

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号  
特許第7128420号  
(P7128420)

(45)発行日 令和4年8月31日(2022.8.31)

(24)登録日 令和4年8月23日(2022.8.23)

(51)国際特許分類	F I	
H 0 4 B 10/2507(2013.01)	H 0 4 B 10/2507	
H 0 4 J 11/00 (2006.01)	H 0 4 J 11/00	B
H 0 4 L 27/01 (2006.01)	H 0 4 L 27/01	
H 0 4 L 27/38 (2006.01)	H 0 4 L 27/38	
H 0 4 J 14/06 (2006.01)	H 0 4 J 14/06	

請求項の数 7 (全18頁)

(21)出願番号	特願2019-36315(P2019-36315)	(73)特許権者	000004226 日本電信電話株式会社 東京都千代田区大手町一丁目5番1号
(22)出願日	平成31年2月28日(2019.2.28)	(74)代理人	110001634弁理士法人志賀国際特許事務所
(65)公開番号	特開2020-141294(P2020-141294 A)	(72)発明者	小林 孝行 東京都千代田区大手町一丁目5番1号 日本電信電話株式会社内
(43)公開日	令和2年9月3日(2020.9.3)	(72)発明者	中村 政則 東京都千代田区大手町一丁目5番1号 日本電信電話株式会社内
審査請求日	令和3年5月31日(2021.5.31)	(72)発明者	濱岡 福太郎 東京都千代田区大手町一丁目5番1号 日本電信電話株式会社内
		(72)発明者	宮本 裕

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 信号処理方法、信号処理装置及び通信システム

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

偏波多重された受信信号の各偏波の実数成分及び虚数成分のそれぞれに、受信機の周波数特性を補償するインパルス応答及び波長分散補償用の複素インパルス応答を畳み込む第一補償ステップと、

各偏波ごとに、畳み込みが行われた各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分と畳み込みが行われた各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分それぞれの位相共役とを入力信号として生成する入力信号生成ステップと、

各偏波ごとに、前記入力信号に含まれる各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち加算し、さらに周波数オフセット補償用の位相回転を施した第一加算信号と、前記入力信号に含まれる各偏波の前記実数成分の前記位相共役及び前記虚数成分の前記位相共役それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち加算し、さらに周波数オフセット補償用の前記位相回転とは逆の位相回転を施した第二加算信号とを生成する等化ステップと、

各偏波ごとに、前記第一加算信号と前記第二加算信号とを加算した信号に、送信データバイアス補正信号を加算又は減算する第二補償ステップと、

を有する信号処理方法。

【請求項2】

前記受信機は、光信号により前記偏波多重された受信信号を受信する、

請求項1に記載の信号処理方法。

## 【請求項 3】

空間的に  $N$  ( $N$  は 2 以上の整数) 多重された偏波多重受信信号に含まれる各偏波の実数成分及び虚数成分のそれぞれに、受信機の周波数特性を補償するインパルス応答及び波長分散補償用の複素インパルス応答を畳み込む第一補償ステップと、

$N$  個の前記偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、 $N$  個の前記偏波多重受信信号それぞれの畳み込みが行われた各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分と  $N$  個の前記偏波多重受信信号それぞれの畳み込みが行われた各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分それぞれの位相共役とを入力信号として生成する入力信号生成ステップと、

$N$  個の前記偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、該偏波の前記入力信号に含まれる各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち加算し、さらに周波数オフセット補償用の位相回転を施した第一加算信号を生成する処理と、 $N$  個の前記偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、該偏波の前記入力信号に含まれる各偏波の前記実数成分の前記位相共役及び前記虚数成分の前記位相共役それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち加算し、さらに周波数オフセット補償用の前記位相回転とは逆の位相回転を施した第二加算信号を生成する処理とを行う等化ステップと、

$N$  個の前記偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、該偏波について生成された前記第一加算信号と前記第二加算信号とを加算した信号に、送信データバイアス補正信号を加算又は減算する第二補償ステップと、

を有する信号処理方法。

## 【請求項 4】

前記複素インパルス応答は、動的に更新され、

前記第二補償ステップにおいては、前記送信データバイアス補正信号を適応的に加算又は減算する、

請求項 1 から請求項 3 のいずれか一項に記載の信号処理方法。

## 【請求項 5】

偏波多重された受信信号の各偏波の実数成分及び虚数成分のそれぞれに、受信機の周波数特性を補償するインパルス応答及び波長分散補償用の複素インパルス応答を畳み込む第一補償部と、

各偏波ごとに、畳み込みが行われた各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分と畳み込みが行われた各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分それぞれの位相共役とを入力信号として生成する入力信号生成部と、

各偏波ごとに、前記入力信号に含まれる各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち加算し、さらに周波数オフセット補償用の位相回転を施した第一加算信号と、前記入力信号に含まれる各偏波の前記実数成分の前記位相共役及び前記虚数成分の前記位相共役それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち加算し、さらに周波数オフセット補償用の前記位相回転とは逆の位相回転を施した第二加算信号とを生成する等化部と、

各偏波ごとに、前記第一加算信号と前記第二加算信号とを加算した信号に、送信データバイアス補正信号を加算又は減算する第二補償部と、

を備える信号処理装置。

## 【請求項 6】

空間的に  $N$  ( $N$  は 2 以上の整数) 多重された偏波多重受信信号に含まれる各偏波の実数成分及び虚数成分のそれぞれに、受信機の周波数特性を補償するインパルス応答及び波長分散補償用の複素インパルス応答を畳み込む第一補償部と、

$N$  個の前記偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、 $N$  個の前記偏波多重受信信号それぞれの畳み込みが行われた各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分と  $N$  個の前記偏波多重受信信号それぞれの畳み込みが行われた各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分それぞれの位相共役とを入力信号として生成する入力信号生成部と、

$N$  個の前記偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、該偏波の前記入力信号に含まれる各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち

10

20

30

40

50

加算し、さらに周波数オフセット補償用の位相回転を施した第一加算信号を生成する処理と、N個の前記偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、該偏波の前記入力信号に含まれる各偏波の前記実数成分の前記位相共役及び前記虚数成分の前記位相共役それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち加算し、さらに周波数オフセット補償用の前記位相回転とは逆の位相回転を施した第二加算信号を生成する処理とを行う等化部と、

N個の前記偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、該偏波について生成された前記第一加算信号と前記第二加算信号とを加算した信号に、送信データバイアス補正信号を加算又は減算する第二補償部と、

を備える信号処理装置。

【請求項 7】

送信機と、請求項 5 又は請求項 6 に記載の信号処理装置を有する受信機とを備える通信システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、信号処理方法、信号処理装置及び通信システムに関する。

【背景技術】

【0002】

高次多値の高速ボーレート信号は、反射、レーン間スキュー、IQインバランス等にセンシティブであるため、送受信器で精密なキャリブレーションが求められる。従来の技術では、受信された既知信号から送信機および受信機の伝達関数を推定し、送信機の予等化回路及び受信機の等化回路により信号歪みを精度よく補償する（例えば、特許文献 1 参照）。この技術は、静的な波形歪み要因に対しては非常に有効であり、高次多値信号の送受信においては必須の技術である。

【0003】

しかしながら、各種デバイスの経時変化や変調器バイアス等の時間変動する波形歪み要因に対しては、適応等化器を多段構成にするなどして補償する必要があった。例えば、従来の等化器構成（例えば、非特許文献 1 参照）では、受信した複素信号を実部・虚部に分けて、各々に波長分散補償を複素信号処理で行う。このような処理により、波長分散による信号歪みがあり、かつIQミキシングの存在下においても、受信機のIQインバランスやスキューを動的に補償可能である。しかしながら、この等化器構成では、送信機におけるIQインバランスおよびスキューを補償することが出来ない。よって、受信機は、復調処理を行った後に、各偏波成分に実数信号処理による  $2 \times 2$  MIMO (Multiple Input Multiple Output) 信号処理（例えば、非特許文献 2 の Fig.2 における GainIQ+Skew Control の部分）を行うことが必要となる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【文献】特許第 6319487 号公報

【非特許文献】

【0005】

【文献】Rafael Rios-Muller, Jeremie Renaudier, Gabriel Charlet, "Blind Receiver Skew Compensation and Estimation for Long-Haul Non-Dispersion Managed Systems Using Adaptive Equalizer", Journal of Lightwave Technology, Vol. 33, No. 7, 2015年4月, p.1315-1318

C.R.S. Fludger, T. Kupfer, "Transmitter Impairment Mitigation and Monitoring for High Baud-Rate, High Order Modulation Systems", 42nd European Conference and Exhibition on Optical Communications, 2016年9月, p.256-258

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

10

20

30

40

50

## 【 0 0 0 6 】

しかしながら、非特許文献 2 の技術では、受信機の適応等化器が多段構成になる。この構成の初段では、等化器を含んだ復調信号処理を行う。受信機は、初段の復調信号処理が収束したのちに、後段に配置された送信器内信号歪み補償用の M I M O 等化器を動作させる。そのため、復調処理全体の適応動作が複雑化し、適応信号処理の収束が遅くなるという課題があった。更に、送信機における歪み成分が大きいと、2 つの等化器の適応等化が振動もしくは発散することがあった。

## 【 0 0 0 7 】

上記事情に鑑み、本発明は、精度よく歪み補償を行う等化処理の処理速度を速めることができる信号処理方法、信号処理装置及び通信システムを提供することを目的としている。

10

## 【課題を解決するための手段】

## 【 0 0 0 8 】

本発明の一態様は、偏波多重された受信信号の各偏波の実数成分及び虚数成分のそれぞれに、受信機の周波数特性を補償するインパルス応答及び波長分散補償用の複素インパルス応答を畳み込む第一補償ステップと、各偏波ごとに、畳み込みが行われた各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分と畳み込みが行われた各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分それぞれの位相共役とを入力信号として生成する入力信号生成ステップと、各偏波ごとに、前記入力信号に含まれる各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち加算し、さらに周波数オフセット補償用の位相回転を施した第一加算信号と、前記入力信号に含まれる各偏波の前記実数成分の前記位相共役及び前記虚数成分の前記位相共役それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち加算し、さらに周波数オフセット補償用の前記位相回転とは逆の位相回転を施した第二加算信号とを生成する等化ステップと、各偏波ごとに、前記第一加算信号と前記第二加算信号とを加算した信号に、送信データバイアス補正信号を加算又は減算する第二補償ステップと、を有する信号処理方法である。

20

## 【 0 0 0 9 】

本発明の一態様は、上述の信号処理方法であって、前記受信機は、光信号により前記偏波多重された受信信号を受信する。

## 【 0 0 1 0 】

本発明の一態様は、空間的に  $N$  ( $N$  は 2 以上の整数) 多重された偏波多重受信信号に含まれる各偏波の実数成分及び虚数成分のそれぞれに、受信機の周波数特性を補償するインパルス応答及び波長分散補償用の複素インパルス応答を畳み込む第一補償ステップと、 $N$  個の前記偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、 $N$  個の前記偏波多重受信信号それぞれの畳み込みが行われた各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分と  $N$  個の前記偏波多重受信信号それぞれの畳み込みが行われた各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分それぞれの位相共役とを入力信号として生成する入力信号生成ステップと、 $N$  個の前記偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、該偏波の前記入力信号に含まれる各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち加算し、さらに周波数オフセット補償用の位相回転を施した第一加算信号を生成する処理と、 $N$  個の前記偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、該偏波の前記入力信号に含まれる各偏波の前記実数成分の前記位相共役及び前記虚数成分の前記位相共役それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち加算し、さらに周波数オフセット補償用の前記位相回転とは逆の位相回転を施した第二加算信号を生成する処理とを行う等化ステップと、 $N$  個の前記偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、該偏波について生成された前記第一加算信号と前記第二加算信号とを加算した信号に、送信データバイアス補正信号を加算又は減算する第二補償ステップと、を有する信号処理方法である。

30

40

## 【 0 0 1 1 】

本発明の一態様は、上述の信号処理方法であって、前記複素インパルス応答は、動的に更新され、前記第四ステップにおいては、前記送信データバイアス補正信号を適応的に加算又は減算する。

50

## 【 0 0 1 2 】

本発明の一態様は、偏波多重された受信信号の各偏波の実数成分及び虚数成分のそれぞれに、受信機の周波数特性を補償するインパルス応答及び波長分散補償用の複素インパルス応答を畳み込む第一補償部と、各偏波ごとに、畳み込みが行われた各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分と畳み込みが行われた各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分それぞれの位相共役とを入力信号として生成する入力信号生成部と、各偏波ごとに、前記入力信号に含まれる各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち加算し、さらに周波数オフセット補償用の位相回転を施した第一加算信号と、前記入力信号に含まれる各偏波の前記実数成分の前記位相共役及び前記虚数成分の前記位相共役それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち加算し、さらに周波数オフセット補償用の前記位相回転とは逆の位相回転を施した第二加算信号とを生成する等化部と、各偏波ごとに、前記第一加算信号と前記第二加算信号とを加算した信号に、送信データバイアス補正信号を加算又は減算する第二補償部と、を備える信号処理装置である。

10

## 【 0 0 1 3 】

本発明の一態様は、空間的に $N$  ( $N$ は2以上の整数)多重された偏波多重受信信号に含まれる各偏波の実数成分及び虚数成分のそれぞれに、受信機の周波数特性を補償するインパルス応答及び波長分散補償用の複素インパルス応答を畳み込む第一補償部と、 $N$ 個の前記偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、 $N$ 個の前記偏波多重受信信号それぞれの畳み込みが行われた各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分と $N$ 個の前記偏波多重受信信号それぞれの畳み込みが行われた各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分それぞれの位相共役とを入力信号として生成する入力信号生成部と、 $N$ 個の前記偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、該偏波の前記入力信号に含まれる各偏波の前記実数成分及び前記虚数成分それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち加算し、さらに周波数オフセット補償用の位相回転を施した第一加算信号を生成する処理と、 $N$ 個の前記偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、該偏波の前記入力信号に含まれる各偏波の前記実数成分の前記位相共役及び前記虚数成分の前記位相共役それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち加算し、さらに周波数オフセット補償用の前記位相回転とは逆の位相回転を施した第二加算信号を生成する処理とを行う等化部と、 $N$ 個の前記偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、該偏波について生成された前記第一加算信号と前記第二加算信号とを加算した信号に、送信データバイアス補正信号を加算又は減算する第二補償部と、を備える信号処理装置である。

20

30

## 【 0 0 1 4 】

本発明の一態様は、送信機と、上述したいずれかの信号処理装置を有する受信機とを備える通信システムである。

## 【 発明の効果 】

## 【 0 0 1 5 】

本発明により、精度よく歪み補償を行う等化処理の処理速度を速めることができる。

## 【 図面の簡単な説明 】

## 【 0 0 1 6 】

【 図 1 】本発明の第1の実施形態によるデジタルコヒーレント光伝送システムの構成図である。

40

【 図 2 】同実施形態による復調デジタル信号処理部を示す図である。

【 図 3 】従来技術を適用した復調デジタル信号処理部を示す図である。

【 図 4 】従来技術及び実施形態の実験結果を示す図である。

## 【 発明を実施するための形態 】

## 【 0 0 1 7 】

以下、図面を参照しながら本発明の実施形態を詳細に説明する。

まず、本発明の第1の実施形態について説明する。図1は、第1の実施形態によるデジタルコヒーレント光伝送システム1の構成図である。デジタルコヒーレント光伝送システム1は、送信機10及び受信機50を有する。受信機50は、送信機10から偏波多重信

50

号を受信する。

【 0 0 1 8 】

送信機 1 0 は、1 以上の送信部を有する。本実施形態では、送信機 1 0 は、WDM のチャンネル数分の送信部 1 0 0 を有する。各送信部 1 0 0 はそれぞれ、異なる波長の光信号を出力する。WDM 合波器 2 0 は、各送信部 1 0 0 が出力した光信号を合波し、光ファイバ伝送路 3 0 に出力する。光ファイバ伝送路 3 0 には、任意の台数の光増幅器 3 1 が備えられる。各光増幅器 3 1 は、送信機 1 0 側の光ファイバ伝送路 3 0 から光信号を入力して増幅し、受信機 5 0 側の光ファイバ伝送路 3 0 へ出力する。WDM 分波器 4 0 は、光ファイバ伝送路 3 0 を伝送した光信号を波長により分波する。受信機 5 0 は、1 以上の受信部 5 0 0 を有する。本実施形態では、受信機 5 0 は、WDM のチャンネル数分の受信部 5 0 0 を有する。各受信部 5 0 0 は、WDM 分波器 4 0 が分波した光信号を受信する。各受信部 5 0 0 が受信する光信号の波長はそれぞれ異なる。

10

【 0 0 1 9 】

送信部 1 0 0 は、デジタル信号処理部 1 1 0 と、変調器ドライバ 1 2 0 と、光源 1 3 0 と、集積モジュール 1 4 0 とを備える。デジタル信号処理部 1 1 0 は、符号化部 1 1 1 と、マッピング部 1 1 2 と、トレーニング信号挿入部 1 1 3 と、サンプリング周波数変更部 1 1 4 と、波形整形部 1 1 5 と、予等化部 1 1 6 と、デジタル - アナログ変換器 (DAC) 1 1 7 - 1 ~ 1 1 7 - 4 とを備える。

【 0 0 2 0 】

符号化部 1 1 1 は、送信ビット列に FEC (forward error correction : 前方誤り訂正) 符号化を行って得られた送信信号を出力する。マッピング部 1 1 2 は、符号化部 1 1 1 から出力された送信信号をシンボルにマッピングする。トレーニング信号挿入部 1 1 3 は、マッピング部 1 1 2 によりシンボルマッピングされた送信信号に既知のトレーニング信号を挿入する。サンプリング周波数変更部 1 1 4 は、トレーニング信号が挿入された送信信号に対するサンプリング周波数を変更することにより、アップサンプリングを行う。波形整形部 1 1 5 は、サンプリングされた送信信号の帯域を制限する。

20

【 0 0 2 1 】

予等化部 1 1 6 は、波形整形部 1 1 5 により帯域制限された送信信号の波形の歪みを補償し、DAC 1 1 7 - 1 ~ 1 1 7 - 4 に出力する。DAC 1 1 7 - 1 は、予等化部 1 1 6 から入力した送信信号の X 偏波の I (同相) 成分をデジタル信号からアナログ信号に変換し、変調器ドライバ 1 2 0 に出力する。DAC 1 1 7 - 2 は、予等化部 1 1 6 から入力した送信信号の X 偏波の Q (直交) 成分をデジタル信号からアナログ信号に変換し、変調器ドライバ 1 2 0 に出力する。DAC 1 1 7 - 3 は、予等化部 1 1 6 から入力した送信信号の Y 偏波の I 成分をデジタル信号からアナログ信号に変換し、変調器ドライバ 1 2 0 に出力する。DAC 1 1 7 - 4 は、予等化部 1 1 6 から入力した送信信号の Y 偏波の Q 成分をデジタル信号からアナログ信号に変換し、変調器ドライバ 1 2 0 に出力する。

30

【 0 0 2 2 】

変調器ドライバ 1 2 0 は、アンプ 1 2 1 - 1 ~ 1 2 1 - 4 を有する。アンプ 1 2 1 - i (i は 1 以上 4 以下の整数) は、DAC 1 1 7 - i から出力されたアナログ信号を増幅し、増幅したアナログ信号により集積モジュール 1 4 0 の変調器を駆動する。光源 1 3 0 は、例えば LD (半導体レーザ) である。j 番目の送信部 1 0 0 が有する光源 1 3 0 は、波長  $\lambda_j$  (j は 1 以上 WDM のチャンネル数以下の整数) の光を出力する。

40

【 0 0 2 3 】

集積モジュール 1 4 0 は、IQ 変調器 1 4 1 - 1 及び 1 4 1 - 2 と、偏波合成部 1 4 2 とを備える。IQ 変調器 1 4 1 - 1 は、光源 1 3 0 が出力した光信号を、アンプ 1 2 1 - 1 から出力された X 偏波の I 成分と、アンプ 1 2 1 - 2 から出力された X 偏波の Q 成分とにより変調して生成した X 偏波の光信号を出力する。IQ 変調器 1 4 1 - 2 は、光源 1 3 0 が出力した光信号を、アンプ 1 2 1 - 3 から出力された Y 偏波の I 成分と、アンプ 1 2 1 - 4 から出力された Y 偏波の Q 成分とにより変調して生成した Y 偏波の光信号を出力する。偏波合成部 1 4 2 は、IQ 変調器 1 4 1 - 1 が出力した X 偏波の光信号と、IQ 変調

50

器 1 4 1 - 2 が出力した Y 偏波の光信号とを偏波合成して WDM 合波器 2 0 に出力する。

【 0 0 2 4 】

受信部 5 0 0 は、局部発振光源 5 1 0 と、光フロントエンド 5 2 0 と、デジタル信号処理部 5 3 0 とを備える。局部発振光源 5 1 0 は、例えば LD である。局部発振光源 5 1 0 は、局部発振光 ( LO : Local Oscillator ) を出力する。

【 0 0 2 5 】

光フロントエンド 5 2 0 は、偏波多重された位相変調信号の位相及び振幅を保ったまま光信号を電気信号に変換する。光フロントエンド 5 2 0 は、偏波分離部 5 2 1 と、光 9 0 度ハイブリッドカップラ 5 2 2 - 1、5 2 2 - 2 と、BPD ( Balanced Photo Diode ; バランスフォトダイオード ) 5 2 3 - 1 ~ 5 2 3 - 4 と、アンプ 5 2 4 - 1 ~ 5 2 4 - 4 と

10

【 0 0 2 6 】

偏波分離部 5 2 1 は、入力した光信号を X 偏波と Y 偏波に分離する。偏波分離部 5 2 1 は、X 偏波の光信号を光 9 0 度ハイブリッドカップラ 5 2 2 - 1 に出力し、Y 偏波の光信号を光 9 0 度ハイブリッドカップラ 5 2 2 - 2 に出力する。光 9 0 度ハイブリッドカップラ 5 2 2 - 1 は、X 偏波の光信号と、局部発振光源 5 1 0 から出力された局部発振光とを干渉させ、受信光電界の I 成分と Q 成分とを抽出する。光 9 0 度ハイブリッドカップラ 5 2 2 - 1 は、抽出した X 偏波の I 成分及び Q 成分を、BPD 5 2 3 - 1 及び 5 2 3 - 2 へ出力する。光 9 0 度ハイブリッドカップラ 5 2 2 - 2 は、Y 偏波の光信号と、局部発振光源 5 1 0 から出力された局部発振光とを干渉させ、受信光電界の I 成分と Q 成分とを抽出する。光 9 0 度ハイブリッドカップラ 5 2 2 - 2 は、抽出した Y 偏波の I 成分及び Q 成分を、BPD 5 2 3 - 3 及び BPD 5 2 3 - 4 に出力する。

20

【 0 0 2 7 】

BPD 5 2 3 - 1 ~ 5 2 3 - 4 は、差動入力型の光電変換器である。BPD 5 2 3 - i は、特性の揃った 2 つのフォトダイオードにおいてそれぞれ発生する光電流の差分値を、アンプ 5 2 4 - i に出力する。BPD 5 2 3 - 1 は、X 偏波の受信信号の I 成分を電気信号に変換し、アンプ 5 2 4 - 1 に出力する。BPD 5 2 3 - 2 は、X 偏波の受信信号の Q 成分を電気信号に変換し、アンプ 5 2 4 - 2 に出力する。BPD 5 2 3 - 3 は、Y 偏波の受信信号の I 成分を電気信号に変換し、アンプ 5 2 4 - 3 に出力する。BPD 5 2 3 - 4 は、Y 偏波の受信信号の Q 成分を電気信号に変換し、アンプ 5 2 4 - 4 に出力する。アンプ 5 2 4 - i ( i は 1 以上 4 以下の整数 ) は、BPD 5 2 3 - i から出力された電気信号を増幅し、デジタル信号処理部 5 3 0 に出力する。

30

【 0 0 2 8 】

デジタル信号処理部 5 3 0 は、アナログ - デジタル変換器 ( ADC ) 5 3 1 - 1 ~ 5 3 1 - 4 と、フロントエンド補正部 5 3 2 と、波長分散補償部 5 3 3 と、適応等化部 5 3 4 と、周波数及び位相オフセット補償部 5 3 5 と、デマッピング部 5 3 6 と、復号部 5 3 7 とを備える。ADC 5 3 1 - i ( i は 1 以上 4 以下の整数 ) は、アンプ 5 2 4 - i から出力された電気信号をアナログ信号からデジタル信号に変換し、フロントエンド補正部 5 3 2 に出力する。

【 0 0 2 9 】

フロントエンド補正部 5 3 2 は、ADC 5 3 1 - 1 から X 偏波の受信信号の I 成分を、ADC 5 3 1 - 2 から X 偏波の受信信号の Q 成分を、ADC 5 3 1 - 3 から Y 偏波の受信信号の I 成分を、ADC 5 3 1 - 4 から Y 偏波の受信信号の Q 成分を入力する。フロントエンド補正部 5 3 2 は、入力した各信号を用いて、光フロントエンド 5 2 0 における周波数特性の補償を行った受信信号を生成し、波長分散補償部 5 3 3 に出力する。

40

【 0 0 3 0 】

波長分散補償部 5 3 3 は、光ファイバ伝送路 3 0 において受けた波長分散を推定し、フロントエンド補正部 5 3 2 から出力された電気信号に対して、推定した波長分散の補償を行い、適応等化部 5 3 4 に出力する。適応等化部 5 3 4 は、波長分散補償部 5 3 3 から出力された受信信号に対し、適応的に等化処理を行う。周波数及び位相オフセット補償部 5

50

35は、適応等化部534が等化処理を行った受信信号に対して、周波数オフセット及び位相ノイズの補償等の処理を行う。

【0031】

デマッピング部536は、周波数及び位相オフセット補償部535が出力した受信信号のシンボルを判定し、判定したシンボルをバイナリデータに変換する。復号部537は、デマッピング部536によりデマッピングされたバイナリデータにFECなどの誤り訂正復号処理を行い、受信ビット列を得る。

【0032】

なお、上記実施形態では1本の光ファイバ伝送路の例を記載しているが、空間的に多重された伝送系（例えば、マルチコアファイバ、マルチモードファイバ、及び自由空間伝送）でも同様である。

10

【0033】

以下に、フロントエンド補正部532と、波長分散補償部533と、適応等化部534と、周波数及び位相オフセット補償部535とを含む復調デジタル信号処理部Aに適用される等化処理方法の原理を説明する。

【0034】

送信対象の理想的な偏波多重光信号のX偏波成分を複素信号 $S_{X0}$ と表し、Y偏波成分を複素信号 $S_{Y0}$ と表す。送信機10における変調器ドライバ120のばらつきによるIQインバランスや、レーン間のスキュー、周波数特性を考慮した送信機出力であるX偏波成分の複素信号 $S_{X1}$ 及びY偏波成分の複素信号 $S_{Y1}$ は、4つの複素インパルス応答 $h_{Tx}$ 、 $g_{Tx}$ 、 $h_{Ty}$ 、 $g_{Ty}$ とバイアスずれ項 $C_X$ 、 $C_Y$ を用いて、以下の式(1)のように記述できる(Widely linear表示)。なお、右肩の「\*」は、位相共役を示す。

20

【0035】

【数1】

$$\begin{pmatrix} S_{X1} \\ S_{X1}^* \\ S_{Y1} \\ S_{Y1}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_X \\ C_X^* \\ C_Y \\ C_Y^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} h_{Tx} & g_{Tx} & 0 & 0 \\ g_{Tx}^* & h_{Tx}^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_{Ty} & g_{Ty} \\ 0 & 0 & g_{Ty}^* & h_{Ty}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{X0} \\ S_{X0}^* \\ S_{Y0} \\ S_{Y0}^* \end{pmatrix} \quad \dots (1)$$

30

【0036】

X偏波成分の複素信号 $S_{X1}$ 及びY偏波成分の複素信号 $S_{Y1}$ は、光ファイバ伝送路30を伝送中に、波長分散及び偏波回転・偏波モード分散・偏波依存損失を受ける。波長分散を複素インパルス応答 $h_{CD}$ 、偏波回転・偏波モード分散の影響を $h_{xx}$ 、 $h_{yx}$ 、 $h_{yy}$ 、 $h_{xy}$ で表すと、光ファイバ伝送後のX偏波成分の光信号 $S_{X2}$ 及びY偏波成分の光信号 $S_{Y2}$ は、以下の式(2)で表せる。

【0037】

【数2】

$$\begin{pmatrix} S_{X2} \\ S_{X2}^* \\ S_{Y2} \\ S_{Y2}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{CD} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_{CD}^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_{CD} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_{CD}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_{xx} & 0 & h_{yx} & 0 \\ 0 & h_{xx}^* & 0 & h_{yx}^* \\ h_{xy} & 0 & h_{yy} & 0 \\ 0 & h_{xy}^* & 0 & h_{yy}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{X1} \\ S_{X1}^* \\ S_{Y1} \\ S_{Y1}^* \end{pmatrix} \quad \dots (2)$$

40

【0038】

送信機10の光源130が出力するレーザー光と受信機50の局部発振光源510が出力する局部発振光との間の周波数オフセット $\omega_x$ 、 $\omega_y$ が存在する場合、光/電気変換後のX偏波成分の信号 $S_{X3}$ 及びY偏波成分の信号 $S_{Y3}$ は、以下の式(3)で表せる。

【0039】

【数3】

50

$$\begin{pmatrix} S_{X3} \\ S_{X3}^* \\ S_{Y3} \\ S_{Y3}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \exp(j\omega_x t) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \exp(-j\omega_x t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \exp(j\omega_y t) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \exp(-j\omega_y t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{X2} \\ S_{X2}^* \\ S_{Y2} \\ S_{Y2}^* \end{pmatrix} \quad \dots (3)$$

【 0 0 4 0 】

更に、B P D 5 2 3 - 1 ~ 5 2 3 - 4 における光 / 電気変換、A D C 5 3 1 - 1 ~ 5 3 1 - 4 等の受信フロントエンドの周波数特性と I Q インバランス、スキュー ( S k e w ) などを考慮した X 偏波成分の受信複素信号  $S_{X4}$  及び Y 偏波成分の受信複素信号  $S_{Y4}$  は、4 つの複素インパルス応答  $h_{Rx}$ 、 $g_{Rx}$ 、 $h_{Ry}$ 、 $g_{Ry}$  を用いて式 ( 4 ) で表せる。

10

【 0 0 4 1 】

【 数 4 】

$$\begin{pmatrix} S_{X4} \\ S_{X4}^* \\ S_{Y4} \\ S_{Y4}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{Rx} & g_{Rx} & 0 & 0 \\ g_{Rx}^* & h_{Rx}^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_{Ry} & g_{Ry} \\ 0 & 0 & g_{Ry}^* & h_{Ry}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{X3} \\ S_{X3}^* \\ S_{Y3} \\ S_{Y3}^* \end{pmatrix} \quad \dots (4)$$

20

【 0 0 4 2 】

従って、適当な  $4 \times 4$  行列  $W$  と定数項  $C_{biasX}$ 、 $C_{biasY}$  を定義すると、X 偏波成分の受信複素信号  $S_{X4}$  及び Y 偏波成分の受信複素信号  $S_{Y4}$  は式 ( 5 ) で表すことができる。

【 0 0 4 3 】

【 数 5 】

$$\begin{pmatrix} S_{X4} \\ S_{X4}^* \\ S_{Y4} \\ S_{Y4}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \exp(j\omega_x n) & \exp(-j\omega_x n) & 0 & 0 \\ \exp(-j\omega_x n) & \exp(j\omega_x n) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \exp(j\omega_y n) & \exp(-j\omega_y n) \\ 0 & 0 & \exp(-j\omega_y n) & \exp(j\omega_y n) \end{pmatrix} \begin{matrix} \overbrace{\begin{pmatrix} w_{11} & w_{12} & w_{13} & w_{14} \\ w_{21} & w_{22} & w_{23} & w_{24} \\ w_{31} & w_{32} & w_{33} & w_{34} \\ w_{41} & w_{42} & w_{43} & w_{44} \end{pmatrix}}^W \\ \begin{pmatrix} S_{X0} \\ S_{X0}^* \\ S_{Y0} \\ S_{Y0}^* \end{pmatrix} \end{matrix} + \begin{pmatrix} C_{biasX} \\ C_{biasX}^* \\ C_{biasY} \\ C_{biasY}^* \end{pmatrix} \quad \dots (5)$$

30

【 0 0 4 4 】

式 ( 1 ) ~ 式 ( 5 ) から、受信機 5 0 における X 偏波成分の受信複素信号  $S_{X4}$  は式 ( 6 ) のように、受信機 5 0 における Y 偏波成分の受信複素信号  $S_{Y4}$  は式 ( 7 ) のようになる。

40

【 0 0 4 5 】

【 数 6 】

50

$$\begin{aligned}
S_{X4} = & \exp(j\omega_x n) \cdot (h_{Rx} * h_{CD} * h_{xx} * h_{Tx} * S_{X0}) \\
& + \exp(j\omega_x n) \cdot (h_{Rx} * h_{CD} * h_{xx} * g_{Tx} * S_{X0}^*) \\
& + \exp(j\omega_x n) \cdot (h_{Rx} * h_{CD} * h_{yx} * h_{Ty} * S_{Y0}) \\
& + \exp(j\omega_x n) \cdot (h_{Rx} * h_{CD} * h_{yx} * g_{Ty} * S_{Y0}^*) \\
& + \exp(-j\omega_x n) \cdot (g_{Rx} * h_{CD}^* * h_{xx}^* * h_{Tx}^* * S_{X0}^*) \\
& + \exp(-j\omega_x n) \cdot (g_{Rx} * h_{CD}^* * h_{xx}^* * g_{Tx}^* * S_{X0}) \\
& + \exp(-j\omega_x n) \cdot (g_{Rx} * h_{CD}^* * h_{yx}^* * h_{Tx}^* * S_{Y0}^*) \\
& + \exp(-j\omega_x n) \cdot (g_{Rx} * h_{CD}^* * h_{yx}^* * g_{Tx}^* * S_{Y0}) \\
& + C_{biasX} \qquad \qquad \qquad \dots(6)
\end{aligned}$$

【 0 0 4 6 】

【 数 7 】

$$\begin{aligned}
S_{Y4} = & \exp(j\omega_y n) \cdot (h_{Ry} * h_{CD} * h_{xy} * h_{Tx} * S_{X0}) \\
& + \exp(j\omega_y n) \cdot (h_{Ry} * h_{CD} * h_{xy} * g_{Tx} * S_{X0}^*) \\
& + \exp(j\omega_y n) \cdot (h_{Ry} * h_{CD} * h_{yy} * h_{Ty} * S_{Y0}) \\
& + \exp(j\omega_y n) \cdot (h_{Ry} * h_{CD} * h_{yy} * g_{Ty} * S_{Y0}^*) \\
& + \exp(-j\omega_y n) \cdot (g_{Ry} * h_{CD}^* * h_{xy}^* * h_{Tx}^* * S_{X0}^*) \\
& + \exp(-j\omega_y n) \cdot (g_{Ry} * h_{CD}^* * h_{xy}^* * g_{Tx}^* * S_{X0}) \\
& + \exp(-j\omega_y n) \cdot (g_{Ry} * h_{CD}^* * h_{yy}^* * h_{Tx}^* * S_{Y0}^*) \\
& + \exp(-j\omega_y n) \cdot (g_{Ry} * h_{CD}^* * h_{yy}^* * g_{Tx}^* * S_{Y0}) \\
& + C_{biasY} \qquad \qquad \qquad \dots(7)
\end{aligned}$$

【 0 0 4 7 】

実際のコヒーレント受信機のデジタル信号処理部 5 3 0 は、受信複素信号  $S_{X4}$ 、 $S_{Y4}$  の実数 (Real) 成分及び虚数 (Imaginary) 成分を受信する。そこで、さらに変形すると、式 (8) 及び式 (9) のようになる。

【 0 0 4 8 】

【 数 8 】

$$\begin{aligned}
S_{X0} = & \exp(j\omega_x n) \{h_1 h_{CD}^{-1} \Re[S_{X4}] + h_5 h_{CD}^{-1} \Im[S_{X4}] + h_9 h_{CD}^{-1} \Re[S_{Y4}] + h_{13} h_{CD}^{-1} \Im[S_{Y4}]\} + \\
& \exp(-j\omega_x n) \{h_2 h_{CD}^{*-1} \Re[S_{X4}] + h_6 h_{CD}^{*-1} \Im[S_{X4}] + h_{10} h_{CD}^{*-1} \Re[S_{Y4}] + h_{14} h_{CD}^{*-1} \Im[S_{Y4}]\} + C_{biasX} \\
& \qquad \qquad \qquad \dots(8)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{Y0} = & \exp(j\omega_y n) \{h_3 h_{CD}^{-1} \Re[S_{X4}] + h_7 h_{CD}^{-1} \Im[S_{X4}] + h_{11} h_{CD}^{-1} \Re[S_{Y4}] + h_{15} h_{CD}^{-1} \Im[S_{Y4}]\} + \\
& \exp(-j\omega_y n) \{h_4 h_{CD}^{*-1} \Re[S_{X4}] + h_8 h_{CD}^{*-1} \Im[S_{X4}] + h_{12} h_{CD}^{*-1} \Re[S_{Y4}] + h_{16} h_{CD}^{*-1} \Im[S_{Y4}]\} + C_{biasY} \\
& \qquad \qquad \qquad \dots(9)
\end{aligned}$$

ただし、 $\Re[z]$  は、複素数  $z$  の実部を、 $\Im[z]$  は、複素数  $z$  の虚部を表す。

【 0 0 4 9 】

なお、式 (8) 及び式 (9) におけるインパルス応答  $h_1 \sim h_{16}$  は、行列  $W$  の逆行列の要素である。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 5 0 】

そこで、復調デジタル信号処理部 A は、コヒーレント受信機（光フロントエンド 5 2 0）が出力する 4 つの実信号である X 偏波成分の I（実数）成分信号（X I）及び Q（虚数）成分信号（X Q）と Y 偏波成分の I 成分信号（Y I）及び Q 成分信号（Y Q）に対して、波長分散の複素インパルス応答の逆応答  $h_{CD}^{-1}$  を畳み込んだ信号を生成する。適応等化部 5 3 4 は、X 偏波成分と Y 偏波成分のそれぞれについて、この畳み込みを行った X 偏波成分の I 成分信号（X I）及び Q 成分信号（X Q）と Y 偏波成分の I 成分信号（Y I）及び Q 成分信号（Y Q）と、それらそれぞれの位相共役（conj）を取った信号との合計 8 つの入力を持つ。

## 【 0 0 5 1 】

図 2 は、復調デジタル信号処理部 A の構成図である。図 2 に示す復調デジタル信号処理部 A は、MIMO 等化器として動作する。復調デジタル信号処理部 A は、式（8）及び式（9）に基づいて受信信号を復調する。

## 【 0 0 5 2 】

復調デジタル信号処理部 A は、ADC 5 3 1 - 1 ~ 5 3 1 - 4 によりデジタル信号に変換された X 偏波の受信複素信号  $S_{X4}$  の実数成分 X I 及び虚数成分 X Q と、Y 偏波の受信複素信号  $S_{Y4}$  の実数成分 Y I 及び虚数成分 Y Q とを入力する。復調デジタル信号処理部 A は、実数成分 X I、虚数成分 X Q、実数成分 Y I 及び虚数成分 Y Q のそれぞれに対して、受信機 5 0 の周波数特性を補償するインパルス応答と波長分散補償用の複素インパルス応答  $h_{CD}^{-1}$  を畳み込み、周波数オフセット補償用位相回転を施す。これにより、X 偏波成分、Y 偏波成分それぞれについて 2 つの複素信号が出力される。続いて、復調デジタル信号処理部 A は、2 つの複素信号それぞれの位相共役を生成し、X 偏波成分及び Y 偏波成分波それぞれについて、実数成分 X I、虚数成分 X Q、実数成分 Y I 及び虚数成分 Y Q と、それらそれぞれの位相共役との 8 つの信号を入力とする。これにより、受信機 5 0 の適応等化器 5 2 4 で、光ファイバ伝送路 3 0 及び受信機 5 0 で生じたインペアメントに加えて、送信機 1 0 で生じた IQ インバランスや IQ レーン間スキュー、IQ 変調器 1 4 1 - 1、1 4 1 - 2 のバイアスずれ等を動的に補償することが可能になり、受信信号が高品質化される。

## 【 0 0 5 3 】

具体的には、復調デジタル信号処理部 A は、X 偏波成分の受信複素信号  $R_{X4}$  の実数成分 X I に受信機 5 0 の周波数特性を補償するインパルス応答  $h_{RXI}$  及び波長分散補償用のインパルス応答  $h_{CD}^{-1}$  を施し、X 偏波成分の受信複素信号  $R_{X4}$  の虚数成分 X Q に受信機 5 0 の周波数特性を補償するインパルス応答  $h_{RXQ}$  及び波長分散補償用のインパルス応答  $h_{CD}^{-1}$  を施す。同様に、復調デジタル信号処理部 A は、Y 偏波成分の受信複素信号  $R_{Y4}$  の実数成分 Y I に受信機 5 0 の周波数特性を補償するインパルス応答  $h_{RYI}$  及び波長分散補償用のインパルス応答  $h_{CD}^{-1}$  を施し、Y 偏波成分の受信複素信号  $R_{Y4}$  の虚数成分 Y Q に受信機 5 0 の周波数特性を補償するインパルス応答  $h_{RYQ}$  及び波長分散補償用のインパルス応答  $h_{CD}^{-1}$  を施す。復調デジタル信号処理部 A は、受信機 5 0 の周波数特性を補償するインパルス応答及び波長分散補償用のインパルス応答が畳み込まれた実数成分 X I、虚数成分 X Q、実数成分 Y I、虚数成分 Y Q のそれぞれを 4 つに分岐し、分岐した 4 つの信号のうち 2 つの信号をそのまま適応等化部 5 3 4 に入力し、残りの 2 つの信号を位相共役信号に変換して適応等化部 5 3 4 に入力する。

## 【 0 0 5 4 】

適応等化部 5 3 4 は、インパルス応答  $h_1$  が畳み込まれた実数成分 X I と、インパルス応答  $h_5$  が畳み込まれた虚数成分 X Q と、インパルス応答  $h_9$  が畳み込まれた実数成分 Y I と、インパルス応答  $h_{13}$  が畳み込まれた虚数成分 Y Q とを加算した後、周波数オフセット  $\exp(j \cdot x \cdot (n/T))$  を施す。n は、シンボル間隔、T はシンボルの周期を表す。さらに、適応等化部 5 3 4 は、インパルス応答  $h_2$  が畳み込まれた実数成分位相共役  $X I^*$  と、インパルス応答  $h_6$  が畳み込まれた虚数成分位相共役  $X Q^*$  と、インパルス応答  $h_{10}$  が畳み込まれた実数成分位相共役  $Y I^*$  と、インパルス応答  $h_{14}$  が畳み込まれ

10

20

30

40

50

た虚数成分位相共役  $YQ^*$  とを加算した後、周波数オフセット  $\exp(-j \omega_x (n/T))$  を施す。適応等化部 534 は、周波数オフセット  $\exp(j \omega_x (n/T))$  が施された加算信号と、周波数オフセット  $\exp(-j \omega_x (n/T))$  が施された加算信号とを加算し、X 偏波成分の受信信号を得る。適応等化部 534 は、得られた X 偏波成分の受信信号に、X 偏波成分のバイアスずれをキャンセルするための送信データバイアス補正信号  $C_X$  を加算（又は減算）し、歪み補正を行った X 偏波成分の受信信号  $X_{Rsig}(n)$  を得る。デマッピング部 536 は、受信信号  $X_{Rsig}(n)$  にシンボル判定を行った結果得られた受信信号  $X^{\wedge}Rsig(n)$  を出力する。

【0055】

一方、適応等化部 534 は、インパルス応答  $h_3$  が畳み込まれた実数成分  $XI$  と、インパルス応答  $h_7$  が畳み込まれた虚数成分  $XQ$  と、インパルス応答  $h_{11}$  が畳み込まれた実数成分  $YI$  と、インパルス応答  $h_{15}$  が畳み込まれた虚数成分  $YQ$  とを加算した後、周波数オフセット  $\exp(j \omega_y (n/T))$  を施す。さらに、適応等化部 534 は、インパルス応答  $h_4$  が畳み込まれた実数成分位相共役  $XI^*$  と、インパルス応答  $h_{12}$  が畳み込まれた虚数成分位相共役  $XQ^*$  と、インパルス応答  $h_{16}$  が畳み込まれた実数成分位相共役  $YI^*$  と、インパルス応答  $h_{14}$  が畳み込まれた虚数成分位相共役  $YQ^*$  とを加算した後、周波数オフセット  $\exp(-j \omega_y (n/T))$  を施す。適応等化部 534 は、周波数オフセット  $\exp(j \omega_y (n/T))$  が施された加算信号と、周波数オフセット  $\exp(-j \omega_y (n/T))$  が施された加算信号とを加算し、Y 偏波成分の受信信号を得る。適応等化部 534 は、得られた Y 偏波成分の受信信号に、Y 偏波成分のバイアスずれをキャンセルするための送信データバイアス補正信号  $C_Y$  を加算（又は減算）し、歪み補正を行った X 偏波成分の受信信号  $Y_{Rsig}(n)$  を得る。デマッピング部 536 は、受信信号  $Y_{Rsig}(n)$  にシンボル判定を行った結果得られた受信信号  $Y^{\wedge}Rsig(n)$  を出力する。

【0056】

なお、波長分散補償用の複素インパルス応答  $h_{CD-1}$ 、インパルス応答  $h_{1\sim 16}$ 、及び、周波数オフセット  $\exp(j \omega_x n/T)$ 、 $\exp(-j \omega_x n/T)$ 、 $\exp(j \omega_y n/T)$ 、 $\exp(-j \omega_y n/T)$  は適応的かつ動的に変更される。受信機 50 は、これらの値を任意の方法により取得する。

【0057】

なお、インパルス応答  $h_{RXI}$ 、 $h_{RXQ}$ 、 $h_{RYI}$ 、 $h_{RYQ}$  の畳み込みは、図 1 に示すフロントエンド補正部 532 の処理に対応し、波長分散補償用のインパルス応答  $h_{CD-1}$  の畳み込みは波長分散補償部 533 の処理に対応する。送信データバイアス補正信号  $C_X$ 、 $C_Y$  の加算（又は減算）は、周波数及び位相オフセット補償部 535 の機能に対応する。

【0058】

図 3 は、従来技術を用いた復調デジタル信号処理部の構成図である。図 3 に示す構成でも、受信機において生じる IQ インバランス・スキューを補償可能である。しかし、複素数  $4 \times 2$  MIMO 等化器では、送受信器間の光源に波長オフセット及び位相オフセットが存在した場合、送信器で生じた波形歪みを補償できない。換言すれば、補償に必要なタップ ( $h$ ) の種類（未知数の数）に比べて、入力信号の次元（連立方程式の数）が不足している。

【0059】

具体的には、X 偏波の受信複素信号  $S_{X4}$  は、式 (6) に示すように、複素信号  $S_{X0}$ 、 $S_{Y0}$  及びその共役  $S_{X0}^*$ 、 $S_{Y0}^*$  に異なる複素インパルス応答を畳み込み、周波数オフセット  $\exp(j \omega_x n)$  又は  $\exp(-j \omega_x n)$  を乗じた独立な 8 個の複素項とバイアス項  $C_{biasX}$  の加算によって表現できる。同様に、Y 偏波の受信複素信号  $S_{Y4}$  は、式 (7) に示すように、複素信号  $S_{X0}$ 、 $S_{Y0}$  及びその共役  $S_{X0}^*$ 、 $S_{Y0}^*$  に異なる複素インパルス応答を畳み込み、周波数オフセット  $\exp(j \omega_y n)$  又は  $\exp(-j \omega_y n)$  を乗じた独立な 8 個の複素項とバイアス項  $C_{biasY}$  との加算によ

10

20

30

40

50

って表現できる。ゆえに、行列表現式(5)のように、ファイバ伝搬後に受信した偏波多重信号は、16個の独立な複素項 $w_{11} \sim w_{44}$ と、2つのバイアス項 $C_{biasx}$ 、 $C_{biasy}$ とで表現できる。従って、複素信号 $S_{x0}$ 、 $S_{y0}$ は、受信複素信号 $S_{x4}$ 、 $S_{y4}$ 及びその共役 $S_{x0}^*$ 、 $S_{y0}^*$ に、正負の周波数オフセットを乗じ、適当な16個の異なるインパルス応答 $h_{11} \sim h_{16}$ を畳みこむことで表現可能である。上述したように、インパルス応答 $h_{11} \sim h_{16}$ は、行列 $W$ の逆行列の要素である。

#### 【0060】

しかしながら、図3に示すような従来技術を適用した構成では、式(5)において、周波数オフセット $\exp(j \omega_n)$ のみを考慮したモデルを用いているため、一方の周波数オフセットのみを乗じて、 $\exp(j \omega_n) S_{x4}$ 、 $\exp(j \omega_n) S_{y4}$ とその共役 $\exp(-j \omega_n) S_{x4}^*$ 、 $\exp(-j \omega_n) S_{y4}^*$ 項のみを使って送信信号を表現している。よって、 $h_{rx}$ 、 $g_{rx}$ で表現される受信機のIQインバランス及びスキューは補正可能であったが、送信機での歪みは補正できない。

10

#### 【0061】

図4は、適応等化処理の品質に関する実験結果を示す図である。図4(a)は、従来技術を用いた受信機における受信信号のコンスタレーションを示し、図4(b)は、本実施形態の受信機50における受信信号のコンスタレーションを示す。受信信号は、波長分散 $1360 \text{ ps/nm}$ のシングルモードファイバ(SMF)を80km伝送した偏波多重16QAM(Quadrature Amplitude Modulation)信号である。周波数オフセットは $160 \text{ [MHz]}$ とした。また、受信機内スキューについては、 $XI - XQ$ を $10 \text{ [ps]}$ 、 $YI - YQ$ を $25 \text{ [ps]}$ とした。

20

#### 【0062】

図4(a)に示すように、従来技術を用いた受信機では、変調器バイアスのずれの影響のため、ひし形の歪みが残っている。BER(Bit Error Rate:ビット誤り率)は、 $7.4 \times 10^{-4}$ であった。一方、図4(b)に示すように、本実施形態の受信機50では、正方形で歪みのない信号を得ることができた。BERは、 $1.3 \times 10^{-4}$ であり、従来技術を用いた受信機よりも低かった。

#### 【0063】

上記の実験結果から、本実施形態によれば、従来技術では除去できなかった変調器バイアスのずれの影響(ひし形の歪み)を除去し、正方形で歪みの無い信号を得ることが可能であることがわかる。

30

#### 【0064】

続いて、本発明の第2の実施形態について説明する。図示はしないが、第2の実施形態では、偏波多重信号が空間的に $N$ 多重( $N \geq 2$ )された場合について説明する。本実施形態のデジタルコヒーレント光伝送システムの基本的なシステム構成は、図1に示す第1の実施形態のデジタルコヒーレント光伝送システム1と同様である。本実施形態のデジタルコヒーレント光伝送システムが、図1に示すデジタルコヒーレント光伝送システム1と異なる点は、送信機10が空間的に $N$ 多重された偏波多重信号を送信する点、WDM合波器20及びWDM分波器40に加え、モード合分波器などの空間多重・分離用のデバイスが挿入される点、及び、受信機50において、光フロントエンド520が空間多重数分配置され、MIMO等化器(復調デジタル信号処理部A)の入力および複素インパルス応答の数が $16N^2$ に増加し、 $N$ 組の偏波多重信号が復調される点である。

40

#### 【0065】

空間的に $N$ 多重された偏波多重信号は、例えば、マルチコアファイバやマルチモード等により受信機50に送信される。モード数 $N$ の空間多重伝送においては、上記の式(5)と同様にして、 $4N \times 4N$ の行列により送受信機を含めた伝送路の状態を記述することができる。したがって、受信機のMIMO等化器における複素インパルス応答の数を $16N^2$ とすれば、空間多重伝送の場合においても、送信機で生じた歪みを受信機におけるデジタル信号処理で補償可能になる。

#### 【0066】

50

具体的には、復調デジタル信号処理部 A は、以下のように動作する。光フロントエンド 5 2 0 が出力する  $i$  番目 ( $i$  は 1 以上  $N$  以下の整数) の偏波多重受信信号の  $X$  偏波成分の  $I$  成分信号を実数成分  $X I_i$ 、 $Q$  成分信号を虚数成分  $X Q_i$  とし、 $Y$  偏波成分の  $I$  成分信号を実数成分  $Y I_i$ 、 $Q$  成分信号を虚数成分  $Y Q_i$  とする。復調デジタル信号処理部 A は、 $i$  番目の偏波多重受信信号の実数成分  $X I_i$ 、虚数成分  $X Q_i$ 、実数成分  $Y I_i$ 、及び、実数成分  $Y Q_i$  のそれぞれに、各成分に応じて、受信機の周波数特性を補償するインパルス応答及び波長分散補償用の複素インパルス応答を畳み込む。復調デジタル信号処理部 A は、畳み込みが行われた実数成分  $X I_i$ 、虚数成分  $X Q_i$ 、実数成分  $Y I_i$ 、及び、虚数成分  $Y Q_i$  のそれぞれを  $4 N$  個に分岐する。復調デジタル信号処理部 A は、分岐した  $4 N$  個の信号のうち  $2 N$  個の信号をそのまま適応等化部 5 3 4 に入力し、残りの  $2 N$  個の信号を位相共役信号に変換して適応等化部 5 3 4 に入力する。実数成分  $X I_i$ 、虚数成分  $X Q_i$ 、実数成分  $Y I_i$ 、虚数成分  $Y Q_i$  それぞれの位相共役を、実数成分位相共役  $X I_i^*$ 、虚数成分位相共役  $X Q_i^*$ 、実数成分位相共役  $Y I_i^*$ 、虚数成分位相共役  $Y Q_i^*$  とする。実数成分  $X I_i$ 、虚数成分  $X Q_i$ 、実数成分  $Y I_i$ 、虚数成分  $Y Q_i$ 、実数成分位相共役  $X I_i^*$ 、虚数成分位相共役  $X Q_i^*$ 、実数成分位相共役  $Y I_i^*$ 、及び、虚数成分位相共役  $Y Q_i^*$  からなる  $2 N$  個の組それぞれは、 $N$  個の偏波多重受信信号の  $X$  偏波成分及び  $Y$  偏波成分に対応する。

【 0 0 6 7 】

適応等化部 5 3 4 は、 $2 N$  個の実数成分  $X I_1 \sim X I_N$ 、虚数成分  $X Q_1 \sim X Q_N$ 、実数成分  $Y I_1 \sim Y I_N$ 、虚数成分  $Y Q_1 \sim Y Q_N$ 、実数成分位相共役  $X I_1^* \sim X I_N^*$ 、虚数成分位相共役  $X Q_1^* \sim X Q_N^*$ 、実数成分位相共役  $Y I_1^* \sim Y I_N^*$ 、虚数成分位相共役  $Y Q_1^* \sim Y Q_N^*$  のそれぞれに、インパルス応答を畳み込む。各成分及び各位相共役に畳み込むインパルス応答は、 $4 N \times 4 N$  で表された式 ( 5 ) の行列  $W$  の逆行列の要素で表される。適応等化部 5 3 4 は、各偏波多重受信信号の偏波ごとに、該偏波及び各成分に応じたインパルス応答が畳み込まれた実数成分  $X I_1 \sim X I_N$ 、虚数成分  $X Q_1 \sim X Q_N$ 、実数成分  $Y I_1 \sim Y I_N$ 、及び、虚数成分  $Y Q_1 \sim Y Q_N$  を加算し、周波数オフセット補償用の位相回転を施して第一加算信号を生成する。同様に、適応等化部 5 3 4 は、各偏波多重受信信号の偏波ごとに、該偏波及び各位相共役に応じたインパルス応答が畳み込まれた実数成分位相共役  $X I_1^* \sim X I_N^*$ 、虚数成分位相共役  $X Q_1^* \sim X Q_N^*$ 、実数成分位相共役  $Y I_1^* \sim Y I_N^*$ 、及び、虚数成分位相共役  $Y Q_1^* \sim Y Q_N^*$  を加算し、周波数オフセット補償用の位相回転とは逆の位相回転を施して第二加算信号を生成する。適応等化部 5 3 4 は、各偏波多重受信信号の偏波ごとに、該偏波について生成された第一加算信号及び第二加算信号を加算して受信信号を得ると、該偏波の送信データバイアス補正信号を加算 ( 又は減算 ) して歪み補正を行う。

【 0 0 6 8 】

以上説明した実施形態によれば、受信機が備える信号処理装置は、第一補償部と、入力信号生成部と、等化部と、第二補償部とを備える。受信機が、シングルモードファイバ伝送用の偏波多重信号を受信する場合、例えば、信号処理装置はデジタル信号処理部 5 3 0 であり、第一補償部はフロントエンド補正部 5 3 2 及び波長分散補償部 5 3 3 であり、入力信号生成部は波長分散補償部 5 3 3 であり、等化部は適応等化部 5 3 4 であり、第二補償部は周波数及び位相オフセット補償部 5 3 5 である。

【 0 0 6 9 】

第一補償部は、偏波多重された受信信号の各偏波の実数成分及び虚数成分のそれぞれに、受信機の周波数特性を補償するインパルス応答及び波長分散補償用の複素インパルス応答を畳み込む。入力信号生成部は、各偏波ごとに、畳み込みが行われた各偏波の実数成分及び虚数成分と畳み込みが行われた各偏波の実数成分及び虚数成分それぞれの位相共役とを入力信号として生成する。等化部は、各偏波ごとに、入力信号に含まれる各偏波の実数成分及び虚数成分それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち加算し、さらに周波数オフセット補償用の位相回転を施した第一加算信号と、入力信号に含まれる各偏波の実数成分の位相共役及び虚数成分の位相共役それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち加算

10

20

30

40

50

し、さらに周波数オフセット補償用の位相回転とは逆の位相回転を施した第二加算信号とを生成する。第二補償部は、第一加算信号と第二加算信号とを加算した信号に、送信データバイアス補正信号を加算又は減算する。

【0070】

あるいは、信号処理装置を備える受信機は、空間的にN多重された偏波多重受信信号を受信する。第一補償部は、空間的にN(Nは2以上の整数)多重された偏波多重受信信号に含まれる各偏波の実数成分及び虚数成分のそれぞれに、受信機の周波数特性を補償するインパルス応答及び波長分散補償用の複素インパルス応答を畳み込む。入力信号生成部は、N個の偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、N個の偏波多重受信信号それぞれの畳み込みが行われた各偏波の実数成分及び虚数成分とN個の偏波多重受信信号それぞれの畳み込みが行われた各偏波の実数成分及び虚数成分それぞれの位相共役とを入力信号として生成する。これにより、各偏波多重受信信号の偏波成分ごとに、8N個の信号が入力信号として生成され、X偏波及びY偏波成分からなる1つの偏波多重受信信号については、16N個の信号が入力信号となる。等化部は、N個の偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、該偏波について生成された入力信号に含まれる各偏波の実数成分及び虚数成分それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち加算し、さらに周波数オフセット補償用の位相回転を施して第一加算信号を生成する。また、等化部は、N個の偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、該偏波について生成された入力信号に含まれるN個の偏波の実数成分の位相共役及び虚数成分の位相共役それぞれに複素インパルス応答を乗算したのち加算し、さらに周波数オフセット補償用の位相回転とは逆の位相回転を施した第二加算信号とを生成する。第二補償部は、N個の偏波多重受信信号それぞれの各偏波ごとに、該偏波について生成された第一加算信号と第二加算信号とを加算した信号に、送信データバイアス補正信号を加算又は減算する。

10

20

【0071】

なお、複素インパルス応答は、動的に更新される。また、第二補償部は、送信データバイアス補正信号を適応的に加算又は減算する。

【0072】

以上、この発明の実施形態について図面を参照して詳述してきたが、具体的な構成はこの実施形態に限られるものではなく、この発明の要旨を逸脱しない範囲の設計等も含まれる。

30

【符号の説明】

【0073】

- 1 ... デジタルコヒーレント光伝送システム
- 10 ... 送信機
- 20 ... WDM合波器
- 30 ... 光ファイバ伝送路
- 31 ... 光増幅器
- 40 ... WDM分波器
- 50 ... 受信機
- 100 ... 送信部
- 110 ... デジタル信号処理部
- 111 ... 符号化部
- 112 ... マッピング部
- 113 ... トレーニング信号挿入部
- 114 ... サンプリング周波数変更部
- 115 ... 波形整形部
- 116 ... 予等化部
- 117 - 1 ~ 117 - 4 デジタル - アナログ変換器
- 120 ... 変調器ドライバ
- 121 - 1 ~ 121 - 4 ... アンブ

40

50

- 1 3 0 ... 光源
- 1 4 0 ... 集積モジュール
- 1 4 1 - 1、1 4 1 - 2 ... I Q 変調器
- 1 4 2 ... 偏波合成部
- 5 0 0 ... 受信部
- 5 1 0 ... 局部発振光源
- 5 2 0 ... 光フロントエンド
- 5 2 1 ... 偏波分離部
- 5 2 2 - 1、5 2 2 - 2 ... 光 90 度ハイブリッドカプラ
- 5 2 3 - 1 ~ 5 2 3 - 4 ... B P D
- 5 2 4 - 1 ~ 5 2 4 - 4 ... アンプ
- 5 3 0 ... デジタル信号処理部
- 5 3 1 - 1 ~ 5 3 1 - 4 ... アナログ - デジタル変換器
- 5 3 2 ... フロントエンド補正部
- 5 3 3 ... 波長分散補償部
- 5 3 4 ... 適応等化部
- 5 3 5 ... 周波数及び位相オフセット補償部
- 5 3 6 ... デマッピング部
- 5 3 7 ... 復号部

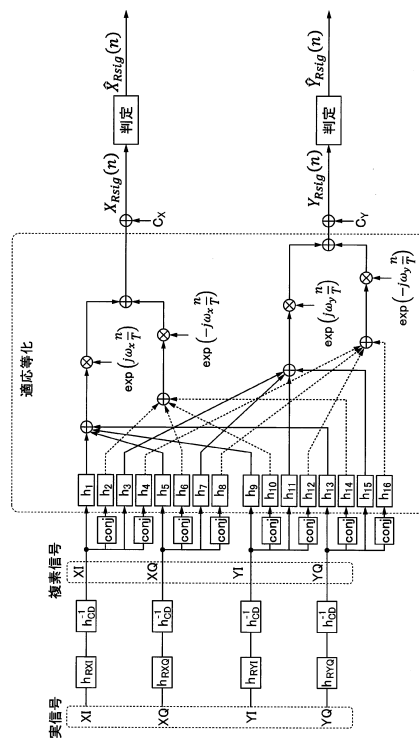
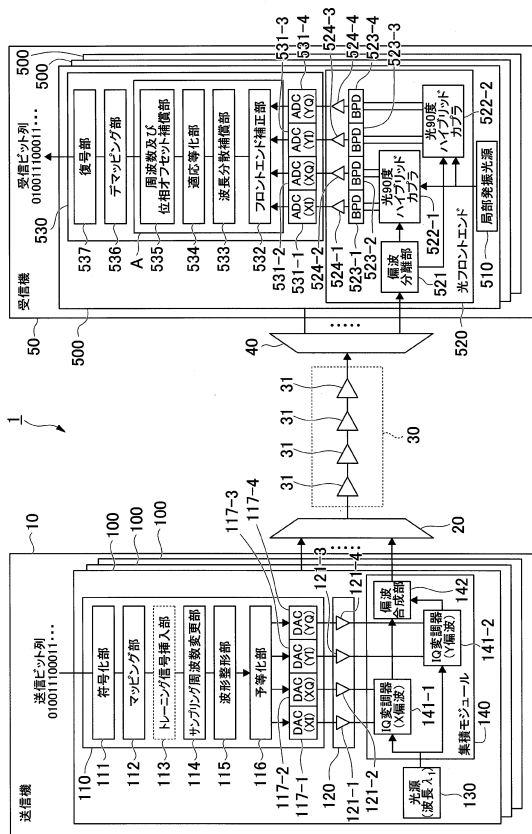
10

【 図 面 】

20

【 図 1 】

【 図 2 】

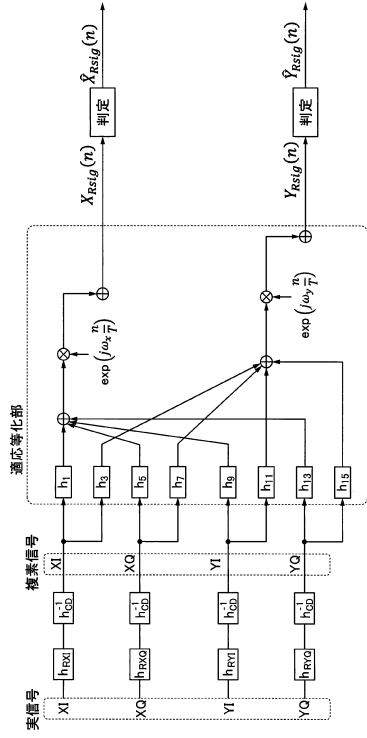


30

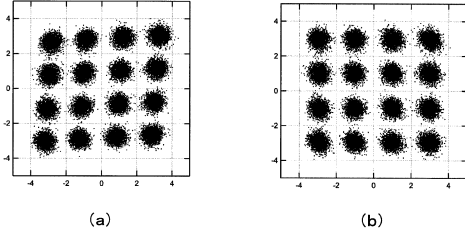
40

50

【 図 3 】



【 図 4 】



10

20

30

40

50

## フロントページの続き

東京都千代田区大手町一丁目5番1号 日本電信電話株式会社内

審査官 対馬 英明

(56)参考文献 米国特許出願公開第2011/0150478 (US, A1)

国際公開第2012/108421 (WO, A1)

特開2017-158028 (JP, A)

FLUDGER C. R. S. et al., Transmitter Impairment Mitigation and Monitoring for High Baud-Rate, High Order Modulation Systems, 42nd European Conference and Exhibition on Optical Communications, 2016年09月, pages 256-258

RIOS-MULLER R. et al., Blind Receiver Skew Compensation and Estimation for Long-Haul Non-Dispersion Managed Systems Using Adaptive Equalizer, JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, 米国, IEEE, 2015年04月, VOL. 33, NO. 7, pages 1315-1318

(58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)

H04B 10/00 - 10/90

H04J 14/00 - 14/08

H04L 27/00 - 27/38

H04B 1/69 - 1/719

H04J 1/00 - 1/20

H04J 4/00 - 13/22

H04J 99/00

H04L 5/00 - 5/12