_s$ ($k = 0 \sim (N - 1)$) の信号を表す。

30

【0037】

ここで、離散フーリエ変換サイズ N が大きいほど、高精度な波形等化が行われる。なお、OFDM（orthogonal frequency-division multiplexing）変調方式や光デジタルコヒーレント通信などに適用される一般的な FDE は、N が大きくなるほど、複雑な制御に対応するために回路規模が大きくなり、消費電力が増大する。

【0038】

乗算器 202 は、DFT 201 から入力された N 個の周波数領域信号 $s_0 \sim s_{(N-1)}$ に、周波数領域等化係数演算部 440 から入力された周波数領域等化係数をそれぞれ加算し、加算結果を IDFT 203 へ出力する。

40

【0039】

IDFT 203 は、乗算器 202 から入力された加算結果（N 個の周波数領域等化を施した信号）に逆離散フーリエ変換を施し、時間領域信号に変換して時間領域等化部 300 へ出力する。

【0040】

ここで、一般的な離散フーリエ変換サイズ N は 2 のべき乗の整数である。この場合、離散フーリエ変換を実行するためのアルゴリズムとして、高速フーリエ変換（FFT：Fast Fourier Transform）を用いることができる。この場合、周波数領域等化部 200 は、入力された信号に対して FFT を施し、乗算器 202 においてその FFT サイズと同数のフィルタ係数設定値による重み付き乗算を施すことによって周波数領域等化を実現できる

50

。そして、周波数領域等化部 200 は、周波数領域等化を施した信号に、逆高速フーリエ変換 (IFFT: inverse FFT) して時間領域信号に変換し、時間領域等化部 300 へ出力する。

【0041】

FDE 回路に FFT を適用する場合、高精度な波形等化を行うために N が増大した時でも、回路規模が大きくなることを避けることができ、さらに、消費電力が大きくなることを避けることができる。従って、周波数領域等化部 200 は、回路規模が N に比例する時間領域等化回路と比較して、回路規模が小さく低消費電力な FDE 回路となる。

【0042】

図 2 の説明に戻る。時間領域等化部 300 は、周波数領域等化部 200 から入力された周波数領域等化されたデジタル信号を、時間領域等化係数演算部 420 から入力された時間領域等化係数を用いて時間領域等化して出力する。時間領域等化部 300 は、例えば、制御性が高い、FIR (finite impulse response) フィルタあるいは IIR (infinite impulse response) フィルタなどによって構成することができる。この場合、FIR フィルタおよび IIR フィルタの係数に、時間領域等化係数演算部 420 から入力された時間領域等化係数が適用される。

10

【0043】

フィードバック制御部 400 は、周波数領域等化部 200 および時間領域等化部 300 をフィードバック制御する。図 2 に示すように、本実施形態に係るフィードバック制御部 400 は、波形歪み検出部 410、時間領域等化係数演算部 420、準静的波形歪み検出部 430 および周波数領域等化係数演算部 440 を備える。

20

【0044】

波形歪み検出部 410 には、時間領域等化部 300 から出力されたデジタル信号の一部が入力される。波形歪み検出部 410 は、入力されたデジタル信号の波形歪みを検出し、検出結果を時間領域等化係数演算部 420 および準静的波形歪み検出部 430 へ出力する。本実施形態に係る波形歪み検出部 410 は、固定値、トレーニング信号、識別判定 (DD: decision directed) 信号等の参照信号と、時間領域等化部 300 から入力されたデジタル信号と、の誤差を求め、それぞれの波形等化 (補償) アルゴリズムに応じた誤差信号演算を行うことによって波形歪みを検出する。

30

【0045】

時間領域等化係数演算部 420 は、波形歪み検出部 410 から入力された波形歪みに基づいて時間領域等化係数を演算し、演算結果を時間領域等化部 300 へ出力する。本実施形態に係る時間領域等化係数演算部 420 は、システム要件に応じて選択された波形等化アルゴリズムにより、時間領域等化係数を演算する。

【0046】

ここで、波形等化アルゴリズムとしては、例えば、CMA (constant modulus algorithm)、LMS (least mean squares) アルゴリズム、RLS (recursive least squares) アルゴリズムなどの一般的な手法を用いることができる。なお、波形等化アルゴリズムを用いる代わりに、波形歪み検出部 410 において、アイ開口率や誤り率などの伝送特性が好適となる理想波形からのずれ量 (歪み) を誤差信号として検出し、時間領域等化係数演算部 420 において、検出された誤差量が最小になる時間領域等化係数を演算することもできる。

40

【0047】

準静的波形歪み検出部 430 は、波形歪み検出部 410 から入力された波形歪みのうち、時間的に緩慢に変動する波形歪みを抽出して周波数領域等化係数演算部 440 へ出力する。ここで、時間的な変動が緩慢な歪み信号とは、時間領域等化部 300、波形歪み検出部 410 および時間領域等化係数演算部 420 によって構成される時間領域等化のフィードバック時定数よりも長期間の時間変動をもつ波形歪み信号である。本実施形態に係る準静的波形歪み検出部 430 は、入力されたデジタル信号と参照信号とのずれ量 (誤差)、あるいは、入力されたデジタル信号の理想波形 (伝送特性が好適となる時の波形) からのず

50

れ量のうち時間的な変動が緩慢なずれ量を、準静的波形歪みとして検出する。

【 0 0 4 8 】

周波数領域等化係数演算部 4 4 0 は、準静的波形歪み検出部 4 3 0 において検出された準静的波形歪みに基づいて周波数領域等化部 2 0 0 の周波数領域等化係数を演算し、演算結果を周波数領域等化部 2 0 0 へ出力する。本実施形態に係る周波数領域等化係数演算部 4 4 0 は、システム要件に応じて選択された波形等化アルゴリズムにより、周波数領域等化係数を演算する。

【 0 0 4 9 】

上記のように構成された等化処理回路 1 0 0 において、フィードバック制御部 4 0 0 は、入力されたデジタル信号の波形歪みに基づいて時間領域等化係数を演算し、時間領域等化部 3 0 0 をフィードバック制御する。時間領域等化部 3 0 0 には F I R フィルタ等の回路効率が良く制御性が高い回路が適用され、F I R フィルタの係数にフィードバック制御部 4 0 0 から入力された時間領域等化係数が適用される。これにより、時間変動が高速な波形歪みを、低消費電力で高速に時間領域等化できる。

10

【 0 0 5 0 】

一方、上記のように構成された等化処理回路 1 0 0 において、フィードバック制御部 4 0 0 は、入力されたデジタル信号の波形歪みから準静的波形歪みを抽出し、準静的波形歪みに基づいて周波数領域等化係数を演算し、周波数領域等化部 2 0 0 をフィードバック制御する。周波数領域等化部 2 0 0 には回路規模が大きくなることを抑制可能な F F T ・ I F F T 等が適用され、F F T からの出力に、フィードバック制御部 4 0 0 から入力された周波数領域等化係数がそれぞれ加算される。従って、周波数領域等化部 2 0 0 は、回路規模が大きくなることを抑制しつつ、すなわち、消費電力が大きくなることを抑制しつつ、時間変動が緩慢な波形歪みを高精度に周波数領域等化できる。

20

【 0 0 5 1 】

ここで、本実施形態では、準静的波形歪み検出部 4 3 0 を波形歪み検出部 4 1 0 の後段に配置し、準静的波形歪み検出部 4 3 0 は、波形歪み検出部 4 1 0 から出力された波形歪みから時間的に緩慢に変動する波形歪みを抽出したが、これに限定されない。準静的波形歪み検出部 4 3 0 は、フィードフォワード制御、フィードバック制御等の等化アルゴリズムに応じて好適な検出箇所配置することができる。すなわち、時間的に緩慢に変動する波形歪みの検出は、周波数領域等化部 2 0 0 の前段または後段、時間領域等化部 3 0 0 の前段において分岐された信号等を用いることもできる。

30

【 0 0 5 2 】

上述の等化処理回路は、例えば、D P - Q P S K (dual-polarization quadrature phase shift keying) 信号等の光偏波多重された位相変調信号を扱うデジタル受信機に配置されることができる。上述の等化処理回路が配置されたデジタル受信機のブロック構成図を図 4 に示す。図 4 において、デジタル受信機 7 0 0 は、フロントエンド部 5 0 0、A / D (Analog to Digital) 変換部 6 0 0、等化処理回路 1 0 0 B を備える。ここで、等化処理回路 1 0 0 B は、周波数領域等化部 2 0 0 B、時間領域等化部 3 0 0 B およびフィードバック制御部 4 0 0 を備える。

【 0 0 5 3 】

フロントエンド部 5 0 0 には、デジタル受信機 7 0 0 に入力された偏波多重 Q P S K 信号と、図示しない局発光源から出力された局発光 (local oscillation light) と、が入力される。フロントエンド部 5 0 0 は、入力された偏波多重 Q P S K 信号を、L O 光を用いてコヒーレント検波し、2 つの偏波 (X、Y) の同相成分 (I)、直交成分 (Q) に相当する 4 つの成分 I x、Q x、I y、Q y を出力する。フロントエンド部 5 0 0 のブロック構成図の一例を図 5 に示す。

40

【 0 0 5 4 】

図 5 において、フロントエンド部 5 0 0 は、偏波ダイバーシティ 9 0 ° ハイブリッド 5 1 0 および光電変換部 5 2 1、5 2 2、5 2 3、5 2 4 を備える。

【 0 0 5 5 】

50

偏波ダイバーシティ90°ハイブリッド510は、入力された偏波多重QPSK信号を、LO光を用いてコヒーレント検波し、4つの成分I_x、Q_x、I_y、Q_yに復調して光電変換部521、522、523、524へそれぞれ出力する。

【0056】

光電変換部521、522、523、524はそれぞれ、入力された4つの成分I_x、Q_x、I_y、Q_yを電気信号に変換してA/D変換部600へ出力する。

【0057】

A/D変換部600は、4つのA/D変換回路610、620、630、640によって構成される。A/D変換部600は、フロントエンド部500から入力された4つの成分I_x、Q_x、I_y、Q_yをそれぞれデジタル信号に変換し、I_xおよびQ_xのデジタル信号をFDE210Bへ、I_yおよびQ_yのデジタル信号をFDE220Bへ出力する。

10

【0058】

周波数領域等化部200Bは、FDE210BおよびFDE220Bによって構成される。FDE210Bは、入力されたI_xおよびQ_xのデジタル信号を、周波数領域等化係数演算部440から入力された周波数領域等化係数を用いて周波数領域等化し、時間領域等化部300Bへ出力する。同様に、FDE220Bは、入力されたI_yおよびQ_yのデジタル信号を、周波数領域等化係数演算部440から入力された周波数領域等化係数を用いて周波数領域等化し、時間領域等化部300Bへ出力する。

【0059】

時間領域等化部300Bは、バタフライFIRフィルタ310Bによって構成される。バタフライFIRフィルタ310Bは、入力された周波数領域等化された信号を、時間領域等化係数演算部420から入力された時間領域等化係数を用いて時間領域等化して出力する。

20

【0060】

フィードバック制御部400は、図2のフィードバック制御部400がそのまま適用される。すなわち、フィードバック制御部400は、時間的に緩慢に変動する波形歪みに基づいて演算した周波数領域等化係数を周波数領域等化部200Bへ出力し、時間変動が高速な波形歪みに基づいて演算した時間領域等化係数を時間領域等化部300Bへ出力する。

【0061】

時間領域等化部300BをバタフライFIRフィルタ310Bによって構成した場合のバタフライFIRフィルタ310Bおよびフィードバック制御部400の動作を、図6を用いて説明する。図6において、E_{Xin}(t)およびE_{Yin}(t)は、時刻t(tサンプル目)においてバタフライFIRフィルタ310Bへ入力される、X偏波ポートおよびY偏波ポートへの入力信号をそれぞれ表す。また、E_{Xout}(t)およびE_{Yout}(t)は、時刻tにおいてバタフライFIRフィルタ310Bから出力される、X偏波ポートおよびY偏波ポートからの出力信号をそれぞれ表す。また、h_{xx}(t)、h_{xy}(t)、h_{yx}(t)、h_{yy}(t)はそれぞれ、時刻tにおけるバタフライFIRフィルタ310Bのフィルタ係数を表す。以下、簡単のため、バタフライFIRフィルタ310Bのタップ数が1タップの場合について説明する。

30

【0062】

このとき、バタフライFIRフィルタ310Bの入出力信号の関係は以下の(1)式で与えられる。

$$\begin{pmatrix} E_{Xout}(t) \\ E_{Yout}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{xx}(t) & h_{xy}(t) \\ h_{yx}(t) & h_{yy}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{Xin}(t) \\ E_{Yin}(t) \end{pmatrix}$$

... (1) 式

【0063】

波形等化アルゴリズムとして、例えば、CMA (constant modulus algorithm) を用

50

いる場合、波形歪み検出部 410 は (2) 式で表される誤差信号を計算する。

$$e_X(t) = 1 - |E_{Xout}(t)|^2$$

$$e_Y(t) = 1 - |E_{Yout}(t)|^2$$

... (2) 式

【0064】

そして、時間領域等化係数演算部 420 は、時刻 $t + 1$ におけるバタフライ FIR フィルタ 310B のタップ係数を (3) 式により演算し、時間領域等化係数としてバタフライ FIR フィルタ 310B へ出力する

10

$$h_{xx}(t+1) = h_{xx}(t) + \mu e_X(t) E_{Xout}(t) E_{Xin}^*(t)$$

$$h_{xy}(t+1) = h_{xy}(t) + \mu e_X(t) E_{Xout}(t) E_{Yin}^*(t)$$

$$h_{yx}(t+1) = h_{yx}(t) + \mu e_Y(t) E_{Yout}(t) E_{Xin}^*(t)$$

$$h_{yy}(t+1) = h_{yy}(t) + \mu e_Y(t) E_{Yout}(t) E_{Yin}^*(t)$$

... (3) 式

【0065】

ここで、 μ はステップサイズパラメータであり、* は複素共役を表す。

20

【0066】

フィードバック制御部 400 は、上記の手順により、バタフライ FIR フィルタ 310B の係数を順次更新する。そして、バタフライ FIR フィルタ 310B は、順次更新される係数を用いて時間領域等化を行う。これにより、時間的に偏波が変動する場合でも適応的に波形補償される。

【0067】

以上のように、デジタル受信機 700 に偏波多重 QPSK 信号が入力する場合においても、制御性の良い波形を高精度に且つ低消費電力で出力することができる。

【0068】

ここで、上述した図 4 のデジタル受信機 700 を、無線通信を行うデジタル受信端末装置に適用することもできる。この場合のデジタル受信端末装置のブロック構成図を図 7 に示す。図 7 において、デジタル受信端末装置 900 は、アンテナ 800 およびデジタル受信部 700' によって構成される。

30

【0069】

アンテナ 800 は、無線によって送信されてきた信号を受信し、受信した信号をデジタル受信部 700' へ出力する。デジタル受信部 700' は、入力された信号を、フロントエンド部 500B においてコヒーレント検波する。

【0070】

コヒーレント検波された信号は、周波数領域等化部 200 に入力される。周波数領域等化部 200 に入力された信号は、周波数領域等化部 200 および時間領域等化部 300 において、フィードバック制御部 400 において演算された周波数領域等化係数および時間領域等化係数に基づいて周波数領域等化および時間領域等化される。

40

【0071】

ここで、図 7 のフロントエンド部 500B は、図 4 の A/D 変換部 600 の機能も備える。フロントエンド部 500B のブロック構成図を図 8 に示す。図 8 において、フロントエンド部 500B は、フィルタ 530B、ローノイズアンプ 540B、ミキサ 550B、基準信号源 560B、フィルタ 570B、可変利得アンプ 580B および A/D 変換部 590B から成る。

【0072】

50

フィルタ530Bは、アンテナ800において受信された信号から、ノイズとなる周波数成分を除去してアナログ信号をローノイズアンプ540Bへ出力する。ローノイズアンプ540Bは、入力されたアナログ信号を増幅してミキサー550Bへ出力する。ミキサー550Bは、基準信号源560Bにおいて生成された基準信号を、ローノイズアンプ540Bから入力されたアナログ信号に乘じ、フィルタ570Bへ出力する。フィルタ570Bは、入力されたアナログ信号からノイズとなる周波数成分を除去して可変利得アンプ580Bへ出力する。可変利得アンプ580Bは、入力されたアナログ信号を増幅してA/D変換部590Bへ出力する。A/D変換部590Bは、入力されたアナログ信号をデジタル信号に変換して出力する。

【0073】

ここで、フロントエンド部500Bは、フィルタ530B、ローノイズアンプ540B、ミキサー550B、基準信号源560B、フィルタ570Bおよび可変利得アンプ580Bを必ずしも有する必要はない。例えば、アンテナ800が受信した信号を、フロントエンド部500BのA/D変換部590Bにおいてそのままデジタル信号に変換して出力することもできる。

【0074】

上述のデジタル受信端末装置900は、入力信号がもつ波形歪みのうち、時間変動が低速な波形歪みについては、回路効率が良く高精度な波形等化が可能な周波数領域等化部200を用いて周波数領域等化し、時間変動が高速な波形歪みについては制御性の良い時間領域等化部300を用いて時間領域等化する。この場合、制御性の良い波形を高精度に且つ低消費電力で出力することができる。

【0075】

また、図4のデジタル受信機700を、MIMO (Multiple Input Multiple Output) 方式を用いて無線通信するデジタル受信端末装置に適用することもできる。この場合のデジタル受信端末装置のブロック構成図を図9に示す。

【0076】

図9において、デジタル受信端末装置900Bは、アンテナ810B、820Bおよびデジタル受信部700"によって構成される。デジタル受信部700"は、図4のデジタル受信機700のフロントエンド部500およびA/D変換部600を、フロントエンド部500C、500Dに置き換えたものである。

【0077】

アンテナ810B、820Bは、無線によって送信されてきた信号を受信し、受信した信号をデジタル受信部700"のフロントエンド部500C、500Dへそれぞれ出力する。フロントエンド部500C、500Dは、アンテナ810B、820Bから入力された信号から、実数成分(I_n)および虚数成分(Q_n)をそれぞれ取り出し、それらをA/D変換してデジタル信号を出力する。

【0078】

フロントエンド部500C、500Dから出力された信号は、FDE210B、220Bにおいて、周波数領域等化係数演算部440から入力された周波数領域等化係数に基づいて、時間変動が低速な波形歪みが周波数領域等化される。さらに、FDE210B、220Bから出力された信号は、パタフライFIRフィルタ310Bにおいて、時間領域等化係数演算部420から入力された時間領域等化係数に基づいて、時間変動が高速な波形歪みが時間領域等化される。

【0079】

本実施形態によれば、入力信号がもつ波形歪みのうち、時間変動が低速な波形歪みについては、回路効率が良く高精度な波形等化が可能なFDE210B、220Bを用いて周波数領域等化され、時間変動が高速な波形歪みについては制御性の良いパタフライFIRフィルタ310Bを用いて時間領域等化される。これにより、MIMO方式の無線通信に用いられるデジタル受信端末装置900Bにおいても、制御性の良い波形を高精度に且つ低消費電力で出力することができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 8 0 】

さらに、図 4 のデジタル受信機 7 0 0 を、信号送受信システムに配置することもできる。本実施形態に係る信号送受信システムのシステム構成図を図 1 0 に示す。図 1 0 において、信号送受信システム 1 0 0 0 は、送信機 1 1 0 0、伝送媒質 1 2 0 0 およびデジタル受信機 7 0 0 B によって構成される。

【 0 0 8 1 】

送信機 1 1 0 0 は、送信信号を生成してデジタル受信機 7 0 0 B へ送信する。

【 0 0 8 2 】

伝送媒質 1 2 0 0 は、送信機 1 1 0 0 とデジタル受信機 7 0 0 B との間に配置される。送信機 1 1 0 0 とデジタル受信機 7 0 0 B との間の通信が有線で行われる場合、伝送媒質 1 2 0 0 は、例えば、光ファイバである。また、送信機 1 1 0 0 とデジタル受信機 7 0 0 B との間の通信が無線で行われる場合、伝送媒質 1 2 0 0 は、例えば、空気である。送信機 1 1 0 0 から送信された信号は、伝送媒質 1 2 0 0 を伝送することにより、波形歪みが付加される。

10

【 0 0 8 3 】

送信機 1 1 0 0 から送信され、伝送媒質 1 2 0 0 を伝送することによって波形歪が付加された信号は、デジタル受信機 7 0 0 B のフロントエンド部 5 0 0 においてコヒーレント検波され、周波数領域等化部 2 0 0 へ出力される。フロントエンド部 5 0 0 から入力されたデジタル信号に対し、伝送媒質 1 2 0 0 を伝送することによって付加された波形歪みのうちの準静的な波形歪みの等化が周波数領域等化部 2 0 0 において低消費電力で高精度に行われ、動的な波形歪みの等化が時間領域等化部 3 0 0 において高速に行われる。

20

【 0 0 8 4 】

以上のように、デジタル受信機 7 0 0 B を信号送受信システム 1 0 0 0 に配置することにより、伝送媒質 1 2 0 0 を伝送することによって信号に付加された波形歪みを、高精度かつ高速に補償することができる。従って、図 1 0 の信号送受信システム 1 0 0 0 は、経年変化、温度変動、経路岐路の切替え等によって時間変動する波形歪みを受けた場合でも、好適な通信状態を維持することができる。

【 0 0 8 5 】

(第 2 の実施形態の変形例)

第 2 の実施形態の変形例について説明する。第 2 の実施形態では、準静的波形歪み検出部 4 3 0 を波形歪み検出部 4 1 0 の後段に配置し、準静的波形歪み検出部 4 3 0 において、波形歪み検出部 4 1 0 から出力された波形歪から時間的に緩慢に変動する波形歪みを抽出した。しかし、時間的に緩慢に変動する波形歪みの抽出方法はこれに限定されない。

30

【 0 0 8 6 】

本実施形態に係る等化処理回路のブロック構成図を図 1 1 に示す。図 1 1 の等化処理回路 1 0 0 C は、周波数領域等化部 2 0 0、時間領域等化部 3 0 0 およびフィードバック制御部 4 0 0 B を備える。周波数領域等化部 2 0 0 および時間領域等化部 3 0 0 は、第 2 の実施形態で説明した図 2 の周波数領域等化部 2 0 0 および時間領域等化部 3 0 0 をそのまま適用することができる。

【 0 0 8 7 】

フィードバック制御部 4 0 0 B は、波形歪み検出部 4 1 0 B、時間領域等化係数演算部 4 2 0 B、低域信号抽出部 4 5 0 B、準静的波形歪み検出部 4 3 0 B および周波数領域等化係数演算部 4 4 0 B を備える。

40

【 0 0 8 8 】

フィードバック制御部 4 0 0 B に入力された周波数領域等化および時間領域等化が施されたデジタル信号の一部が、波形歪み検出部 4 1 0 B および低域信号抽出部 4 5 0 B に入力される。

【 0 0 8 9 】

波形歪み検出部 4 1 0 B は、入力されたデジタル信号の波形歪みを検出し、検出結果を時間領域等化係数演算部 4 2 0 B へ出力する。時間領域等化係数演算部 4 2 0 B は、波形

50

歪み検出部 4 1 0 B が検出した時間変動が高速な波形歪みに基づいて時間領域等化係数を演算し、時間領域等化部 3 0 0 へ出力する。

【 0 0 9 0 】

低域信号抽出部 4 5 0 B は、入力されたデジタル信号から低域成分のみを検出し、準静的波形歪み検出部 4 3 0 B へ出力する。低域信号抽出部 4 5 0 B は、例えば、低域通過フィルタや平均化処理回路によって実現できる。

【 0 0 9 1 】

準静的波形歪み検出部 4 3 0 B は、入力された低域成分の信号から時間的に緩慢に変動する波形歪みを抽出し、周波数領域等化係数演算部 4 4 0 B へ出力する。周波数領域等化係数演算部 4 4 0 B は、入力された波形歪みに基づいて周波数領域等化係数を演算し、周波数領域等化部 2 0 0 へ出力する。

10

【 0 0 9 2 】

なお、周波数領域等化および時間領域等化が施されたデジタル信号に含まれる高域歪み成分が微小な場合、時間領域等化部 3 0 0 から出力されたデジタル信号を直接、準静的波形歪み検出部 4 3 0 B に分岐することもできる。この場合、準静的波形歪み検出部 4 3 0 B は、入力されたデジタル信号から低域信号の波形歪みを検出し、さらに、時間的に緩慢に変動する波形歪みを抽出し、周波数領域等化係数演算部 4 4 0 B へ出力する。

【 0 0 9 3 】

第 2 の実施形態の別の変形例について説明する。本実施形態に係る等化処理回路のブロック構成図を図 1 2 に示す。図 1 2 の等化処理回路 1 0 0 D は、周波数領域等化部 2 0 0 、時間領域等化部 3 0 0 およびフィードバック制御部 4 0 0 C を備える。周波数領域等化部 2 0 0 および時間領域等化部 3 0 0 は、第 2 の実施形態で説明した図 2 の周波数領域等化部 2 0 0 および時間領域等化部 3 0 0 をそのまま適用することができる。

20

【 0 0 9 4 】

フィードバック制御部 4 0 0 C は、波形歪み検出部 4 1 0 C 、時間領域等化係数演算部 4 2 0 C 、等化伝達特性抽出部 4 6 0 C 、準静的波形歪み検出部 4 3 0 C 、周波数領域等化係数演算部 4 4 0 C 、半固定等化係数設定部 4 7 0 C および乗算器 4 8 0 C を備える。

【 0 0 9 5 】

波形歪み検出部 4 1 0 C は、周波数領域等化および時間領域等化が施されたデジタル信号の波形歪みを検出して時間領域等化係数演算部 4 2 0 C へ出力する。時間領域等化係数演算部 4 2 0 C は、入力された波形歪みに基づいて時間領域等化係数を演算し、時間領域等化部 3 0 0 および等化伝達特性抽出部 4 6 0 C へ出力する。

30

【 0 0 9 6 】

等化伝達特性抽出部 4 6 0 C は、入力された時間領域等化係数を用いて、時間領域等化部 3 0 0 で施される波形等化の伝達特性（以下、等化伝達特性情報と記載する。）を演算し、準静的波形歪み検出部 4 3 0 C へ出力する。

【 0 0 9 7 】

時間領域等化部 3 0 0 C に F I R フィルタが適用され、時間領域等化係数演算部 4 2 0 C が C M A 、 L M S 、 R L S 等の等化アルゴリズム等に従って時間領域等化係数を演算する場合、等化伝達特性抽出部 4 6 0 C は、(4) 式によって等化伝達特性情報 $H_{FIR}(z)$ を演算する。

40

$$H_{FIR}(z) = h_0 + h_1 z^{-1} + \dots + h_{m-1} z^{-(m-1)}$$

... (4) 式

【 0 0 9 8 】

ここで、 m は、F I R フィルタのタップ数であり、 h_0 、 h_1 、 \dots 、 h_{m-1} は、時間領域等化係数演算部 4 2 0 C が演算したタップ係数（時間領域等化係数）である。また、 $z^{-m}(\) = [\exp(j \ T_s)]^{-m} = \exp(-j \ m T_s)$ (j は虚数単位、 f_s サンプリング周波数、 $T_s = 1 / f_s$ はサンプル時間) である。

【 0 0 9 9 】

50

準静的波形歪み検出部 430C は、入力された等化伝達特性情報 $H_{FIR}(z)$ から準静的な波形歪みを抽出し、周波数領域等化係数演算部 440C へ出力する。本実施形態に係る準静的波形歪み検出部 430C は、入力された等化伝達特性情報 $H_{FIR}(z)$ から、周波数領域等化部 200 から出力されたデジタル信号が有する波形歪 $H_{FIR}(z)$ の逆関数 $H_{FIR}^{-1}(z)$ を演算し、演算結果に基づいて準静的な波形歪みを抽出する。

【0100】

なお、 $H_{FIR}(z)$ は時間領域等化係数演算部 420C の出力結果であることから、時間的に適応的に変動する。準静的波形歪み検出部 430C は、 $H_{FIR}(z)$ ないし $H_{FIR}^{-1}(z)$ に平均化やフィルタリング処理などを施して低速な変動成分を抽出することにより、準静的な波形歪みを検出する。

10

【0101】

周波数領域等化係数演算部 440C は、システム要件に応じて選択された波形等化アルゴリズムにより、準静的波形歪み検出部 430C において抽出された準静的な波形歪みに基づいて、周波数領域等化係数の誤差を演算して出力する。

【0102】

半固定等化係数設定部 470C は、周波数領域等化部 200 の周波数領域等化係数の基準値を保持している。

【0103】

乗算器 480C は、半固定等化係数設定部 470C において保持されている周波数領域等化係数の基準値に、周波数領域等化係数演算部 440C において演算された周波数領域等化係数の誤差を加算し、加算結果を周波数領域等化係数として周波数領域等化部 200 へ出力する。

20

【0104】

上記のように構成された等化処理回路 100D は、次のように動作する。すなわち、フィードバック制御部 400C は、周波数領域等化および時間領域等化が施されたデジタル信号から検出した波形歪みに基づいて時間領域等化係数を演算し、時間領域等化部 300 へ出力する。

【0105】

そして、フィードバック制御部 400C は、演算した時間領域等化係数から波形等化の伝達特性（等化伝達特性情報 $H_{FIR}(z)$ ）を演算し、演算した波形等化の伝達特性から準静的な波形歪みを抽出し、抽出した準静的な波形歪みに基づいて周波数領域等化係数の誤差を演算する。フィードバック制御部 400C は、予め保持している周波数領域等化係数の基準値に演算した周波数領域等化係数の誤差を加算することにより、新たな周波数領域等化係数を演算して周波数領域等化部 200 へ出力する。

30

【0106】

周波数領域等化部 200 は、等化処理回路 100D に入力されたデジタル信号について、フィードバック制御部 400C から入力された周波数領域等化係数に基づいて、準静的な波形歪を周波数領域等化して出力する。さらに、時間領域等化部 300 は、周波数領域等化部 200 から入力されたデジタル信号について、フィードバック制御部 400C から入力された時間領域等化係数に基づいて、動的な波形歪を時間領域等化して出力する。

40

【0107】

以上のように、本実施形態に係る等化処理回路 100C、100D は、準静的な波形歪と動的な波形歪とを分離してそれぞれ等化処理することにより、制御性の良い波形を高精度に且つ低消費電力で出力することができる。

【0108】

（第3実施形態）

第3の実施形態について説明する。準静的な波形歪みが発生する要因としては、周波数の変動の他にも、例えば、波長分散の変動、偏波モード分散の変動、フロントエンドデバイスの帯域特性の温度依存性等が挙げられる。本実施形態では、波長分散の変動に起因する準静的な波形歪みを周波数領域等化部において波長分散補償（CDC：chromatic disp

50

ersion compensation)すると共に、動的な波形歪みを時間領域等化部300において等化する。

【0109】

本実施形態に係る等化処理回路のブロック構成図を図13に示す。図13において、等化処理回路100Eは、周波数領域等化部200C、時間領域等化部300およびフィードバック制御部400Dを備える。時間領域等化部300は第2の実施形態で説明した図2の時間領域等化部300をそのまま適用することができる。

【0110】

周波数領域等化部200Cは、等化処理回路100Eに入力されたデジタル信号に対し、乗算器480Dから入力された波長分散補償係数に基づいて、残留波長分散補償を施す。

10

【0111】

フィードバック制御部400Dは、波形歪み検出部410D、時間領域等化係数演算部420D、等化伝達特性抽出部460D、残留波長分散推定部490D、制御部4100D、波長分散補償係数演算部4110D、半固定波長分散補償係数設定部4120Dおよび乗算器480Dを備える。

【0112】

波形歪み検出部410Dは、周波数領域等化および時間領域等化が施されたデジタル信号の波形歪みを検出し、検出結果を時間領域等化係数演算部420Dへ出力する。時間領域等化係数演算部420Dは、入力された波形歪に基づいて時間領域等化係数を演算し、時間領域等化部300および等化伝達特性抽出部460Dへ出力する。

20

【0113】

等化伝達特性抽出部460Dは、入力された時間領域等化係数から時間領域等化部300の等化伝達特性情報を抽出して残留波長分散推定部490Dへ出力する。

【0114】

残留波長分散推定部490Dは、入力された等化伝達特性情報から、時間領域等化部300における残留分散補償量を推定する。

【0115】

制御部4100Dは、残留波長分散推定部490Dの時刻Tにおける残留波長分散量の推定値Dを読み出しレジスタ等に記憶し、同時に、残留波長分散量Dに相当する値を設定値として波長分散補償係数演算部4110Dへ出力する。

30

【0116】

波長分散補償係数演算部4110Dは、入力された設定値Dに基づいて波長分散補償係数の誤差分を演算して乗算器480Dへ出力する。時間領域等化部300にFIRフィルタを適用した場合、波長分散補償係数演算部4110Dは(5)式を用いて、制御部4100Dから入力された時刻T₀における設定値(残留波長補償量)D₀から周波数領域等化部200Cのフィルタ係数を演算する。

$$H_{CDC}(f) \approx \exp\left[j\frac{\pi\lambda^2}{c}D_0f^2\right] = \exp(j\phi_0)$$

40

... (5) 式

【0117】

ここで、fは信号のベースバンド周波数、 λ は入力光信号の波長、cは光速、 ϕ_0 は波長分散に起因する位相回転量である。

【0118】

半固定波長分散補償係数設定部4120Dは、波長分散補償係数の基準値を保持する。なお、半固定波長分散補償係数設定部4120Dに保持されている波長分散補償係数の基準値は、上述の(5)式を用いて、伝送路長などから予め推定された固定的な波長分散量に対応する補償係数を演算したものである。

50

【 0 1 1 9 】

乗算器 4 8 0 D は、半固定波長分散補償係数設定部 4 1 2 0 D から取得した波長分散補償係数の基準値に、波長分散補償係数演算部 4 1 1 0 D において演算された波長分散補償係数の誤差分を加算し、新たな波長分散補償係数として周波数領域等化部 2 0 0 C へ出力する。

【 0 1 2 0 】

次に、残留波長分散推定部 4 9 0 D の詳細動作について図 1 4 を用いて説明する。図 1 4 は、時間領域等化部 3 0 0 (F I R フィルタ) の等化伝達特性 H_{FIR} (実線) と、入力されたデジタル信号の残留波長分散 H_{CD} (点線) とを、それぞれプロットしたものである。図 1 4 において、横軸は信号周波数 f 、縦軸は位相回転量である。

10

【 0 1 2 1 】

(5) 式に示したように、残留波長分散に起因する位相回転量は、周波数 f の 2 乗に比例する。従って、残留波長分散推定部 4 9 0 D は、図 1 4 に示した F I R フィルタの等化伝達特性 H_{FIR} による位相回転量 ϕ_{FIR} に対して 2 次関数フィッティングなどを行い、 f^2 に比例する成分を抽出することにより、残留波長分散 D_0 を推定することができる。

【 0 1 2 2 】

なお、残留波長分散補償量は、一般的には、温度変動、経年変化、経路切り替えによる非常にゆっくりとした変動をする。このため、 ϕ_{FIR} に対して 2 次関数フィッティングなどを行わなくても、 H_{FIR} を平均化ないしフィルタリング処理を行うことによって残留波長分散補償以外の準静的波形歪みに起因する伝達特性のずれを検出し、その伝達特性のずれを補償する等化係数を演算することもできる。

20

【 0 1 2 3 】

そして、制御部 4 1 0 0 D は、残留波長分散推定部 4 9 0 D において推定した残留分散補償量が時刻 T_0 の D_0 から、時刻 T_1 に D_1 へ準静的に変化した場合、以下のように動作する。この時の制御部 4 1 0 0 D および残留波長分散推定部 4 9 0 D の動作フローを図 1 5 に示す。

【 0 1 2 4 】

時刻 T_0 の時、残留波長分散推定部 4 9 0 D は残留分散補償量 D_0 を推定して制御部 4 1 0 0 D へ出力する (S 1 0 1)。制御部 4 1 0 0 D は、残留分散補償量 D_0 をレジスタに記憶すると共に、残留波長分散量 D_0 に相当する値を設定値として波長分散補償係数演算部 4 1 1 0 D へ出力する (S 1 0 2)。

30

【 0 1 2 5 】

周波数領域等化部 2 0 0 C が、時刻 T_0 における残留分散量推定値 D_0 から演算された波長分散補償係数に基づいて残留波長分散補償を行うことにより、時刻 T_1 の時、残留波長分散推定部 4 9 0 D は残留分散補償量 D_1 を推定して制御部 4 1 0 0 D へ出力する (S 1 0 3)。

【 0 1 2 6 】

ここで、時刻 T_1 の時に残留波長分散推定部 4 9 0 D において推定した残留分散補償量 D_1 は、周波数領域等化部 2 0 0 C からの出力信号が有する元々の残留波長分散量とは異なり、周波数領域等化部 2 0 0 C において残留波長分散補償された D_0 からの差分となる。

40

【 0 1 2 7 】

従って、制御部 4 1 0 0 D は、レジスタに記憶しておいた波長分散補償量 D_0 に時刻 T_1 における推定値 D_1 を加算して前述したレジスタ値を更新し、波長分散補償係数演算部 4 1 1 0 D へ設定値として $D_0 + D_1$ を出力する (S 1 0 4)。

【 0 1 2 8 】

以降、更新タイミングにおいて、残留波長分散推定部 4 9 0 D における残留分散補償量の推定と、制御部 4 1 0 0 D による設定値の更新が繰り返される。

【 0 1 2 9 】

50

ここで、残留波長分散推定部 4 9 0 D は、入力されたデジタル信号が持つ波長分散に対して半固定波長分散補償係数設定部 4 1 2 0 D が保持している固定的な波長分散補償係数で補償しきれない残留波長分散を、残留分散補償量として推定する。そこで、以下のようにすることもできる。すなわち、制御部 4 1 0 0 D が半固定波長分散補償係数設定部 4 1 2 0 D に保持されている波長分散補償係数の基準値 D_0 を直接取得する。そして、制御部 4 1 0 0 D において、残留分散推定部 4 9 0 D から入力された時刻 T_1 における残留波長分散量の推定値 D_1 に取得した基準値 D_0 を加算する。制御部 4 1 0 0 D は、 $(D_0 + D_1)$ を新たな設定値 D_1' として波長分散補償係数演算部 4 1 1 0 D へ出力する。この場合、制御部 4 1 0 0 D において、設定値 D_1' をレジスタに保持しておく必要は必ずしもない。

10

【 0 1 3 0 】

本実施形態に係る等化処理回路 1 0 0 E において、周波数領域等化部 2 0 0 C は、準静的波形歪み補償として残留波長分散補償を行ったが、同様な構成を適用することにより、偏波モード分散やアナログフロントエンドデバイスなどによる波形歪みを補償することもできる。例えば、背景技術に記載した非特許文献 1 には、波長分散推定の他にも、偏波モード分散、偏波依存損失などの種々の波形歪みをデジタル信号処理によって検出する手法が開示されている。本実施形態に係る等化処理回路 1 0 0 E においてそれらの手法を適用することにより、準静的波形歪みを高精度に且つ低消費電力で補償することができる。

【 0 1 3 1 】

(第 4 の実施形態)

20

第 4 の実施形態について説明する。本実施形態に係るデジタル受信機のブロック構成図を図 1 6 に示す。図 1 6 において、デジタル受信機 7 0 0 C は、フロントエンド部 5 0 0 、周波数領域等化部 2 0 0 D、位相調整部 3 0 0' およびフィードバック制御部 4 0 0 E を備える。

【 0 1 3 2 】

フロントエンド部 5 0 0 は、デジタル受信機 7 0 0 C に入力された受信信号と局発信号 (LO: local oscillation signal) とを合成し、ベースバンド信号として周波数領域等化部 2 0 0 D へ出力する。このとき、受信信号の搬送波周波数と LO の周波数とに偏差 (ずれ) が生じる。

【 0 1 3 3 】

30

周波数領域等化部 2 0 0 D は、入力されたベースバンド信号について、周波数シフト量制御部 4 1 7 0 E からの制御に基づいて周波数偏差を補償し、位相調整部 3 0 0' へ出力する。周波数領域等化部 2 0 0 D は、入力されたベースバンド信号の周波数を高周波側もしくは低周波側に一様にシフトすることにより、周波数偏差を補償する。

【 0 1 3 4 】

位相調整部 3 0 0' は、入力された周波数偏差が補償されたベースバンド信号についてさらに精度が高い周波数偏差補償を行うことによって、周波数領域等化部 2 0 0 D において除去できない周波数偏差を補償する。本実施形態に係る位相調整部 3 0 0' は、位相補償量演算部 4 1 4 0 E からの制御に基づいて、入力されたベースバンド信号の位相を調整する。位相調整部 3 0 0' は高速な時間応答が要求されるため、一般的に、高速制御が可能な時間領域の信号処理を行う。位相調整部 3 0 0' は、時間領域の信号処理を行うことにより、位相を高速に調整する。

40

【 0 1 3 5 】

フィードバック制御部 4 0 0 E は、周波数領域等化部 2 0 0 D および位相調整部 3 0 0' をフィードバック制御する。フィードバック制御部 4 0 0 E は、位相偏差推定部 4 1 3 0 E、位相補償量演算部 4 1 4 0 E、周波数偏差推定部 4 1 5 0 E、制御部 4 1 6 0 E および周波数シフト量制御部 4 1 7 0 E を備える。

【 0 1 3 6 】

フィードバック制御部 4 0 0 E において、周波数領域等化部 2 0 0 D から入力されたベースバンド信号は、位相偏差推定部 4 1 3 0 E および周波数偏差推定部 4 1 5 0 E へ分岐

50

される。

【0137】

位相偏差推定部4130Eには、周波数領域等化部200Dからのベースバンド信号と位相調整部300'からのベースバンド信号とが入力し、位相偏差推定部4130Eは入力された2つのベースバンド信号から位相偏差を推定して位相補償量演算部4140Eへ出力する。位相偏差推定部4130Eは、背景技術の特許文献1およびその引用文献において開示されている手法やm乗推定による手法等により、位相偏差を推定する。

【0138】

位相補償量演算部4140Eは、入力された位相偏差の推定結果に基づいて位相補償量を決定し、位相調整部300'の位相補償量を制御する。例えば、位相偏差推定部4130Eが推定した位相偏差が θ であった場合、位相補償量演算部4140Eは、位相補償量として $\exp(-j\theta)$ を演算し、位相調整部300'において主信号と $\exp(-j\theta)$ を乗算させる。

10

【0139】

周波数偏差推定部4150Eは、周波数領域等化部200Dから入力されたベースバンド信号から周波数偏差量を粗推定して制御部4160Eへ出力する。周波数偏差推定部4150Eは、背景技術の特許文献1に開示されている手法やパイロットトン・トレーニング信号を用いた推定手法等により、周波数偏差量を推定する。

【0140】

制御部4160Eは、周波数偏差推定部4150Eの時刻Tにおける周波数偏差の推定値Fを読み出しレジスタ等に記憶し、同時に、周波数偏差の推定値Fに相当する値を設定値として周波数シフト量制御部4170Eへ出力する。

20

【0141】

周波数シフト量制御部4170Eは、制御部4160Eから入力された設定値に基づいて周波数偏差の補償量(周波数シフト量)を決定し、周波数領域等化部200Dの周波数シフト量を制御する。

【0142】

例えば、初期状態において、制御部4160Eは、周波数シフト量制御部4170Eに設定値 f_0 を設定し、設定した初期値 f_0 をレジスタ等で記憶する。この時、周波数領域等化部200Dは f_0 の周波数シフトを施すため、その後段に設置された周波数偏差推定部4150Eでは、もともとの周波数偏差から f_0 だけ周波数が補償された値 f_1 が推定値として検出される。

30

【0143】

そして、経年変化や温度変動等に起因して周波数偏差が準静的に変化した時刻 T_1 において、制御部4160Eは、周波数偏差推定部4150Eの周波数偏差の推定値 f_1 を読み出す。制御部4160Eは、 $f_0 + f_1$ を新たな設定値としてレジスタ値を更新すると同時に、周波数シフト量制御部4170Eの設定値を $f_0 + f_1$ に更新する。以下、周波数偏差が準静的に変化したタイミングで同様の制御を繰り返すことにより、デジタル受信機700Cは常に好適な周波数偏差補償を行うことができる。

【0144】

本実施形態に係るデジタル受信機700Cは、準静的な比較的ゆっくりとした周波数偏差の変動については、周波数シフト量制御部4170Eからの制御に基づいて、周波数領域等化部200Dにおいて周波数シフトする。この場合、周波数領域等化による高精度な周波数制御を、PLL(phase-locked loop)などの複雑な制御を行うことなく実現できる。

40

【0145】

さらに、比較的ゆっくりとした周波数偏差の変動を分離して周波数領域等化部200Dにおいて処理することにより、高速処理する位相調整部300'の負荷を軽減することができる。従って、本実施形態に係るデジタル受信機700Cは、制御性の良い波形を高精度に且つ低消費電力で出力することができる。

50

【 0 1 4 6 】

なお、上述のデジタル受信機 7 0 0 C においては、位相偏差推定部 4 1 3 0 E および周波数偏差推定部 4 1 5 0 E に周波数領域等化部 2 0 0 D からの出力信号を分岐させたが、位相調整部 3 0 0 ' からの出力信号を分岐させることもできる。この場合、位相偏差推定部 4 1 3 0 E は、D D - P L L (decision directed phase-locked loop) アルゴリズムによるフィードバック的な位相調整を行う。

【 0 1 4 7 】

本願発明は上記実施形態に限定されるものではなく、この発明の要旨を逸脱しない範囲の設計の変更等があってもこの発明に含まれる。

【 産業上の利用可能性 】

10

【 0 1 4 8 】

本願発明に係る等化処理回路は、偏波多重 Q P S K (Quadrature Phase Shift Keying) 信号や偏波多重 1 6 Q A M (Quadrature Amplitude Modulation) 信号等の光偏波多重された位相変調信号を扱う光通信システムに適用することができる。

【 0 1 4 9 】

この出願は、2 0 1 3 年 1 2 月 9 日に出願された日本出願特願 2 0 1 3 - 2 5 4 1 1 6 を基礎とする優先権を主張し、その開示の全てをここに取り込む。

【 符号の説明 】

【 0 1 5 0 】

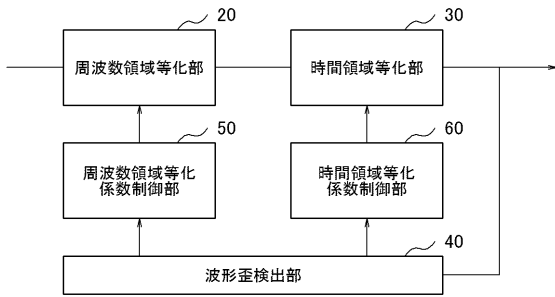
1 0	等化処理回路	20
2 0	周波数領域等化部	
3 0	時間領域等化部	
4 0、4 0 B、4 0 C	波形歪検出部	
4 1 B、4 1 C	準静的波形歪抽出部	
4 2 B、4 2 C	動的波形歪抽出部	
4 3 C	低域信号抽出部	
5 0	周波数領域等化係数制御部	
6 0	時間領域等化係数制御部	
1 0 0、1 0 0 B、1 0 0 C、1 0 0 D、1 0 0 E	等化処理回路	
2 0 0、2 0 0 B、2 0 0 C、2 0 0 D	周波数領域等化部	30
2 0 1	D F T	
2 0 2	乗算器	
2 0 3	I D F T	
3 0 0、3 0 0 B	時間領域等化部	
3 1 0 B	バタフライ F I R フィルタ	
3 0 0 '	位相調整部	
4 0 0、4 0 0 B、4 0 0 C、4 0 0 D、4 0 0 E	フィードバック制御部	
4 1 0、4 1 0 B、4 1 0 C、4 1 0 D	波形歪み検出部	
4 2 0、4 2 0 B、4 2 0 C、4 2 0 D	時間領域等化係数演算部	
4 3 0、4 3 0 B、4 3 0 C	準静的波形歪み検出部	40
4 4 0、4 4 0 B、4 4 0 C	周波数領域等化係数演算部	
4 5 0 B	低域信号抽出部	
4 6 0 C、4 6 0 D	等化伝達特性抽出部	
4 7 0 C	半固定等化係数設定部	
4 8 0 C、4 8 0 D	乗算器	
4 9 0 D	残留波長分散推定部	
4 1 0 0 D	制御部	
4 1 1 0 D	波長分散補償係数演算部	
4 1 2 0 D	半固定波長分散補償係数設定部	
4 1 3 0 E	位相偏差推定部	50

- 4 1 4 0 E 位相補償量演算部
- 4 1 5 0 E 周波数偏差推定部
- 4 1 6 0 E 制御部
- 4 1 7 0 E 周波数シフト量制御部
- 5 0 0、5 0 0 B、5 0 0 C、5 0 0 D フロントエンド部
- 5 1 0 偏波ダイバーシティ90°ハイブリッド
- 5 2 1、5 2 2、5 2 3、5 2 4 光電変換部
- 5 3 0 B フィルタ
- 5 4 0 B ローノイズアンプ
- 5 5 0 B ミキサー
- 5 6 0 B 基準信号源
- 5 7 0 B フィルタ
- 5 8 0 B 可変利得アンプ
- 5 9 0 B A / D変換部
- 6 0 0 A / D変換部
- 6 1 0、6 2 0、6 3 0、6 4 0 A / D変換回路
- 7 0 0、7 0 0 B、7 0 0 C デジタル受信機
- 7 0 0'、7 0 0" デジタル受信部
- 8 0 0、8 1 0 B、8 2 0 B アンテナ
- 9 0 0、9 0 0 B デジタル受信端末装置
- 1 0 0 0 信号送受信システム
- 1 1 0 0 送信機
- 1 2 0 0 伝送媒質

10

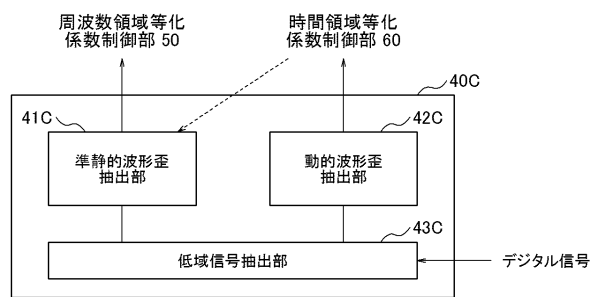
20

【図 1 A】

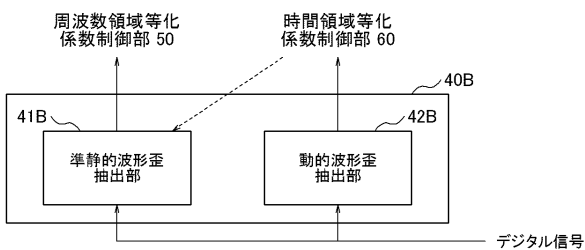


等化処理回路 10

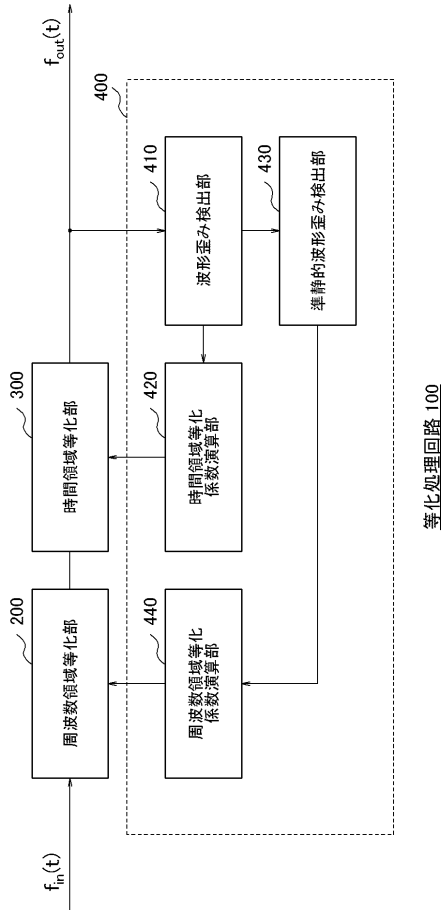
【図 1 C】



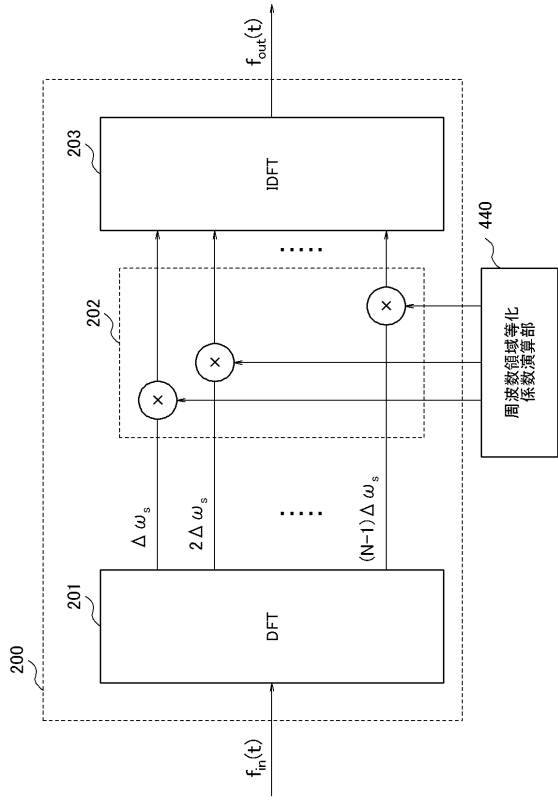
【図 1 B】



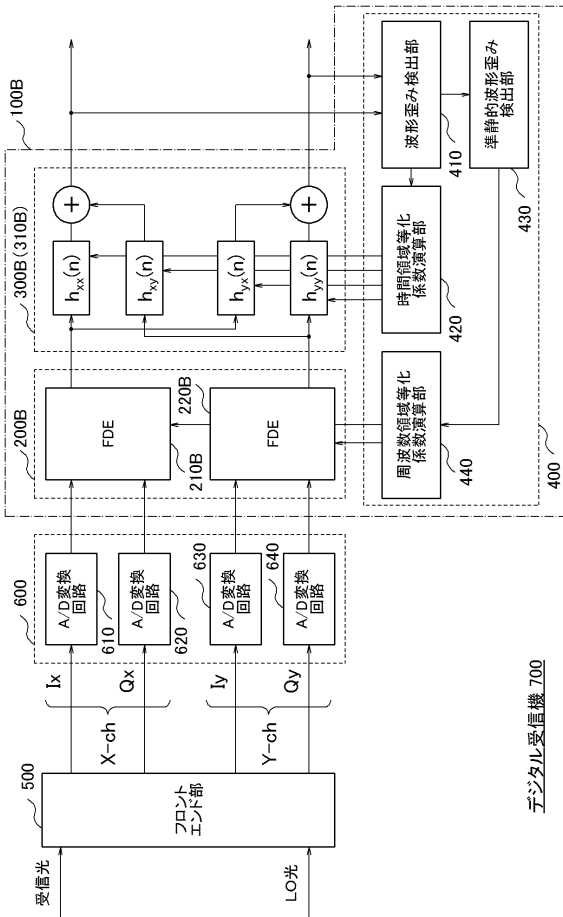
【図2】



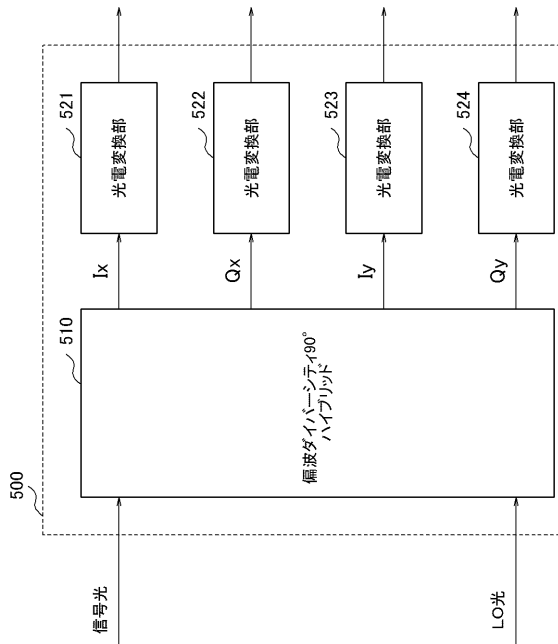
【図3】



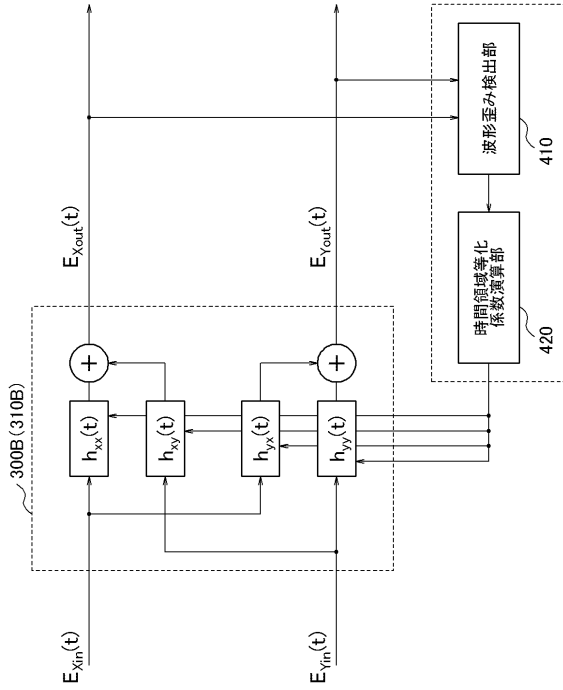
【図4】



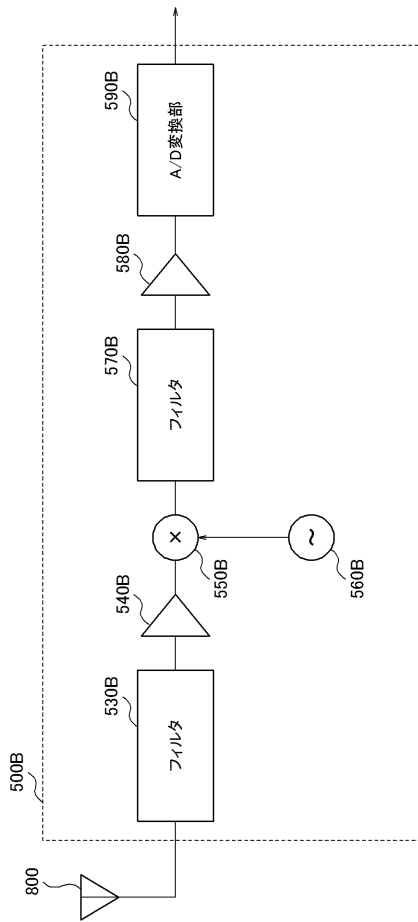
【図5】



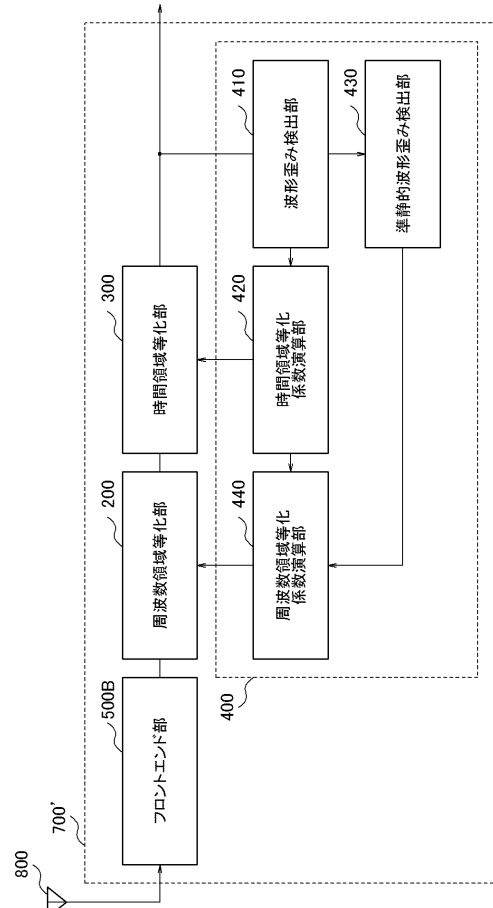
【図6】



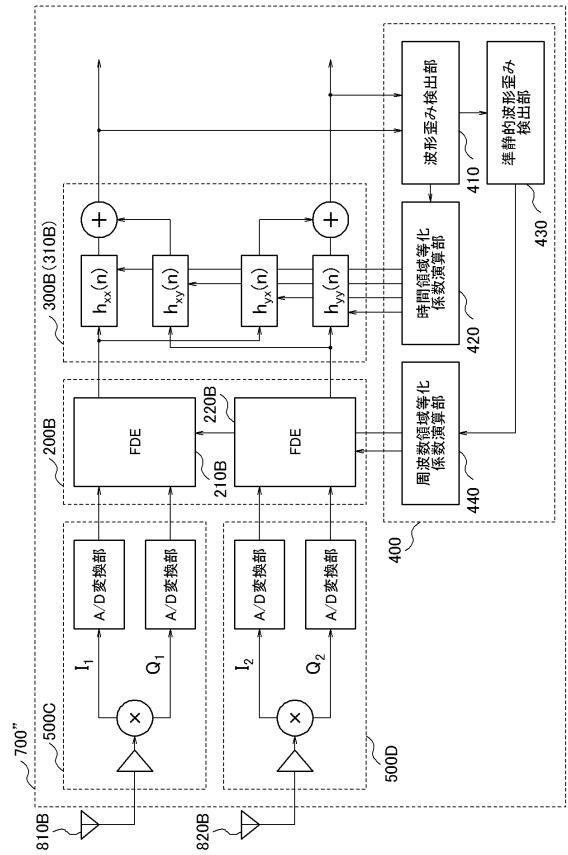
【図8】



【図7】



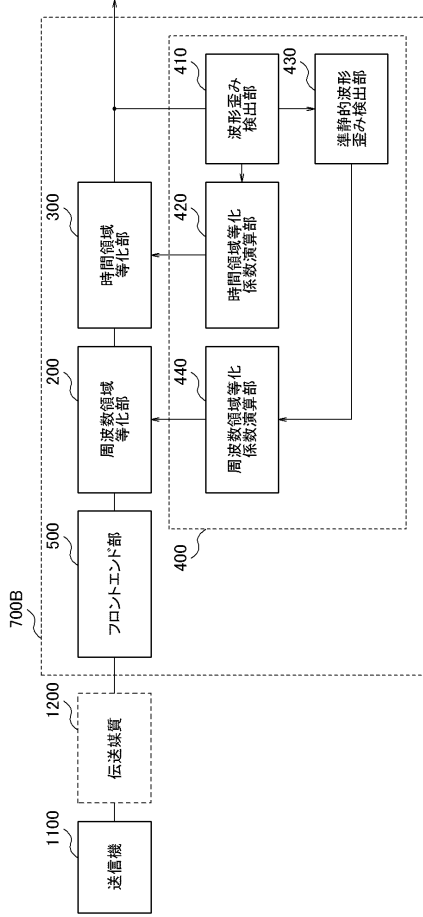
【図9】



デジタル受信端末装置 900

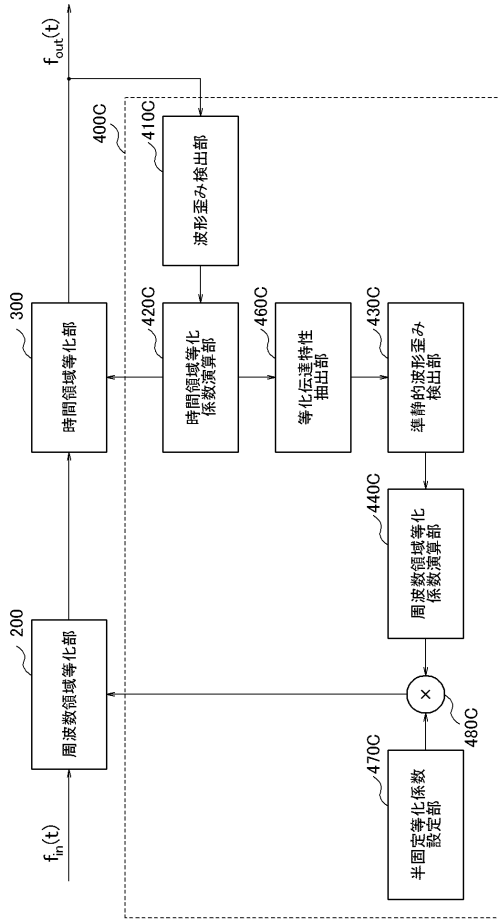
デジタル受信端末装置 900B

【図10】



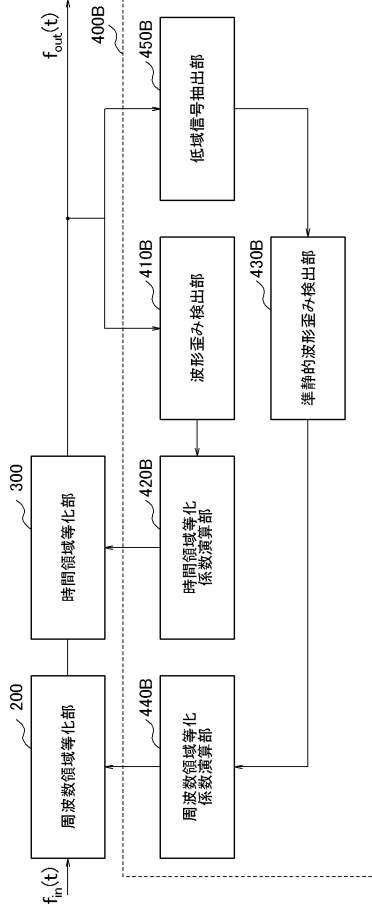
信号受信システム 1000

【図12】



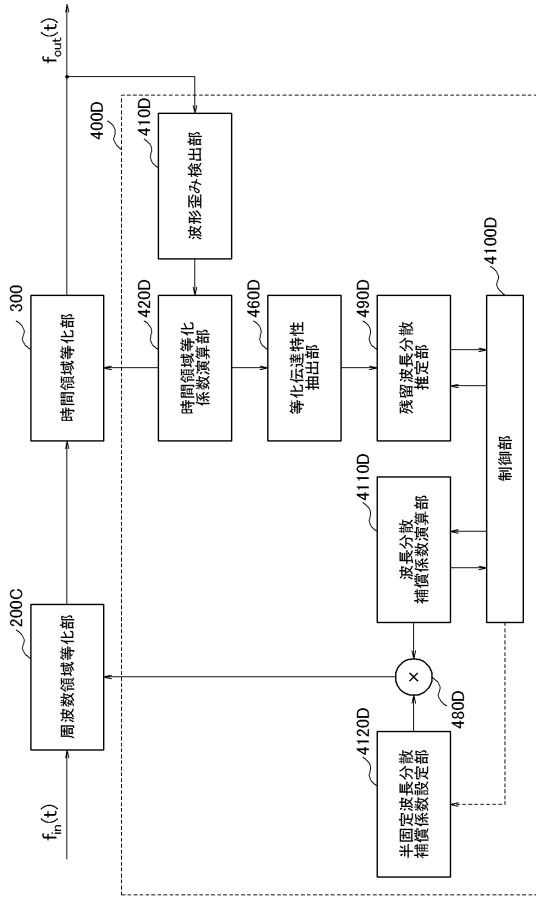
等化処理回路 100D

【図11】



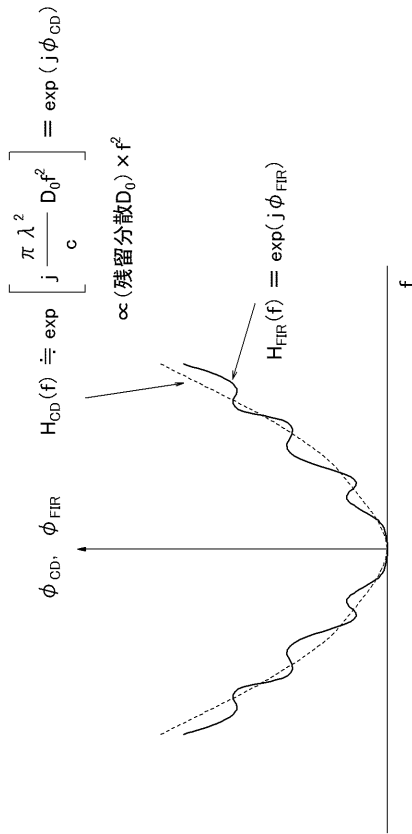
等化処理回路 100C

【図13】

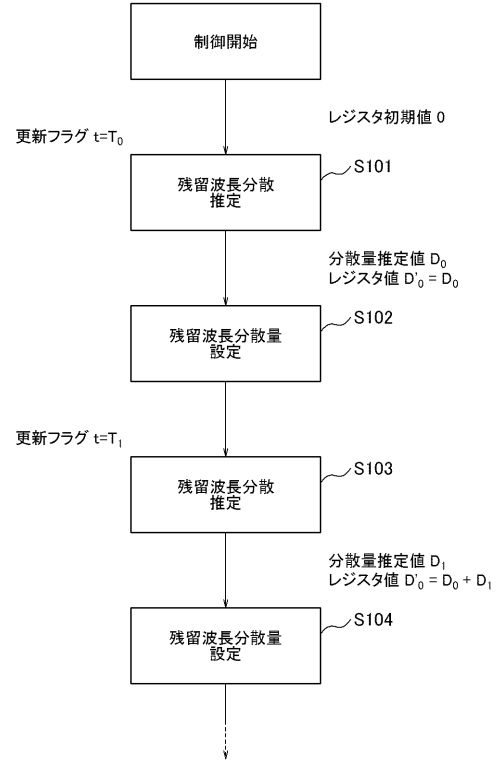


等化処理回路 100E

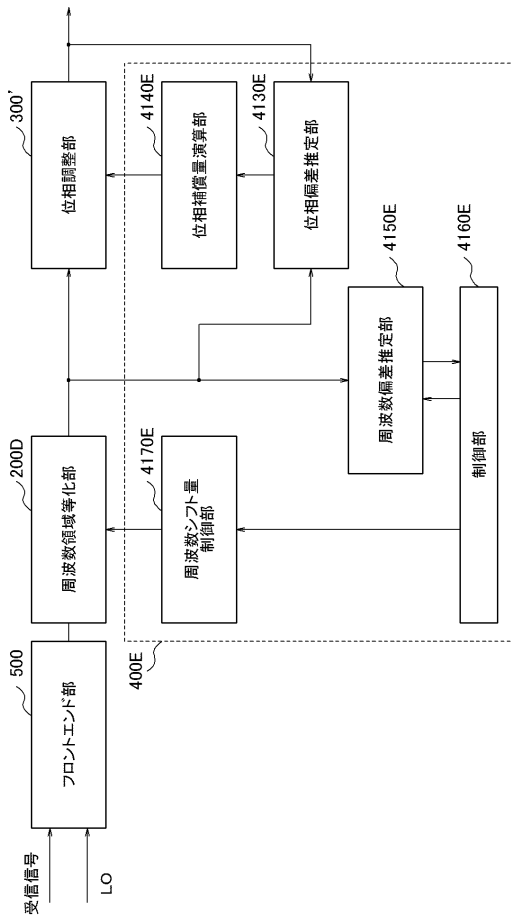
【図14】



【図15】



【図16】



デジタル受信機 700C

フロントページの続き

- (56)参考文献 国際公開第2013/127467(WO, A1)
特開2013-081066(JP, A)
米国特許出願公開第2010/0142952(US, A1)
国際公開第2012/029613(WO, A1)
米国特許出願公開第2013/0243420(US, A1)
米国特許出願公開第2013/0183034(US, A1)
Giulio Colavolpe, Robust Multilevel Coherent Optical Systems With Linear Processing at the Receiver, IEEE JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, 2009年 7月 1日, Vol.27, No.13, pp.2357-2369

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/005 - 7/015
H04B 3/00 - 3/44
H04B 3/50 - 3/60
H04B 1/76
H04B 10/00 - 10/90
H04J 14/00 - 14/08