

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局

(43) 国際公開日  
2016年6月30日(30.06.2016)



(10) 国際公開番号  
WO 2016/103631 A1

- (51) 国際特許分類:  
H04B 10/2507 (2013.01) H04J 11/00 (2006.01)  
H04B 10/61 (2013.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2015/006245
- (22) 国際出願日: 2015年12月15日(15.12.2015)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:  
特願 2014-259002 2014年12月22日(22.12.2014) JP
- (71) 出願人: 日本電気株式会社(NEC CORPORATION)  
[JP/JP]; 〒1088001 東京都港区芝五丁目7番1号  
Tokyo (JP).
- (72) 発明者: 安田 和佳子(YASUDA, Wakako); 〒  
1088001 東京都港区芝五丁目7番1号日本電気  
株式会社内 Tokyo (JP). 野口 栄実(NOBUCHI,  
Hidemi); 〒1088001 東京都港区芝五丁目7番1号  
日本電気株式会社内 Tokyo (JP).
- (74) 代理人: 下坂 直樹(SHIMOSAKA, Naoki); 〒  
1088001 東京都港区芝五丁目7番1号日本電気  
株式会社内 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保  
護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA,  
BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN,  
CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES,  
FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN,  
IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR,  
LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX,  
MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH,  
PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK,  
SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA,  
UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保  
護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW,  
MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユー  
ラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨー  
ロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE,  
ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC,  
MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR),  
OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM,  
ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

- 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

(54) Title: DIGITAL SIGNAL PROCESSING DEVICE, DIGITAL OPTICAL RECEIVER USING SAME, AND DIGITAL SIGNAL PROCESSING METHOD

(54) 発明の名称: デジタル信号処理装置、それを用いたデジタル光受信機、およびデジタル信号処理方法

[図2]

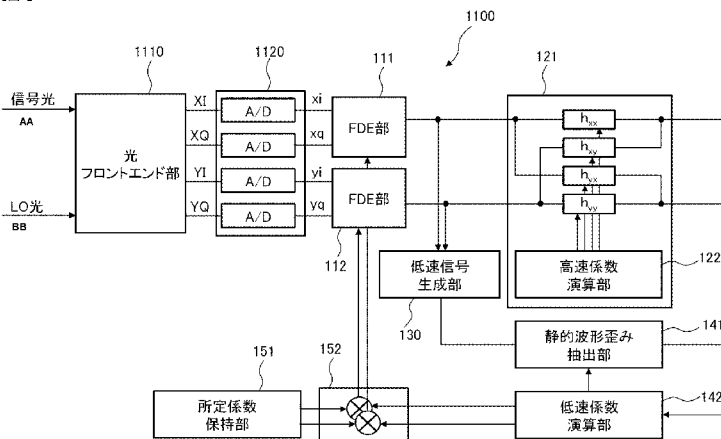


FIG. 2:  
 111, 112 FDE unit  
 122 High-speed coefficient calculation unit  
 130 Low-speed signal generation unit  
 141 Static waveform distortion extraction unit  
 142 Low-speed coefficient calculation unit  
 151 Prescribed coefficient storage unit  
 1110 Optical front end unit  
 AA Signal light  
 BB LO light

(57) Abstract: In a digital optical receiver it is difficult to compensate for different types of waveform distortion by means of a high-performance equalization process, so it is difficult to obtain a high-quality demodulation signal. Therefore, this digital signal processing device has: a fixed equalization means that subjects an input digital signal to a distortion compensation process based on a fixed equalization coefficient; an adaptive equalization means that subjects the equalized digital signal output by the fixed equalization means to an adaptive distortion compensation process based on an adaptive equalization coefficient; a low-speed signal generation means that generates a low-speed digital signal by intermittently extracting either the input digital signal or the equalized digital signal; a low-speed equalization coefficient calculation means that calculates a low-speed equalization coefficient used in a distortion compensation process for the low-speed digital signal; and a fixed equalization coefficient calculation means that calculates a fixed equalization coefficient using at least a prescribed coefficient and possibly the low-speed equalization coefficient.

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2016/103631 A1



---

デジタル光受信機においては、種類の異なる波形歪をそれぞれ高性能な等化処理によって補償することが困難なため、信号品質が高い復調信号を得るのが困難であるため、本発明のデジタル信号処理装置は、入力デジタル信号に、固定等化係数に基づく歪補償処理を施す固定等化手段と、固定等化手段が出力する等化デジタル信号に、適応等化係数に基づく適応的な歪補償処理を施す適応等化手段と、入力デジタル信号および等化デジタル信号のいずれかを間歇的に取り出すことにより低速デジタル信号を生成する低速信号生成手段と、低速デジタル信号の歪補償処理に用いる低速等化係数を算出する低速等化係数算出手段と、低速等化係数と所定係数のうち少なくとも所定係数を用いて固定等化係数を算出する固定等化係数算出手段、とを有する。

## 明 細 書

発明の名称：

デジタル信号処理装置、それを用いたデジタル光受信機、およびデジタル信号処理方法

### 技術分野

[0001] 本発明は、デジタル信号処理装置、それを用いたデジタル光受信機、およびデジタル信号処理方法に関し、特に、コヒーレント光通信システムに用いられるデジタル信号処理装置、それを用いたデジタル光受信機、およびデジタル信号処理方法に関する。

### 背景技術

[0002] インターネットの普及に伴い、通信は現代社会におけるインフラの一部となっている。ユーザー一人当たりが取り扱うデータ量は年々増加しており、ネットワークトラフィックも増え続けている。ネットワークインフラの中でも特に基幹通信を担う光ファイバ伝送路では、1チャンネル当たりの容量が100Gb/s（ギガビット毎秒）の光伝送システムが実用化されている。今後は、100Gb/sの光伝送システムの長距離化および400Gb/sの光伝送システムなどへのさらなる大容量化が望まれている。

[0003] 100Gb/sの光伝送システムにおいては、変調方式としてQPSK（Quadrature Phase Shift Keying）方式が用いられている。偏波多重されたQPSK信号はコヒーレント光フロントエンドとデジタル信号処理装置との組み合わせによって受信される。

[0004] デジタルコヒーレント光受信機の一般的な構成を図9に示す（例えば、特許文献1参照）。関連するデジタルコヒーレント光受信機600は、光フロントエンド610、アナログ／デジタル（A/D）変換器620、および信号処理LSI630から構成される。信号処理LSI630は、分散補償部631、偏波分離部632、およびキャリア再生部633から構成される。

[0005] 偏波多重QPSK変調された信号光は、光フロントエンド610において

偏波および位相の直交成分である電気信号 $X_I$ 、 $X_Q$ 、 $Y_I$ 、 $Y_Q$ に変換される。これらの電気信号はA/D変換器620によりデジタル信号に変換された後に、信号処理LS1630において復調処理が施される。信号処理LS1630が備える分散補償部631は、QPSK信号が光ファイバ伝送路を伝搬する間に受けた波長分散による波形歪みを補償する。偏波分離部632は、適応等化フィルタのフィルタ係数をCMA (Constant Modulus Algorithm) などのアルゴリズムを用いて制御することによって、偏波多重信号を分離する。キャリア再生部633は、信号光と局所光の位相差および周波数差を補償し、キャリア信号を再生する。

[0006] 分散補償部631は、数千から数十万ps/nm (ピコ秒毎ナノメートル) におよぶ分散量を補償するために、数百から数千タップのフィルタ演算回路を備える必要がある。一方、光伝送路で生じる波長分散は時間による変動幅は小さい。これらのことから、分散補償部631は、フィルタ係数の制御は固定的であるが、大規模なフィルタ演算により回路効率が良い周波数領域等化 (Frequency Domain Equalization: FDE) 回路で実現されている。

[0007] 偏波分離部632には、数kHzで変動する偏波変動に追従するため、適応的にフィルタ係数の制御を行うことができる適応等化回路が必要である。また、光伝送路で生じる偏波モード分散は数十ps程度であることから、少数タップのフィルタ演算回路であっても十分に使用することができる。これらのことから、偏波分離部632は、フィルタ係数の制御を適応的に行うことができる時間領域等化 (Time Domain Equalization: TDE) 回路により実現されている。

## 先行技術文献

## 特許文献

[0008] 特許文献1：特開2011-009956号公報

## 発明の概要

## 発明が解決しようとする課題

- [0009] 上述した関連するデジタルコヒーレント光受信機600が備える信号処理LSI630においては、高速な制御を維持したままTDE回路の補償性能を十分に確保しようとする、回路規模が膨大になってしまう。このため、TDE回路のタップ長を必要な数より短くしたり、TDE回路のオーバーサンプリングレートをFDE回路におけるものよりも遅くしたり、またはTDE回路の演算精度をFDE回路のものより低く設定したりするなどして、高速なTDE回路を実現している。この場合、FDE回路は相対的に高性能な固定等化を行い、TDE回路は相対的に低性能な適応等化を行うことになる。
- [0010] ところで、光信号が光伝送路において受ける波長分散による波形歪は、時間的な変動が小さく、光伝送路の伝達関数から逆算して補償係数を算出することが可能であるため、既知の静的波形歪みである。それに対して、光フロントエンドやA/D変換器の特性の不完全性に起因する歪は、時間的な変動は小さいが、容易に観測する手法がないため未知の静的波形歪みである。また、光信号が光伝送路において受ける偏波変動や偏波モード分散による波形歪は、時間的に変動し、観測も困難なことから動的波形歪みである。
- [0011] これらの3種の歪みが混合した信号は、まず初めにFDE回路において高性能な固定等化処理が施され、既知の静的波形歪みが補償される。このとき、未知の静的波形歪みと動的波形歪みは補償されずに残留する。次に、残留した2種の歪みが混合した信号は、TDE回路で低性能な適応等化処理が施され、動的波形歪みが補償される。このとき、TDE回路は適応等化を行うため、未知の静的波形歪みも同時に補償することができる。このように、上述した3種の歪みはFDE回路とTDE回路で補償することが可能である。
- [0012] しかし、未知の静的波形歪みは時間的な変動が小さいにもかかわらず、歪み補償係数を算出することが困難である。そのため、上述したように高性能な固定等化処理によって補償することができず、低性能な適応等化処理により補償することになる。その結果、全ての波形歪みを高性能な固定等化処理に

よって補償する場合と比較して、復調した信号の信号品質が劣化するという問題があった。

[0013] このように、デジタル光受信機においては、種類の異なる波形歪をそれぞれ高性能な等化処理によって補償することが困難なため、信号品質が高い復調信号を得るのが困難である、という問題があった。

[0014] 本発明の目的は、上述した課題を解決するデジタル信号処理装置、それを用いたデジタル光受信機、およびデジタル信号処理方法を提供することにある。

### 課題を解決するための手段

[0015] 本発明のデジタル信号処理装置は、入力デジタル信号に、固定等化係数に基づく歪補償処理を施す固定等化手段と、固定等化手段が出力する等化デジタル信号に、適応等化係数に基づく適応的な歪補償処理を施す適応等化手段と、入力デジタル信号および等化デジタル信号のいずれかを間歇的に取り出すことにより低速デジタル信号を生成する低速信号生成手段と、低速デジタル信号の歪補償処理に用いる低速等化係数を算出する低速等化係数算出手段と、低速等化係数と所定係数のうち少なくとも所定係数を用いて固定等化係数を算出する固定等化係数算出手段、とを有する。

[0016] 本発明のデジタル信号処理方法は、入力デジタル信号に、固定等化係数に基づく歪補償処理を施して等化デジタル信号を生成し、等化デジタル信号を間歇的に取り出すことにより低速デジタル信号を生成し、低速デジタル信号から波形歪を抽出する。

### 発明の効果

[0017] 本発明のデジタル信号処理装置、それを用いたデジタル光受信機、およびデジタル信号処理方法によれば、種類の異なる波形歪をそれぞれ高性能な等化処理によって補償することが可能になるので、信号品質が高い復調信号を得ることができる。

### 図面の簡単な説明

[0018] [図1]本発明の第1の実施形態に係るデジタル信号処理装置の構成を示すブロ

ック図である。

[図2]本発明の第1の実施形態に係るデジタル光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の実施形態に係るデジタル光受信機が備える光フロントエンド部の構成を示すブロック図である。

[図4]本発明の第1の実施形態に係るデジタル光受信機が備えるFDE部の構成を示すブロック図である。

[図5]本発明の第2の実施形態に係るデジタル光受信機の構成を示すブロック図である。

[図6]本発明の第3の実施形態に係るデジタル光受信機の構成を示すブロック図である。

[図7]本発明の第4の実施形態に係るデジタル光受信機の構成を示すブロック図である。

[図8]本発明の第5の実施形態に係るデジタル信号処理装置の構成を示すブロック図である。

[図9]関連するデジタルコヒーレント光受信機の構成を示すブロック図である。

### 発明を実施するための形態

[0019] 以下に、図面を参照しながら、本発明の実施形態について説明する。なお、図面中の矢印の向きは、一例を示すものであり、ブロック間の信号の向きを限定するものではない。

[0020] [第1の実施形態]

図1は、本発明の第1の実施形態に係るデジタル信号処理装置100の構成を示すブロック図である。デジタル信号処理装置100は、固定等化手段としての固定等化部110、適応等化手段としての適応等化部120、低速信号生成手段としての低速信号生成部130、低速等化係数算出手段140、および固定等化係数算出手段150を有する。

[0021] 固定等化部110は、入力デジタル信号に、固定等化係数に基づく歪補償

処理を施す。適応等化部 120 は、固定等化部 110 が出力する等化デジタル信号に、適応等化係数に基づく適応的な歪補償処理を施す。低速信号生成部 130 は、入力デジタル信号および等化デジタル信号のいずれかを間歇的に取り出すことにより低速デジタル信号を生成する。

[0022] また、低速等化係数算出手段 140 は、低速デジタル信号の歪補償処理に用いる低速等化係数を算出する。そして、固定等化係数算出手段 150 は、この低速等化係数と所定係数のうち少なくとも所定係数を用いて固定等化係数を算出する。

[0023] デジタル信号処理装置 100 において、固定等化部 110、適応等化部 120、および低速信号生成部 130 が高速信号処理部 101 を構成している。また、低速等化係数算出手段 140 と固定等化係数算出手段 150 が低速信号処理部 102 を構成している。

[0024] このような構成としたことにより、本実施形態のデジタル信号処理装置 100 によれば、入力信号が有する未知の静的波形歪みを、適応等化部 120 ではなく固定等化部 110 によって補償することが可能になる。すなわち、小規模な回路構成で実現可能な低速信号処理部 102 を用いることにより、より高性能な高速信号処理部 101 を実現することが可能になる。

[0025] ここで、低速信号生成部 130 は図 1 に示すように、固定等化部 110 が出力する等化デジタル信号から低速デジタル信号を生成する構成とすることができる。また、低速等化係数算出手段 140 は、波形歪抽出手段としての静的波形歪み抽出部 141 と、等化係数演算手段としての低速係数演算部 142 を備えた構成とすることができる。静的波形歪み抽出部 141 は低速デジタル信号から波形歪を抽出する。低速係数演算部 142 は、この波形歪を補償するように低速等化係数を決定する。

[0026] さらに、固定等化係数算出手段 150 は、所定係数をあらかじめ保持する所定係数保持手段としての所定係数保持部 151 と、演算手段としての演算部 152 を備えた構成とすることができる。ここで演算部 152 は、低速等化係数と所定係数のうち少なくとも所定係数に演算処理を施して固定等化係



数を算出する。

[0027] 次に、本実施形態によるデジタル信号処理装置 100 の動作について説明する。

[0028] デジタル信号処理装置 100 に入力される入力デジタル信号は、既知の静的波形歪み、未知の静的波形歪み、および動的波形歪みを含んでいる。高速信号処理部 101 に入力された入力デジタル信号は固定等化部 110 に入力され、固定等化係数算出手段 150 が算出する固定等化係数に基づいて等化され、既知の静的波形歪みが補償される。固定等化部 110 からの出力信号は、未知の静的波形歪みと動的波形歪みを含んだ状態のまま適応等化部 120 に入力される。

[0029] 適応等化部 120 は高速な制御を優先するため、固定等化部 110 と比較して等化性能が低く設定されている。このため、適応等化部 120 によって未知の静的波形歪みと動的波形歪みを等化する場合の補償性能は、固定等化部 110 による場合よりも低くなる。

[0030] そこで、本実施形態のデジタル信号処理装置 100 においては、固定等化部 110 が出力する既知の静的波形歪みが補償された等化デジタル信号を低速信号生成部 130 にも入力する構成とした。そして、低速信号生成部 130 が、残りの 2 種の歪みを含むデジタル信号を間歇的に取り出すことにより低速デジタル信号を生成する構成とした。低速デジタル信号では動的波形歪みに関する情報は失われている。そのため、低速デジタル信号は未知の静的波形歪みに関する情報のみを含んだ状態で、低速信号処理部 102 の静的波形歪み抽出部 141 に入力される。

[0031] 静的波形歪み抽出部 141 は低速デジタル信号から未知の静的波形歪みを抽出する。そして、低速係数演算部 142 が、この波形歪を補償するための歪み補償係数（低速等化係数）を算出する。低速係数演算部 142 で算出された歪み補償係数と、所定係数保持部 151 に設定されている歪み補償係数（所定係数）は、演算部 152 で掛け合わされ、高速信号処理部 101 の固定等化部 110 にフィードバックされる。

- [0032] このような構成としたことにより、高速信号処理部101に入力された入力デジタル信号は固定等化部110に入力され、所定係数保持部151および低速係数演算部142から得られる情報に基づいて等化される。このとき、既知の静的波形歪みと、未知の静的波形歪みが補償される。一方、適応等化部120は残りの動的波形歪みを補償する。
- [0033] 上述したように、本実施形態のデジタル信号処理装置100によれば、入力信号が有する未知の静的波形歪みを、適応等化部120ではなく固定等化部110によって補償することが可能になる。すなわち、小規模な回路構成で実現可能な低速信号処理部102を用いることにより、より高性能な高速信号処理部101を実現することが可能になる。
- [0034] 図2に、本実施形態によるデジタル信号処理装置100を用いたデジタル光受信機1100の構成を示す。ここで、図1に示したデジタル信号処理装置100の構成要素と同一の構成要素には同一の符号を付し、その説明は省略する。
- [0035] 図2に示すように、デジタル光受信機1100は、図1に示したデジタル信号処理装置100の構成に加えて、光フロントエンド部1110およびアナログ／デジタル変換部（A／D）1120を有する。
- [0036] ここで、デジタル信号処理装置100が備える固定等化部110は、周波数領域で等化を行う周波数領域等化器（Frequency Domain Equalization）であるFDE部111、112を備えた構成とした。また、適応等化部120は、時間領域で等化を行う時間領域等化器（Time Domain Equalization）であるTDE部121を備えた構成とした。
- [0037] 次に、本実施形態によるデジタル光受信機1100の動作について説明する。
- [0038] デジタル光受信機1100には、光伝送路で歪みを受けた信号光、例えばDP-QPSK（dual-polarization quadrature phase shift keying）信号光が入力される。光フ

フロントエンド部1110は入力されたDP-QPSK信号光とLO (Local oscillator: 局部発振器) 光を合成し、電気信号に変換して4チャンネルの電気信号X<sub>I</sub>、X<sub>Q</sub>、Y<sub>I</sub>、Y<sub>Q</sub>を出力する。

[0039] 図3に、光フロントエンド部1110の構成の一例を示す。光フロントエンド部1110は、同図に示すように偏波ダイバーシティ90°ハイブリッドと光電変換(O/E変換)部を備えた一般的な構成とすることができる。

[0040] 光フロントエンド部1110が出力する4種の電気信号X<sub>I</sub>、X<sub>Q</sub>、Y<sub>I</sub>、Y<sub>Q</sub>は、それぞれアナログ/デジタル変換部(A/D)1120に入力され、デジタル信号x<sub>i</sub>、x<sub>q</sub>、y<sub>i</sub>、y<sub>q</sub>に変換される。デジタル信号x<sub>i</sub>、x<sub>q</sub>、y<sub>i</sub>、y<sub>q</sub>は、信号光が光伝送路中で受けた波長分散、偏波変動、および偏波モード分散による歪みに加えて、光フロントエンド部1110やアナログ/デジタル変換部1120で受けたデバイスの不完全性による歪みも含んでいる。

[0041] デジタル信号x<sub>i</sub>およびx<sub>q</sub>はFDE部111に、y<sub>i</sub>およびy<sub>q</sub>はFDE部112にそれぞれ入力され、所定係数保持部151があらかじめ保持している所定係数に基づいて等化処理を施される。

[0042] 図4に、FDE部111(112)の構成の一例を示す。FDE部111(112)は、離散フーリエ変換部113、乗算器114、および逆離散フーリエ変換部115を備える。

[0043] FDE部111(112)への入力信号は離散フーリエ変換(discrete Fourier transform: DFT)部113に入力され離散フーリエ変換処理が施される。ここで離散フーリエ変換部113の離散フーリエ変換サイズをN個とすると、離散フーリエ変換部113の出力はN個の周波数領域信号に変換される。その後、乗算器114を介してフィルタ係数と乗算された結果が逆離散フーリエ変換(inverse DFT: IDFT)部115に入力され、時間領域信号に変換される。

[0044] 離散フーリエ変換サイズNは、一般には2のべき乗の整数である。その場合には、離散フーリエ変換(DFT)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（fast Fourier transform：FFT）などを用いることができる。したがって、高性能な波形等化を行うために、一般的には精度に比例するサイズNを増大させた場合であっても、回路規模がサイズNに比例する時間領域等化よりも回路規模が小さく、低消費電力な周波数領域等化（FDE）回路を得ることができる。

[0045] 一方、大規模なFDE回路は入力された信号に乗算するフィルタ係数を適応的に制御することが困難である。そのため、FDE回路は時間変動が小さく、補償係数が自明な歪みを等化するのに適している。

[0046] このように、FDE部111、112は、既知の静的歪みに対して高性能な固定等化を行うことができる。本実施形態によるデジタル光受信機1100では、FDE部111、112が、補償係数を容易に算出可能であって時間変動が小さい波長分散を補償している。

[0047] FDE部111、112で周波数領域等化された信号は、図2に示すように、TDE部121に入力され時間領域等化が行われる。

[0048] TDE部121は図2に示したように、例えばバタフライ型のFIR（finite impulse response：有限インパルス応答）フィルタから構成され、そのフィルタ係数は高速係数演算部122の演算結果を用いて更新される。適応等化アルゴリズムとしては、例えばCMA（constant modulus algorithm）やDD（decision directed）アルゴリズムを用いることが可能である。ここで高速信号処理装置などにおいて高速な適応等化処理が求められる場合には、実装上の観点からCMAが用いられる場合が多い。CMAは適応等化アルゴリズムであることから、動的な波形歪に対して追従することが可能である。さらに、CMAはブラインド等化アルゴリズムであるため、動的であるか静的であるかにかかわらず、補償する波形歪の要因が不明であっても等化することができる。

[0049] 一方、TDE部121において、高速な制御を維持したまま十分な補償性能を確保しようとする、回路規模が膨大になってしまう。このため、TD

E部121のタップ長を必要な数より短くしたり、TDE部121のオーバーサンプリングレートをFDE部111におけるものよりも遅くしたりしている。また、TDE部121の演算精度をFDE部111のものより低く設定したりするなどして、高速なTDE部121を実現している。すなわち、TDE部121（時間領域等化器）は、FDE部111、112（周波数領域等化器）よりも等化性能が低く設定されている。

[0050] このように、TDE部121は未知の歪みに対して低性能な適応等化を行うことができる。本実施形態によるデジタル光受信機1100では、補償係数を容易に算出できない光フロントエンド部1110やアナログ／デジタル変換部（A/D）1120におけるデバイスの不完全性に起因する静的歪みを、TDE部121が低い等化性能で補償している。また、偏波変動や偏波モード分散による動的歪みもTDE部121が補償している。

[0051] 一方、FDE部111、112において周波数領域等化されたデジタル信号は低速信号生成部130にも入力される。低速信号生成部130は2種の歪みを含むデジタル信号を間歇的に取り出すことにより低速デジタル信号を生成する。低速デジタル信号においては動的波形歪みに関する情報が失われている。そのため、低速デジタル信号は、波長分散以外の静的波形歪みに関する情報だけを含んだ状態で静的波形歪み抽出部141に入力される。

[0052] 静的波形歪み抽出部141は低速デジタル信号から波長分散以外の静的波形歪みを抽出する。低速係数演算部142は、この波形歪を補償するための歪み補償係数（低速等化係数）を算出する。低速係数演算部142で算出された歪み補償係数と所定係数保持部151に設定されている分散補償係数（所定係数）は演算部152で掛け合わされ、FDE部111、112にフィードバックされる。

[0053] このとき、FDE部111、112に入力された入力デジタル信号は、所定係数保持部151および低速係数演算部142から取得した情報に基づいて等化処理が施される。そのため、波長分散による静的波形歪みおよび波長分散以外による静的波形歪みが補償される。そしてTDE部121は、偏波

変動や偏波モード分散のような動的歪みを補償する。

[0054] このような構成としたことにより、本実施形態のデジタル光受信機 1100 によれば、入力信号が有する波長分散以外による未知の静的波形歪みを、適応等化部（TDE部 121）ではなく固定等化部（FDE部 111、112）によって補償することが可能になる。すなわち、小規模な回路構成で実現可能な低速信号処理部を用いることにより、より高性能な高速信号処理部を実現することが可能になる。

[0055] 次に、本実施形態によるデジタル信号処理方法について説明する。

[0056] 本実施形態のデジタル信号処理方法では、まず、入力デジタル信号に、固定等化係数に基づく歪補償処理を施して等化デジタル信号を生成する。この等化デジタル信号を間歇的に取り出すことにより低速デジタル信号を生成する。そして、この低速デジタル信号から波形歪を抽出する。このような構成とすることにより、入力デジタル信号に含まれる未知の静的波形歪みをモニタすることが可能になる。

[0057] 続いて、この波形歪を補償するように低速等化係数を決定し、この低速等化係数とあらかじめ保持した所定係数に演算処理を施して固定等化係数を算出する。ここで算出した固定等化係数を用いて上述した歪補償処理を施すことにより、入力デジタル信号に含まれる既知の静的波形歪みのみならず、未知の静的波形歪みをも高い等化性能で補償することが可能になる。

[0058] 以上説明したように、本実施形態のデジタル信号処理装置 100、それを用いたデジタル光受信機 1100、およびデジタル信号処理方法によれば、種類の異なる波形歪をそれぞれ高性能な等化処理によって補償することが可能になる。その結果、信号品質が高い復調信号を得ることができる。

[0059] [第2の実施形態]

次に、本発明の第2の実施形態について説明する。

[0060] 図5に、本発明の第2の実施形態に係るデジタル光受信機 1200の構成を示す。ここで、図2に示した第1の実施形態によるデジタル光受信機 1100の構成要素と同一の構成要素には同一の符号を付し、その説明は省略す

る。

[0061] 図5に示すように、本実施形態のデジタル光受信機1200においては、波形歪抽出手段としての静的波形歪み抽出部が、フィルタ係数に基づいてフィルタ処理を行うフィルタ部241（フィルタ手段）を備えた構成とした。そして、等化係数演算手段としての低速係数演算部142が、フィルタ部241の出力信号に応じてフィルタ部241のフィルタ係数を更新する構成とした。

[0062] 次に、本実施形態によるデジタル光受信機1200の動作について説明する。

[0063] デジタル光受信機1200には、光伝送路で歪みを受けた信号光、例えばDP-QPSK (dual-polarization quadrature phase shift keying) 信号光が入力される。光フロントエンド部1110は入力されたDP-QPSK信号光とLO (Local oscillator: 局部発振器) 光を合成し、電気信号に変換して4チャンネルの電気信号X<sub>I</sub>、X<sub>Q</sub>、Y<sub>I</sub>、Y<sub>Q</sub>を出力する。

[0064] 光フロントエンド部1110が出力する4種の電気信号X<sub>I</sub>、X<sub>Q</sub>、Y<sub>I</sub>、Y<sub>Q</sub>は、それぞれアナログ/デジタル変換部(A/D)1120に入力され、デジタル信号x<sub>i</sub>、x<sub>q</sub>、y<sub>i</sub>、y<sub>q</sub>に変換される。デジタル信号x<sub>i</sub>、x<sub>q</sub>、y<sub>i</sub>、y<sub>q</sub>は、信号光が光伝送路中で受けた波長分散、偏波変動、および偏波モード分散による歪みに加えて、光フロントエンド部1110やアナログ/デジタル変換部1120で受けたデバイスの不完全性による歪みも含んでいる。

[0065] デジタル信号x<sub>i</sub>およびx<sub>q</sub>はFDE部111に、y<sub>i</sub>およびy<sub>q</sub>はFDE部112にそれぞれ入力され、所定係数保持部151があらかじめ保持している所定係数に基づいて等化処理を施される。

[0066] FDE部111、112は、既知の静的歪みに対して高性能な固定等化を行うことができる。本実施形態によるデジタル光受信機1200では、FDE部111、112が、補償係数を容易に算出可能であって時間変動が小さ

い波長分散を補償している。

[0067] FDE部111、112で周波数領域等化された信号は、図5に示すように、TDE部121に入力され時間領域等化が行われる。

[0068] TDE部121は図2に示したように、例えばバタフライ型のFIR (finite impulse response:有限インパルス応答) フィルタから構成される。TDE部121において、高速な制御を維持したまま十分な補償性能を確保しようとする、回路規模が膨大になってしまう。このため、TDE部121のタップ長を必要な数より短くしたり、TDE部121のオーバーサンプリングレートをFDE部111におけるものよりも遅くしたりしている。また、TDE部121の演算精度をFDE部111のものより低く設定したりするなどして、高速なTDE部121を実現している。

[0069] このように、TDE部121は未知の歪みに対して低性能な適応等化を行うことができる。本実施形態によるデジタル光受信機1200では、補償係数を容易に算出できない光フロントエンド部1110やアナログ/デジタル変換部(A/D)1120におけるデバイスの不完全性に起因する静的歪みを、TDE部121が低い等化性能で補償している。また、偏波変動や偏波モード分散による動的歪みもTDE部121が補償している。

[0070] 一方、FDE部111、112において周波数領域等化されたデジタル信号は低速信号生成部130にも入力される。低速信号生成部130は2種の歪みを含むデジタル信号を間歇的に取り出すことにより低速デジタル信号を生成する。低速デジタル信号においては動的波形歪みに関する情報が失われている。そのため、低速デジタル信号は、波長分散以外の静的波形歪みに関する情報だけを含んだ状態でフィルタ部241に入力される。

[0071] ここでフィルタ部241は、例えばバタフライ型FIRフィルタから構成される。なお、補償する対象となる歪みの性質に応じて、フィルタ部241のフィルタ構成、フィルタタップ数、およびフィルタ係数の種類などを選択することができる。



- [0072] フィルタ部241は低速信号を処理するため、回路規模の制約を受けることなく、十分な性能を発揮するのに必要となるタップ長を確保することができる。また、オーバーサンプリングレートに関しても、FDE部111、112と同じレートで処理することが可能である。さらに、十分な性能を発揮するために求められる演算精度を確保することもできる。このように、フィルタ部241は高性能な波形等化が可能である。このときのフィルタ係数は、例えばCMAアルゴリズムを用いた低速係数演算部142による演算結果によって更新される。
- [0073] フィルタ部241は低速デジタル信号から波長分散以外の静的波形歪みを抽出する。低速係数演算部142は、この波形歪を補償するための歪み補償係数（低速等化係数）を算出する。低速係数演算部142で算出された歪み補償係数と所定係数保持部151に設定されている分散補償係数（所定係数）は演算部152で掛け合わされ、FDE部111、112にフィードバックされる。
- [0074] このとき、FDE部111、112に入力された入力デジタル信号は、所定係数保持部151および低速係数演算部142から取得した情報に基づいて等化処理が施される。そのため、波長分散による静的波形歪みおよび波長分散以外による静的波形歪みが補償される。そしてTDE部121は、偏波変動や偏波モード分散のような動的歪みを補償する。
- [0075] このような構成としたことにより、本実施形態のデジタル光受信機1200によれば、入力信号が有する波長分散以外による未知の静的波形歪みを、適応等化部（TDE部121）ではなく固定等化部（FDE部111、112）によって補償することが可能になる。すなわち、小規模な回路構成で実現可能な低速信号処理部を用いることにより、より高性能な高速信号処理部を実現することが可能になる。
- [0076] 以上説明したように、本実施形態のデジタル光受信機1200によれば、種類の異なる波形歪をそれぞれ高性能な等化処理によって補償することが可能になる。その結果、信号品質が高い復調信号を得ることができる。

[0077] 〔第3の実施形態〕

次に、本発明の第3の実施形態について説明する。

[0078] 図6に、本発明の第3の実施形態に係るデジタル光受信機1300の構成を示す。ここで、図5に示した第2の実施形態によるデジタル光受信機1200の構成要素と同一の構成要素には同一の符号を付し、その説明は省略する。

[0079] 図6に示すように、本実施形態のデジタル光受信機1300においては、波形歪抽出手段としてのフィルタ部241が出力する出力信号からキャリア信号を再生するキャリア再生部（キャリア信号再生手段）351、352をさらに備えた構成とした。そして、等化係数演算手段としての低速係数演算部142が、このキャリア信号に基づいて低速等化係数を算出する構成とした。

[0080] 次に、本実施形態によるデジタル光受信機1300の動作について説明する。

[0081] デジタル光受信機1300には、光伝送路で歪みを受けた信号光、例えばDP-QPSK (dual-polarization quadrature phase shift keying) 信号光が入力される。光フロントエンド部1110は入力されたDP-QPSK信号光とLO (Local oscillator: 局部発振器) 光を合成し、電気信号に変換して4チャンネルの電気信号X<sub>I</sub>、X<sub>Q</sub>、Y<sub>I</sub>、Y<sub>Q</sub>を出力する。

[0082] 光フロントエンド部1110が出力する4種の電気信号X<sub>I</sub>、X<sub>Q</sub>、Y<sub>I</sub>、Y<sub>Q</sub>は、それぞれアナログ/デジタル変換部(A/D)1120に入力され、デジタル信号x<sub>i</sub>、x<sub>q</sub>、y<sub>i</sub>、y<sub>q</sub>に変換される。デジタル信号x<sub>i</sub>、x<sub>q</sub>、y<sub>i</sub>、y<sub>q</sub>は、信号光が光伝送路中で受けた波長分散、偏波変動、および偏波モード分散による歪みに加えて、光フロントエンド部1110やアナログ/デジタル変換部1120で受けたデバイスの不完全性による歪みも含んでいる。

[0083] デジタル信号x<sub>i</sub>およびx<sub>q</sub>はFDE部111に、y<sub>i</sub>およびy<sub>q</sub>はFD

E部112にそれぞれ入力され、所定係数保持部151があらかじめ保持している所定係数に基づいて等化処理を施される。

[0084] FDE部111、112は、既知の静的歪みに対して高性能な固定等化を行うことができる。本実施形態によるデジタル光受信機1300では、FDE部111、112が、補償係数を容易に算出可能であって時間変動が小さい波長分散を補償している。

[0085] FDE部111、112で周波数領域等化された信号は、図6に示すように、TDE部121に入力され時間領域等化が行われる。

[0086] TDE部121は図2に示したように、例えばバタフライ型のFIR (finite impulse response:有限インパルス応答) フィルタから構成される。TDE部121において、高速な制御を維持したまま十分な補償性能を確保しようとする、回路規模が膨大になってしまう。このため、TDE部121のタップ長を必要な数より短くしたり、TDE部121のオーバーサンプリングレートをFDE部111におけるものよりも遅くしたりしている。また、TDE部121の演算精度をFDE部111のものより低く設定したりするなどして、高速なTDE部121を実現している。

[0087] このように、TDE部121は未知の歪みに対して低性能な適応等化を行うことができる。本実施形態によるデジタル光受信機1300では、補償係数を容易に算出できない光フロントエンド部1110やアナログ/デジタル変換部(A/D)1120におけるデバイスの不完全性に起因する静的歪みを、TDE部121が低い等化性能で補償している。また、偏波変動や偏波モード分散による動的歪みもTDE部121が補償している。

[0088] 一方、FDE部111、112において周波数領域等化されたデジタル信号は低速信号生成部130にも入力される。低速信号生成部130は2種の歪みを含むデジタル信号を間歇的に取り出すことにより低速デジタル信号を生成する。低速デジタル信号においては動的波形歪みに関する情報が失われている。そのため、低速デジタル信号は、波長分散以外の静的波形歪みに関

する情報だけを含んだ状態でフィルタ部241に入力される。

[0089] ここでフィルタ部241は、例えばバタフライ型FIRフィルタから構成される。なお、補償する対象となる歪みの性質に応じて、フィルタ部241のフィルタ構成、フィルタタップ数、およびフィルタ係数の種類などを選択することができる。

[0090] フィルタ部241は低速信号を処理するため、回路規模の制約を受けることなく、十分な性能を発揮するのに必要となるタップ長を確保することができる。また、オーバーサンプリングレートに関しても、FDE部111、112と同じレートで処理することが可能である。さらに、十分な性能を発揮するために求められる演算精度を確保することもできる。このように、フィルタ部241は高性能な波形等化が可能である。このときのフィルタ係数は、例えばCMAアルゴリズムを用いた低速係数演算部142による演算結果によって更新される。

[0091] ここで、本実施形態のデジタル光受信機1300においては、キャリア信号を再生するキャリア再生部351、352を備えた構成としているので、DDアルゴリズムを用いることができる。DDアルゴリズムは、高速信号処理ではフィードバックループ遅延が問題となって実装困難であるが、低速信号処理においては実装することが可能である。また、DDアルゴリズムでは、キャリア再生部351、352の出力を用いて完全に復調されたキャリア信号のシンボル位置を判定してから、その結果を低速係数演算部142にフィードバックする構成となる。そのため、シンボル判定前の信号をフィードバックして制御するCMA方式よりもフィルタ部241の等化性能をさらに向上させることができる。

[0092] 低速係数演算部142で算出された歪み補償係数と所定係数保持部151に設定されている分散補償係数（所定係数）は演算部152で掛け合わされ、FDE部111、112にフィードバックされる。

[0093] このとき、FDE部111、112に入力された入力デジタル信号は、所定係数保持部151および低速係数演算部142から取得した情報に基づい

て等化処理が施される。そのため、波長分散による静的波形歪みおよび波長分散以外による静的波形歪みが補償される。そしてTDE部121は、偏波変動や偏波モード分散のような動的歪みを補償する。

[0094] このような構成としたことにより、本実施形態のデジタル光受信機1300によれば、入力信号が有する波長分散以外による未知の静的波形歪みを、適応等化部（TDE部121）ではなく固定等化部（FDE部111、112）によって補償することが可能になる。すなわち、小規模な回路構成で実現可能な低速信号処理部を用いることにより、より高性能な高速信号処理部を実現することが可能になる。

[0095] 以上説明したように、本実施形態のデジタル光受信機1300によれば、種類の異なる波形歪をそれぞれ高性能な等化処理によって補償することが可能になる。その結果、信号品質が高い復調信号を得ることができる。

[0096] [第4の実施形態]

次に、本発明の第4の実施形態について説明する。

[0097] 図7に、本発明の第4の実施形態に係るデジタル光受信機1400の構成を示す。ここで、図6に示した第3の実施形態によるデジタル光受信機1300の構成要素と同一の構成要素には同一の符号を付し、その説明は省略する。

[0098] 図7に示すように、本実施形態のデジタル光受信機1400は、図6に示した第3の実施形態のデジタル光受信機1300の構成に加えて、信号品質比較手段としての信号品質比較部451と信号選択手段としてのスイッチ部452をさらに備えた構成とした。

[0099] ここで、信号品質比較部451（信号品質比較手段）は、キャリア再生部351、352が再生したキャリア信号とTDE部121（適応等化手段）が出力する適応等化デジタル信号の信号品質を比較する。そして、比較した結果に基づいてスイッチ部452（信号選択手段）を制御する。スイッチ部452（信号選択手段）は、低速等化係数を演算部152（演算手段）に供給するか否かを選択する。

- [0100] 次に、本実施形態によるデジタル光受信機1400の動作について説明する。
- [0101] デジタル光受信機1400には、光伝送路で歪みを受けた信号光、例えばDP-QPSK (dual-polarization quadrature phase shift keying) 信号光が入力される。光フロントエンド部1110は入力されたDP-QPSK信号光とLO (Local oscillator: 局部発振器) 光を合成し、電気信号に変換して4チャンネルの電気信号X<sub>I</sub>、X<sub>Q</sub>、Y<sub>I</sub>、Y<sub>Q</sub>を出力する。
- [0102] 光フロントエンド部1110が出力する4種の電気信号X<sub>I</sub>、X<sub>Q</sub>、Y<sub>I</sub>、Y<sub>Q</sub>は、それぞれアナログ/デジタル変換部(A/D)1120に入力され、デジタル信号x<sub>i</sub>、x<sub>q</sub>、y<sub>i</sub>、y<sub>q</sub>に変換される。デジタル信号x<sub>i</sub>、x<sub>q</sub>、y<sub>i</sub>、y<sub>q</sub>は、信号光が光伝送路中で受けた波長分散、偏波変動、および偏波モード分散による歪みに加えて、光フロントエンド部1110やアナログ/デジタル変換部1120で受けたデバイスの不完全性による歪みも含んでいる。
- [0103] デジタル信号x<sub>i</sub>およびx<sub>q</sub>はFDE部111に、y<sub>i</sub>およびy<sub>q</sub>はFDE部112にそれぞれ入力され、所定係数保持部151があらかじめ保持している所定係数に基づいて等化処理を施される。
- [0104] FDE部111、112は、既知の静的歪みに対して高性能な固定等化を行うことができる。本実施形態によるデジタル光受信機1400では、FDE部111、112が、補償係数を容易に算出可能であって時間変動が小さい波長分散を補償している。
- [0105] FDE部111、112で周波数領域等化された信号は、図7に示すように、TDE部121に入力され時間領域等化が行われる。
- [0106] TDE部121は図2に示したように、例えばバタフライ型のFIR (finite impulse response: 有限インパルス応答) フィルタから構成される。TDE部121において、高速な制御を維持したまま十分な補償性能を確保しようとする、回路規模が膨大になってしまう。

このため、TDE部121のタップ長を必要な数より短くしたり、TDE部121のオーバーサンプリングレートをFDE部111におけるものよりも遅くしたりしている。また、TDE部121の演算精度をFDE部111のものより低く設定したりするなどして、高速なTDE部121を実現している。

[0107] このように、TDE部121は未知の歪みに対して低性能な適応等化を行うことができる。本実施形態によるデジタル光受信機1400では、補償係数を容易に算出できない光フロントエンド部1110やアナログ／デジタル変換部(A/D)1120におけるデバイスの不完全性に起因する静的歪みを、TDE部121が低い等化性能で補償している。また、偏波変動や偏波モード分散による動的歪みもTDE部121が補償している。

[0108] 一方、FDE部111、112において周波数領域等化されたデジタル信号は低速信号生成部130にも入力される。低速信号生成部130は2種の歪みを含むデジタル信号を間歇的に取り出すことにより低速デジタル信号を生成する。低速デジタル信号においては動的波形歪みに関する情報が失われている。そのため、低速デジタル信号は、波長分散以外の静的波形歪みに関する情報だけを含んだ状態でフィルタ部241に入力される。

[0109] ここでフィルタ部241は、例えばバタフライ型FIRフィルタから構成される。なお、補償する対象となる歪みの性質に応じて、フィルタ部241のフィルタ構成、フィルタタップ数、およびフィルタ係数の種類などを選択することができる。

[0110] フィルタ部241は低速信号を処理するため、回路規模の制約を受けることなく、十分な性能を発揮するのに必要となるタップ長を確保することができる。また、オーバーサンプリングレートに関しても、FDE部111、112と同じレートで処理することが可能である。さらに、十分な性能を発揮するために求められる演算精度を確保することもできる。このように、フィルタ部241は高性能な波形等化が可能である。このときのフィルタ係数は、例えばCMAアルゴリズムを用いた低速係数演算部142による演算結果

によって更新される。

[0111] ここで、本実施形態のデジタル光受信機1400においては、キャリア信号を再生するキャリア再生部351、352を備えた構成としているので、DDアルゴリズムを用いることができる。DDアルゴリズムは、高速信号処理ではフィードバックループ遅延が問題となって実装困難であるが、低速信号処理においては実装することが可能である。また、DDアルゴリズムでは、キャリア再生部351、352の出力を用いて完全に復調されたキャリア信号のシンボル位置を判定してから、その結果を低速係数演算部142にフィードバックする構成となる。そのため、シンボル判定前の信号をフィードバックして制御するCMA方式よりもフィルタ部241の等化性能をさらに向上させることができる。

[0112] ところで、低速係数算出部142で算出された歪み補償係数は、低速信号生成部130が間歇的に取り出した低速デジタル信号に基づいている。そのため、FDE部111、112に入力される連続的な入力デジタル信号のすべてに対して効果のある歪み補償係数であるとは限らない。

[0113] ここで、本実施形態のデジタル光受信機1400においては、信号品質比較部451が、フィルタ部241によって等化された信号の品質と、TDE部121によって等化された信号の品質を比較する構成としている。そして、フィルタ部241によって等化された信号の品質が上回る場合は、信号品質比較部451はスイッチ部452が導通するように制御する構成とした。この場合、低速係数演算部142で算出された歪み補償係数と所定係数保持部151に設定されている分散補償係数（所定係数）は演算部152で掛け合わせられ、FDE部111、112にフィードバックされる。

[0114] このような構成としたことにより、本実施形態のデジタル光受信機1400では、TDE部121（適応等化手段）が出力する適応等化デジタル信号の信号品質の方が良好となるようにFDE部111（固定等化手段）の固定等化係数を更新することが可能になる。このとき、信号品質として例えば、ビットエラーレートやエラーベクトル振幅（Error Vector M



agnitude : EVM) などを用いることができる。

[0115] FDE部111、112に入力された入力デジタル信号は、所定係数保持部151および低速係数演算部142から取得した情報に基づいて等化処理が施される。そのため、波長分散による静的波形歪みおよび波長分散以外による静的波形歪みが補償される。そしてTDE部121は、偏波変動や偏波モード分散のような動的歪みを補償する。

[0116] このような構成としたことにより、本実施形態のデジタル光受信機1400によれば、入力信号が有する波長分散以外による未知の静的波形歪みを、適応等化部(TDE部121)ではなく固定等化部(FDE部111、112)によって補償することが可能になる。すなわち、小規模な回路構成で実現可能な低速信号処理部を用いることにより、より高性能な高速信号処理部を実現することが可能になる。

[0117] 以上説明したように、本実施形態のデジタル光受信機1400によれば、種類の異なる波形歪をそれぞれ高性能な等化処理によって補償することが可能になる。その結果、信号品質が高い復調信号を得ることができる。

[0118] [第5の実施形態]

次に、本発明の第5の実施形態について説明する。

[0119] 図8に、本発明の第5の実施形態に係るデジタル信号処理装置200の構成を示す。デジタル信号処理装置200は、固定等化手段としての固定等化部110、適応等化手段としての適応等化部120、低速信号生成手段としての低速信号生成部130、低速等化係数算出手段140、および固定等化係数算出手段150を有する。

[0120] 固定等化部110は、入力デジタル信号に、固定等化係数に基づく歪補償処理を施す。適応等化部120は、固定等化部110が出力する等化デジタル信号に、適応等化係数に基づく適応的な歪補償処理を施す。低速信号生成部130は、入力デジタル信号および等化デジタル信号のいずれかを間歇的に取り出すことにより低速デジタル信号を生成する。また、低速等化係数算出手段140は、低速デジタル信号の歪補償処理に用いる低速等化係数を算

出する。そして、固定等化係数算出手段150は、この低速等化係数と所定係数のうち少なくとも所定係数を用いて固定等化係数を算出する。

[0121] ここまでの構成は、第1の実施形態によるデジタル信号処理装置100の構成と同様である。本実施形態のデジタル信号処理装置200は、低速信号生成部130が固定等化部110の前段に配置している構成とした。そして、低速信号生成部130が入力デジタル信号から生成する低速デジタル信号に固定等化係数に基づく歪補償処理を施す低速固定等化手段としての低速固定等化部560をさらに備えた構成とした。ここで、低速等化係数算出手段140は、低速固定等化部560が出力する低速等化デジタル信号の歪補償処理に用いる等化係数を、低速等化係数として算出する。

[0122] デジタル信号処理装置200において、固定等化部110、適応等化部120、および低速信号生成部130が高速信号処理部201を構成している。また、低速等化係数算出手段140、固定等化係数算出手段150、および低速固定等化部560が低速信号処理部202を構成している。

[0123] ここで、図8に示すように、低速等化係数算出手段140は、波形歪抽出手段としての静的波形歪み抽出部141と、等化係数演算手段としての低速係数演算部142を備えた構成とすることができる。このとき、静的波形歪み抽出部141は低速等化デジタル信号から波形歪を抽出する。低速係数演算部142は、この波形歪を補償するように低速等化係数を決定する。

[0124] さらに、固定等化係数算出手段150は、所定係数をあらかじめ保持する所定係数保持手段としての所定係数保持部151と、演算手段としての演算部152を備えた構成とすることができる。ここで演算部152は、低速等化係数と所定係数のうち少なくとも所定係数に演算処理を施して固定等化係数を算出する。

[0125] 次に、本実施形態によるデジタル信号処理装置200の動作について説明する。

[0126] デジタル信号処理装置200に入力される入力デジタル信号は、既知の静的波形歪み、未知の静的波形歪み、および動的波形歪みを含んでいる。高速

信号処理部 201 に入力された入力デジタル信号は固定等化部 110 に入力され、固定等化係数算出手段 150 が算出する固定等化係数に基づいて等化され、既知の静的波形歪みが補償される。固定等化部 110 からの出力信号は、未知の静的波形歪みと動的波形歪みを含んだ状態のまま適応等化部 120 に入力される。

[0127] 適応等化部 120 は高速な制御を優先するため、固定等化部 110 と比較して等化性能が低く設定されている。このため、適応等化部 120 によって未知の静的波形歪みと動的波形歪みを等化する場合の補償性能は、固定等化部 110 による場合よりも低くなる。

[0128] そこで、本実施形態のデジタル信号処理装置 200 においては、固定等化部 110 に入力される入力デジタル信号を低速信号生成部 130 にも入力する構成とした。そして、低速信号生成部 130 が、上述した 3 種の歪みを含むデジタル信号を間歇的に取り出すことにより低速デジタル信号を生成する構成とした。低速デジタル信号では動的波形歪みに関する情報は失われている。そのため、低速デジタル信号は既知の静的波形歪みと未知の静的波形歪みに関する情報を含んだ状態で、低速信号処理部 202 に入力される。

[0129] 低速信号処理部 202 に入力された低速デジタル信号は低速固定等化部 560 に入力され、固定等化係数算出手段 150 が算出する固定等化係数に基づいて等化され、既知の静的波形歪みが補償される。低速固定等化部 560 が出力する低速等化デジタル信号は未知の静的波形歪みを含んだ状態のまま、静的波形歪み抽出部 141 に入力される。静的波形歪み抽出部 141 は低速等化デジタル信号から未知の静的波形歪みを抽出する。そして、低速係数演算部 142 が、この波形歪を補償するための歪み補償係数（低速等化係数）を算出する。低速係数演算部 142 で算出された歪み補償係数と、所定係数保持部 151 に設定されている歪み補償係数（所定係数）は、演算部 152 で掛け合わされ、高速信号処理部 201 の固定等化部 110 にフィードバックされる。

[0130] このような構成としたことにより、高速信号処理部 101 に入力された入

カデジタル信号は固定等化部 110 に入力され、所定係数保持部 151 および低速係数演算部 142 から得られる情報に基づいて等化される。このとき、既知の静的波形歪みと、未知の静的波形歪みが補償される。一方、適応等化部 120 は残りの動的波形歪みを補償する。

[0131] 上述したように、本実施形態のデジタル信号処理装置 200 によれば、入力デジタル信号が有する未知の静的波形歪みを、適応等化部 120 ではなく固定等化部 110 によって補償することが可能になる。すなわち、小規模な回路構成で実現可能な低速信号処理部 202 を用いることにより、より高性能な高速信号処理部 201 を実現することが可能になる。

[0132] 次に、本実施形態によるデジタル信号処理方法について説明する。

[0133] 本実施形態のデジタル信号処理方法では、まず、入力デジタル信号に、固定等化係数に基づく歪補償処理を施して等化デジタル信号を生成する。また、入力デジタル信号を間歇的に取り出すことにより低速デジタル信号を生成する。この低速デジタル信号に固定等化係数に基づく歪補償処理を施して低速等化デジタル信号を生成する。そして、この低速等化デジタル信号から波形歪を抽出する。このような構成とすることにより、入力デジタル信号に含まれる未知の静的波形歪みをモニタすることが可能になる。

[0134] 続いて、この波形歪を補償するように低速等化係数を決定し、この低速等化係数とあらかじめ保持した所定係数に演算処理を施して固定等化係数を算出する。ここで算出した固定等化係数を用いて上述した歪補償処理を施すことによって、入力デジタル信号に含まれる既知の静的波形歪みのみならず、未知の静的波形歪みをも高い等化性能で補償することが可能になる。

[0135] 以上説明したように、本実施形態のデジタル信号処理装置 200 およびデジタル信号処理方法によれば、種類の異なる波形歪をそれぞれ高性能な等化処理によって補償することが可能になる。その結果、信号品質が高い復調信号を得ることができる。

[0136] 以上、上述した実施形態を模範的な例として本発明を説明した。しかしながら、本発明は、上述した実施形態には限定されない。即ち、本発明は、本

発明のスコープ内において、当業者が理解し得る様々な態様を適用することができる。

[0137] この出願は、2014年12月22日に提出された日本出願特願2014-259002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。

[0138] 上記の実施形態の一部又は全部は、以下の付記のようにも記載されうるが、以下には限られない。

[0139] (付記1) 入力デジタル信号に、固定等化係数に基づく歪補償処理を施す固定等化手段と、前記固定等化手段が出力する等化デジタル信号に、適応等化係数に基づく適応的な歪補償処理を施す適応等化手段と、前記入力デジタル信号および前記等化デジタル信号のいずれかを間歇的に取り出すことにより低速デジタル信号を生成する低速信号生成手段と、前記低速デジタル信号の歪補償処理に用いる低速等化係数を算出する低速等化係数算出手段と、前記低速等化係数と所定係数のうち少なくとも前記所定係数を用いて前記固定等化係数を算出する固定等化係数算出手段、とを有するデジタル信号処理装置。

[0140] (付記2) 前記固定等化手段は、周波数領域で等化を行う周波数領域等化器を備え、前記適応等化手段は、時間領域で等化を行う時間領域等化器を備え、前記時間領域等化器は、前記周波数領域等化器よりも等化性能が低く設定されている付記1に記載したデジタル信号処理装置。

[0141] (付記3) 前記低速信号生成手段は、前記等化デジタル信号から前記低速デジタル信号を生成し、前記低速等化係数算出手段は、前記低速デジタル信号から波形歪を抽出する波形歪抽出手段と、前記波形歪を補償するように前記低速等化係数を決定する等化係数演算手段を備え、前記固定等化係数算出手段は、前記所定係数をあらかじめ保持する所定係数保持手段と、前記低速等化係数と前記所定係数のうち少なくとも前記所定係数に演算処理を施して前記固定等化係数を算出する演算手段を備える付記1または2に記載したデジタル信号処理装置。

- [0142] (付記4) 前記波形歪抽出手段は、フィルタ係数に基づいてフィルタ処理を行うフィルタ手段を備え、前記等化係数演算手段は、前記フィルタ手段の出力信号に応じて前記フィルタ係数を更新する付記3に記載したデジタル信号処理装置。
- [0143] (付記5) 前記波形歪抽出手段が出力する出力信号からキャリア信号を再生するキャリア信号再生手段をさらに備え、前記等化係数演算手段は、前記キャリア信号に基づいて前記低速等化係数を算出する付記3または4に記載したデジタル信号処理装置。
- [0144] (付記6) 前記低速等化係数を前記演算手段に供給するか否かを選択する信号選択手段と、前記キャリア信号と前記適応等化手段が出力する適応等化デジタル信号の信号品質を比較し、比較した結果に基づいて前記信号選択手段を制御する信号品質比較手段、とをさらに備える付記5に記載したデジタル信号処理装置。
- [0145] (付記7) 前記低速信号生成手段は、前記固定等化手段の前段に配置しており、前記低速デジタル信号に前記固定等化係数に基づく歪補償処理を施す低速固定等化手段をさらに備え、前記低速等化係数算出手段は、前記低速固定等化手段が出力する低速等化デジタル信号の歪補償処理に用いる等化係数を、前記低速等化係数として算出する付記1または2に記載したデジタル信号処理装置。
- [0146] (付記8) 付記1から7のいずれか一項に記載したデジタル信号処理装置と、入力された信号光を局部発振光と合成し電気信号に変換する光フロントエンド部と、前記光フロントエンド部が出力する電気信号をデジタル信号に変換して前記入力デジタル信号を生成し、前記入力デジタル信号を前記デジタル信号処理装置に出力するアナログ／デジタル変換部、とを有するデジタル光受信機。
- [0147] (付記9) 入力デジタル信号に、固定等化係数に基づく歪補償処理を施して等化デジタル信号を生成し、前記等化デジタル信号を間歇的に取り出すことにより低速デジタル信号を生成し、前記低速デジタル信号から波形歪を抽

出するデジタル信号処理方法。

[0148] (付記10) 前記波形歪を補償するように低速等化係数を決定し、前記低速等化係数とあらかじめ保持した所定係数に演算処理を施して前記固定等化係数を算出する付記9に記載したデジタル信号処理方法。

[0149] (付記11) 入力デジタル信号に、固定等化係数に基づく歪補償処理を施して等化デジタル信号を生成し、前記入力デジタル信号を間歇的に取り出すことにより低速デジタル信号を生成し、前記低速デジタル信号に前記固定等化係数に基づく歪補償処理を施して低速等化デジタル信号を生成し、前記低速等化デジタル信号から波形歪を抽出するデジタル信号処理方法。

[0150] (付記12) 前記波形歪を補償するように低速等化係数を決定し、前記低速等化係数とあらかじめ保持した所定係数に演算処理を施して前記固定等化係数を算出する付記11に記載したデジタル信号処理方法。

## 符号の説明

- [0151] 1100、1200、1300、1400 デジタル光受信機  
1110 光フロントエンド部  
1120 アナログ／デジタル変換部 (A/D)  
100、200 デジタル信号処理装置  
101、201 高速信号処理部  
102、202 低速信号処理部  
110 固定等化部  
111、112 FDE部  
113 離散フーリエ変換部  
114 乗算器  
115 逆離散フーリエ変換部  
120 適応等化部  
121 TDE部  
122 高速係数演算部  
130 低速信号生成部

- 1 4 0 低速等化係数算出手段
- 1 4 1 静的波形歪み抽出部
- 1 4 2 低速係数演算部
- 1 5 0 固定等化係数算出手段
- 1 5 1 所定係数保持部
- 1 5 2 演算部
- 2 4 1 フィルタ部
- 3 5 1、3 5 2 キャリア再生部
- 4 5 1 信号品質比較部
- 4 5 2 スイッチ部
- 5 6 0 低速固定等化部
- 6 0 0 関連するデジタルコヒーレント光受信機
- 6 1 0 光フロントエンド
- 6 2 0 アナログ／デジタル（A／D）変換器
- 6 3 0 信号処理LSI
- 6 3 1 分散補償部
- 6 3 2 偏波分離部
- 6 3 3 キャリア再生部



## 請求の範囲

- [請求項1] 入力デジタル信号に、固定等化係数に基づく歪補償処理を施す固定等化手段と、
- 前記固定等化手段が出力する等化デジタル信号に、適応等化係数に基づく適応的な歪補償処理を施す適応等化手段と、
- 前記入力デジタル信号および前記等化デジタル信号のいずれかを間歇的に取り出すことにより低速デジタル信号を生成する低速信号生成手段と、
- 前記低速デジタル信号の歪補償処理に用いる低速等化係数を算出する低速等化係数算出手段と、
- 前記低速等化係数と所定係数のうち少なくとも前記所定係数を用いて前記固定等化係数を算出する固定等化係数算出手段、とを有するデジタル信号処理装置。
- [請求項2] 請求項1に記載したデジタル信号処理装置において、
- 前記固定等化手段は、周波数領域で等化を行う周波数領域等化手段を備え、
- 前記適応等化手段は、時間領域で等化を行う時間領域等化手段を備え、
- 前記時間領域等化手段は、前記周波数領域等化手段よりも等化性能が低く設定されているデジタル信号処理装置。
- [請求項3] 請求項1または2に記載したデジタル信号処理装置において、
- 前記低速信号生成手段は、前記等化デジタル信号から前記低速デジタル信号を生成し、
- 前記低速等化係数算出手段は、前記低速デジタル信号から波形歪を抽出する波形歪抽出手段と、前記波形歪を補償するように前記低速等化係数を決定する等化係数演算手段を備え、
- 前記固定等化係数算出手段は、前記所定係数をあらかじめ保持する

所定係数保持手段と、前記低速等化係数と前記所定係数のうち少なくとも前記所定係数に演算処理を施して前記固定等化係数を算出する演算手段を備える

デジタル信号処理装置。

[請求項4] 請求項3に記載したデジタル信号処理装置において、

前記波形歪抽出手段は、フィルタ係数に基づいてフィルタ処理を行うフィルタ手段を備え、

前記等化係数演算手段は、前記フィルタ手段の出力信号に応じて前記フィルタ係数を更新する

デジタル信号処理装置。

[請求項5] 請求項3または4に記載したデジタル信号処理装置において、

前記波形歪抽出手段が出力する出力信号からキャリア信号を再生するキャリア信号再生手段をさらに備え、

前記等化係数演算手段は、前記キャリア信号に基づいて前記低速等化係数を算出する

デジタル信号処理装置。

[請求項6] 請求項5に記載したデジタル信号処理装置において、

前記低速等化係数を前記演算手段に供給するか否かを選択する信号選択手段と、

前記キャリア信号と前記適応等化手段が出力する適応等化デジタル信号の信号品質を比較し、比較した結果に基づいて前記信号選択手段を制御する信号品質比較手段、とをさらに備える

デジタル信号処理装置。

[請求項7] 請求項1または2に記載したデジタル信号処理装置において、

前記低速信号生成手段は、前記固定等化手段の前段に配置しており、

前記低速デジタル信号に前記固定等化係数に基づく歪補償処理を施す低速固定等化手段をさらに備え、

前記低速等化係数算出手段は、前記低速固定等化手段が出力する低速等化デジタル信号の歪補償処理に用いる等化係数を、前記低速等化係数として算出する

デジタル信号処理装置。

[請求項8]

請求項1から7のいずれか一項に記載したデジタル信号処理装置と、  
入力された信号光を局部発振光と合成し電気信号に変換する光フロントエンド手段と、

前記光フロントエンド手段が出力する電気信号をデジタル信号に変換して前記入力デジタル信号を生成し、前記入力デジタル信号を前記デジタル信号処理装置に出力するアナログ／デジタル変換手段、とを有する

デジタル光受信機。

[請求項9]

入力デジタル信号に、固定等化係数に基づく歪補償処理を施して等化デジタル信号を生成し、

前記等化デジタル信号を間歇的に取り出すことにより低速デジタル信号を生成し、

前記低速デジタル信号から波形歪を抽出する

デジタル信号処理方法。

[請求項10]

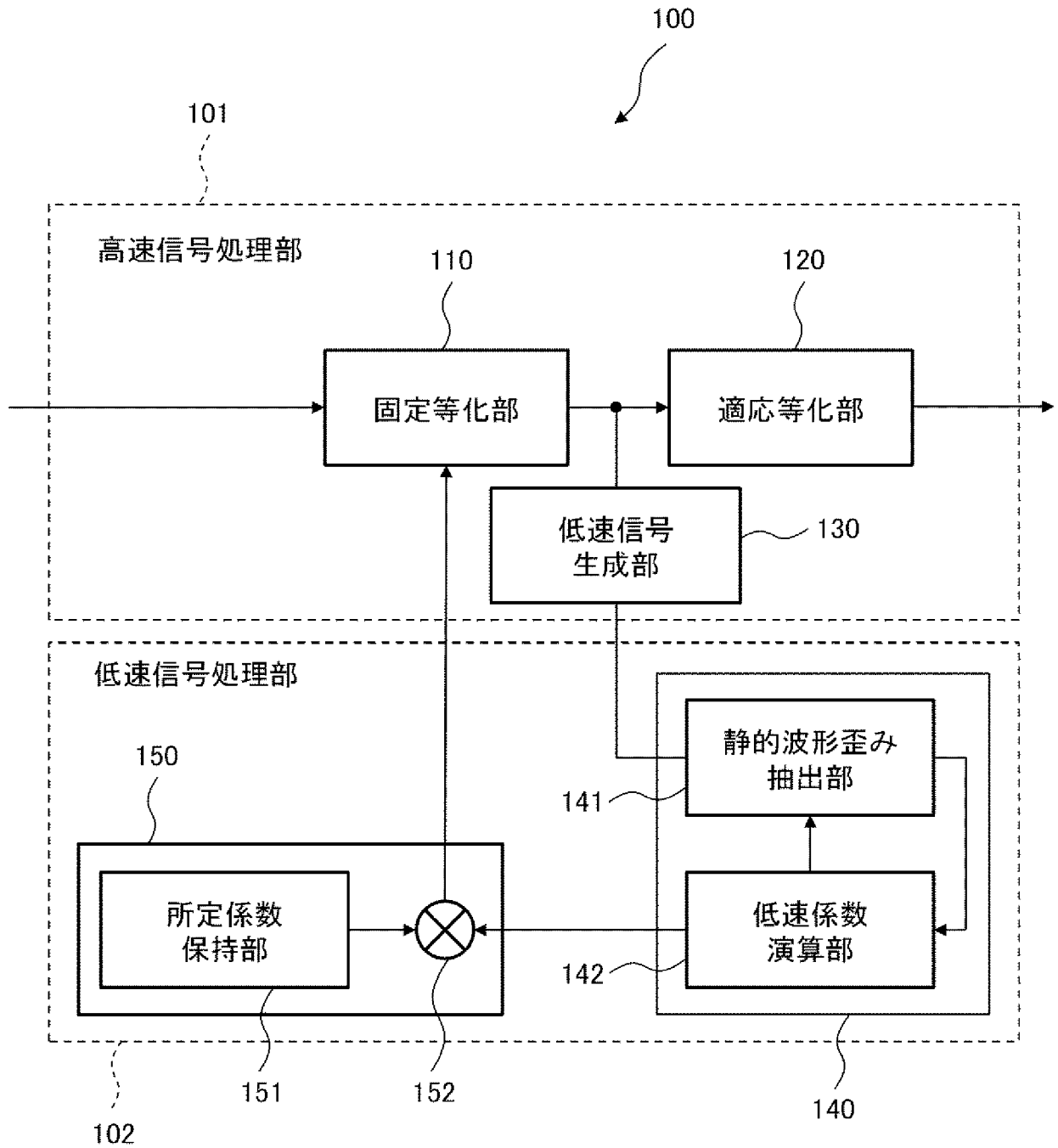
請求項9に記載したデジタル信号処理方法において、

前記波形歪を補償するように低速等化係数を決定し、

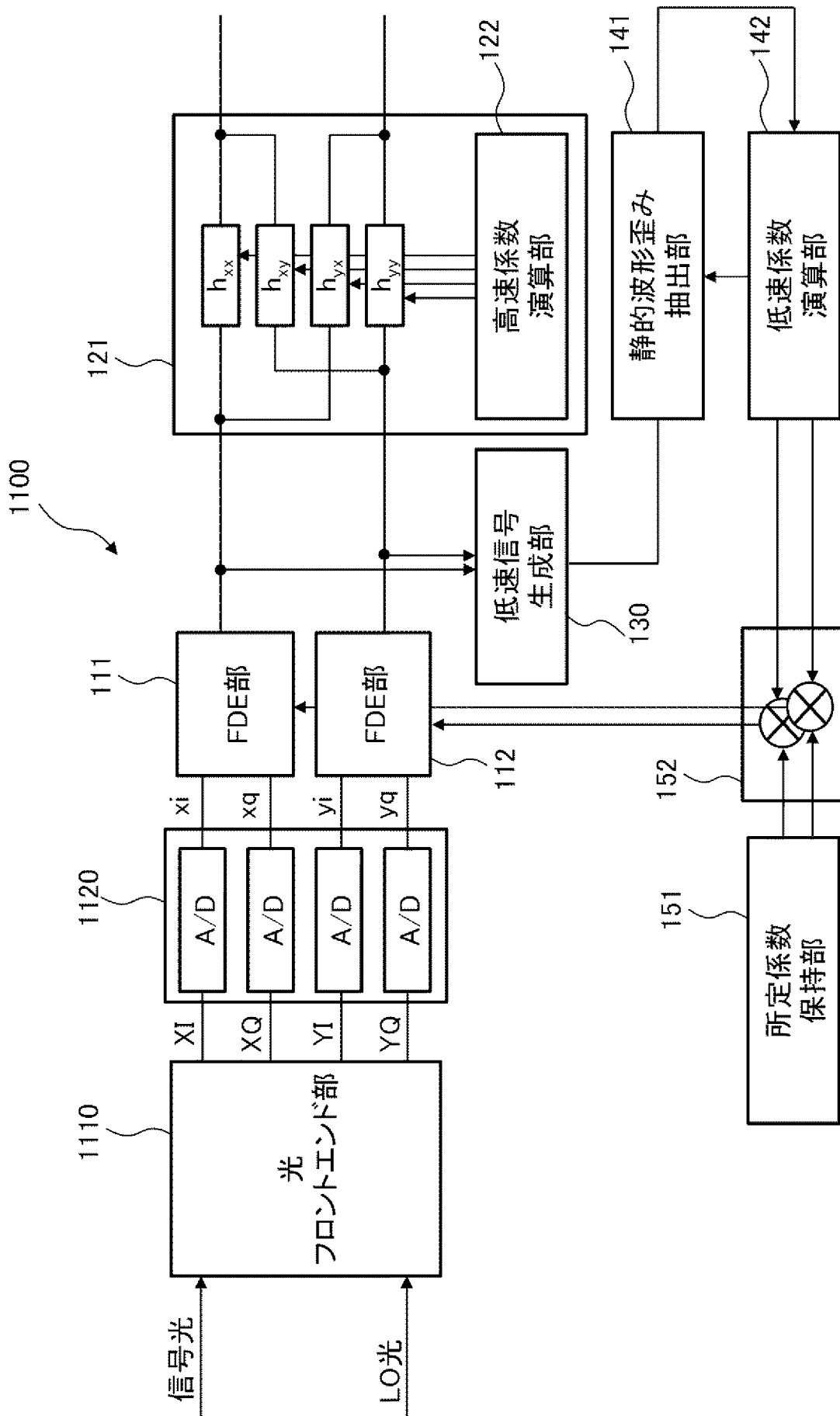
前記低速等化係数とあらかじめ保持した所定係数に演算処理を施して前記固定等化係数を算出する

デジタル信号処理方法。

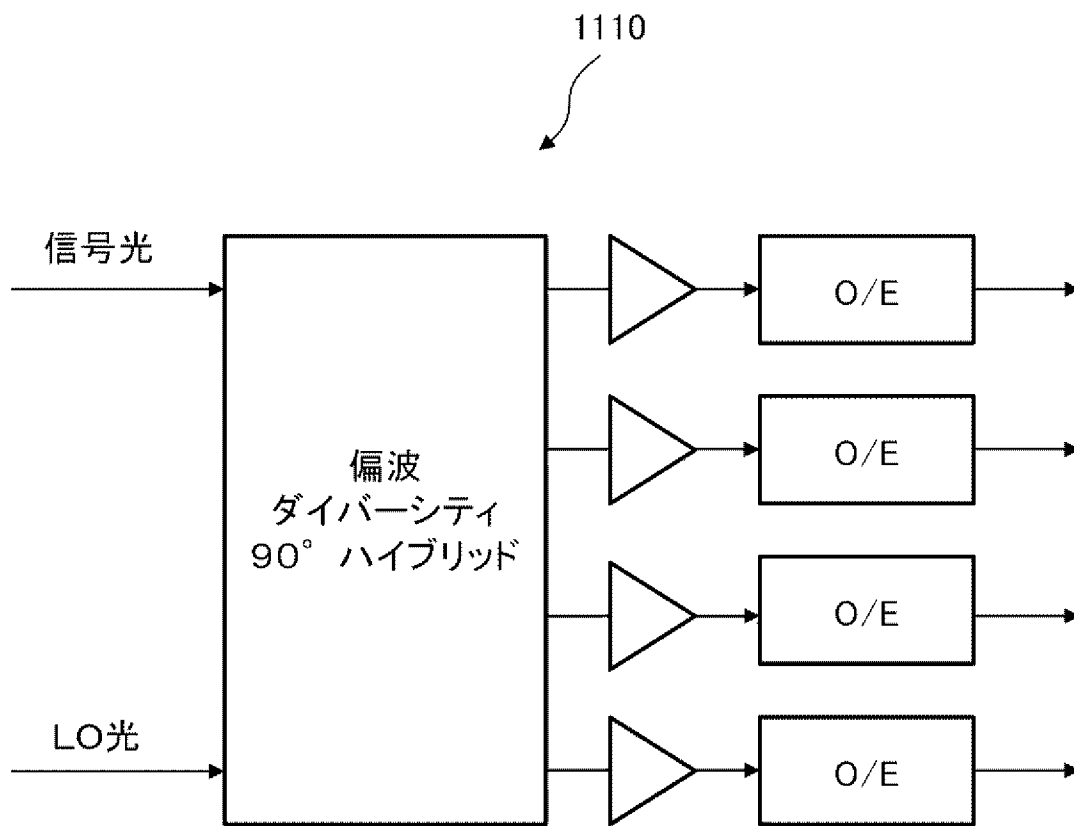
[図1]



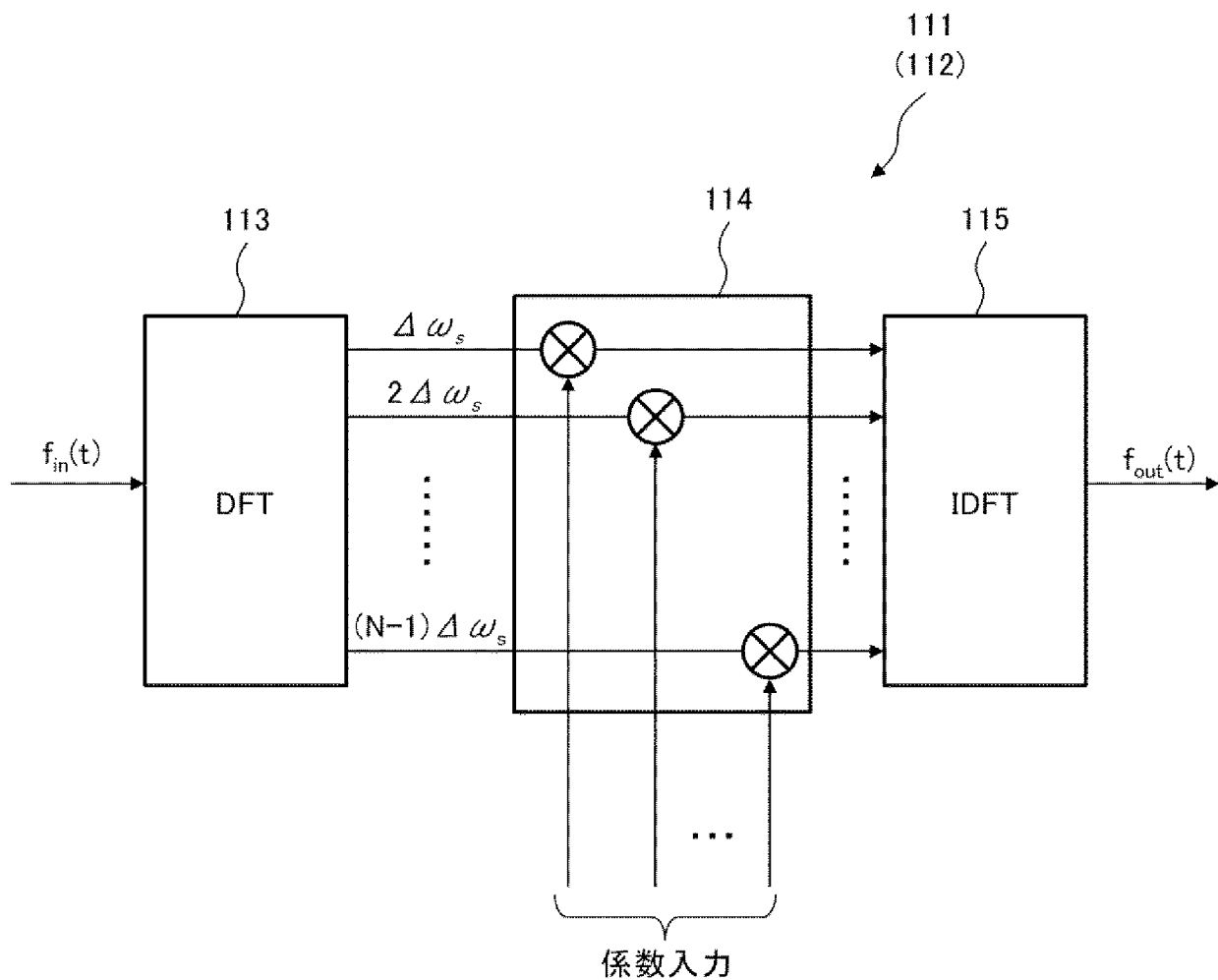
[図2]



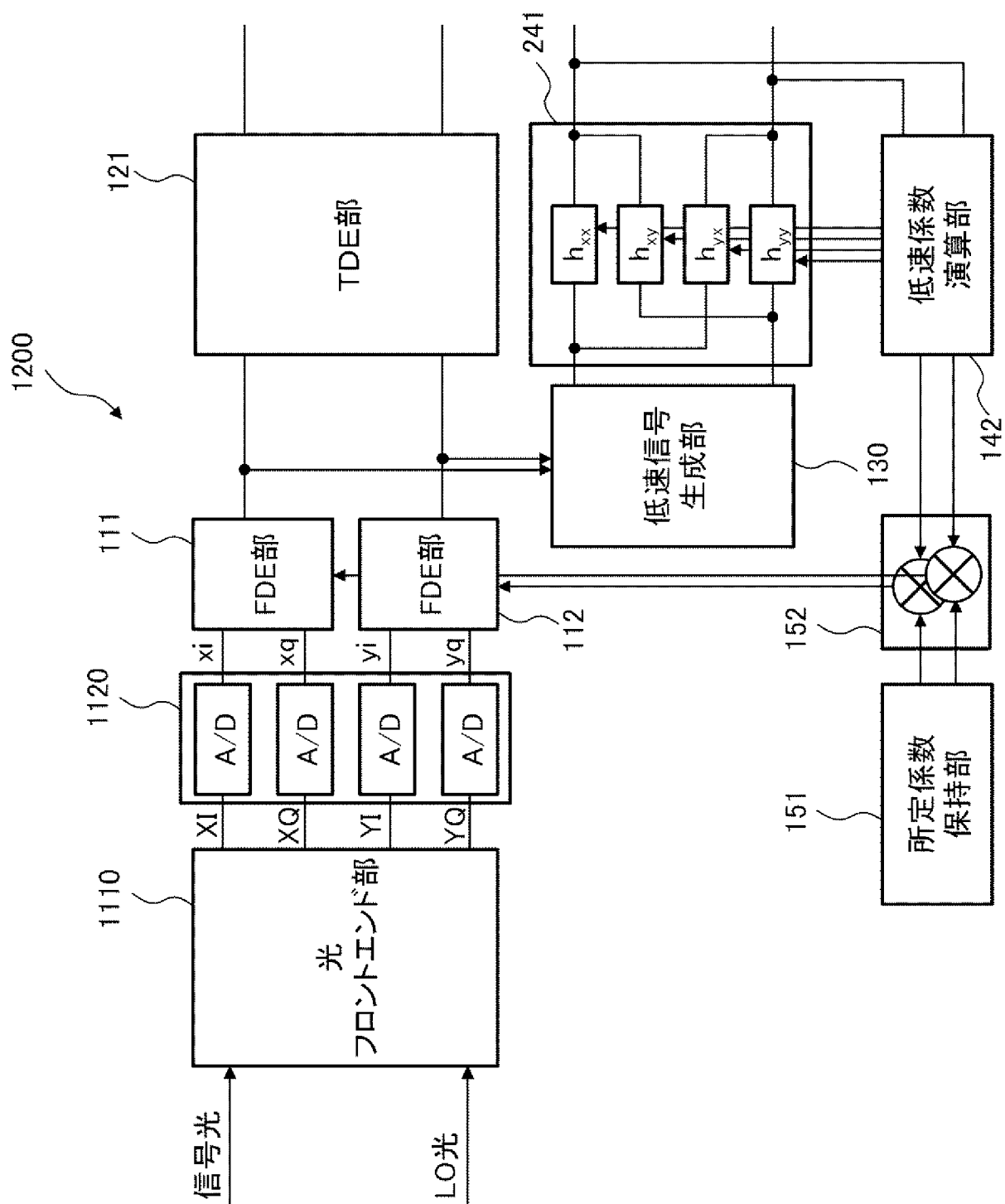
[図3]



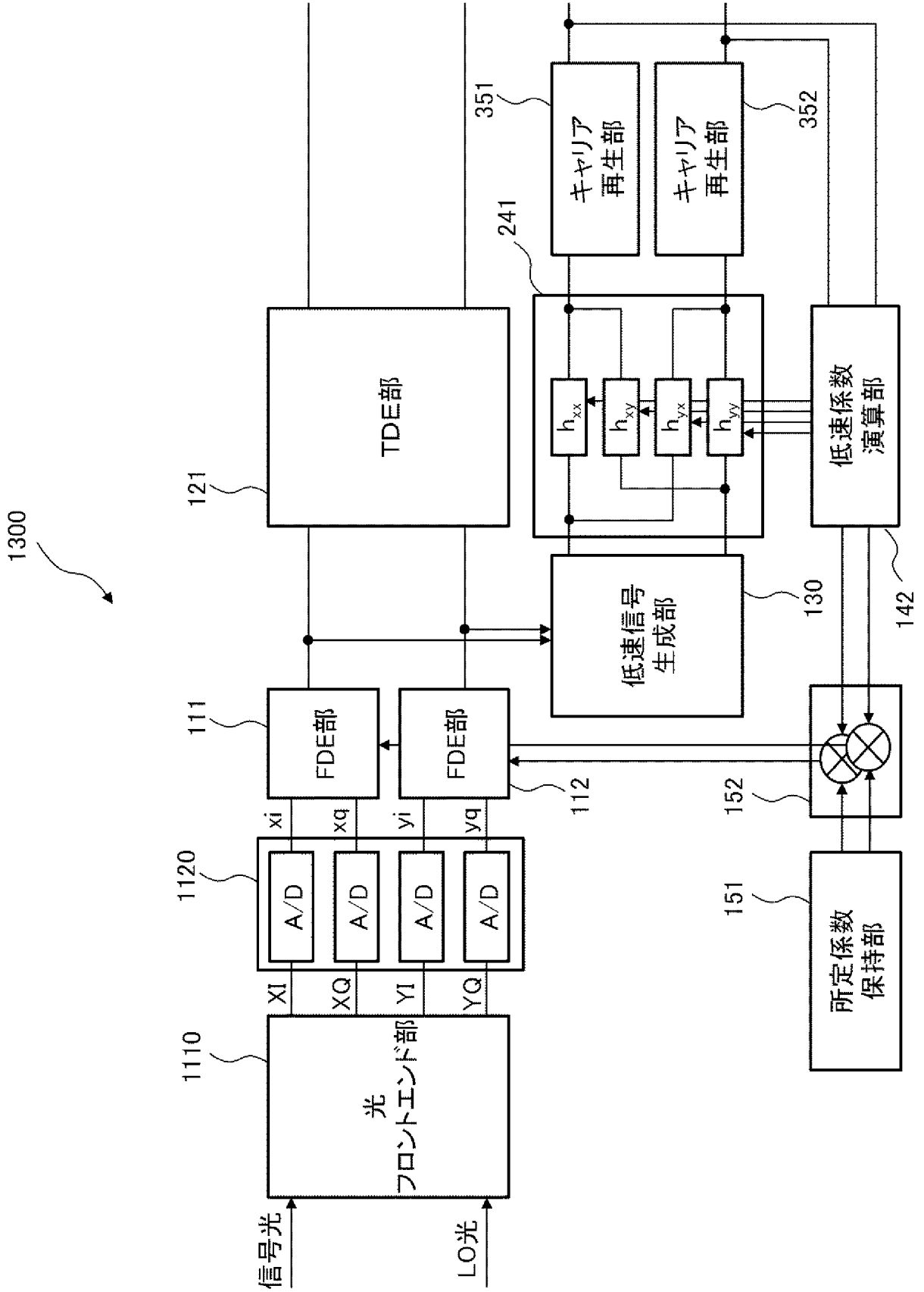
[図4]



[図5]

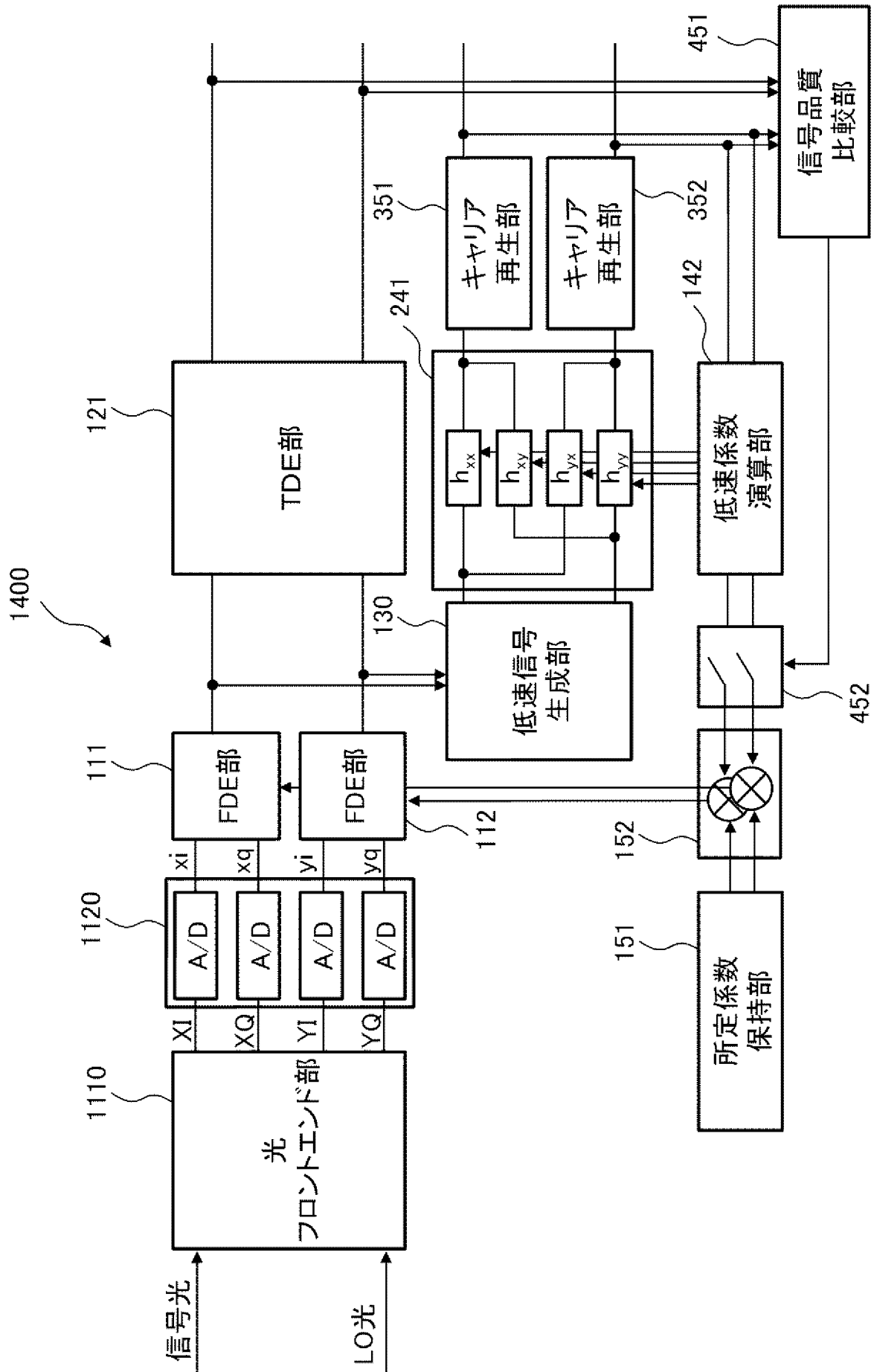


[図6]

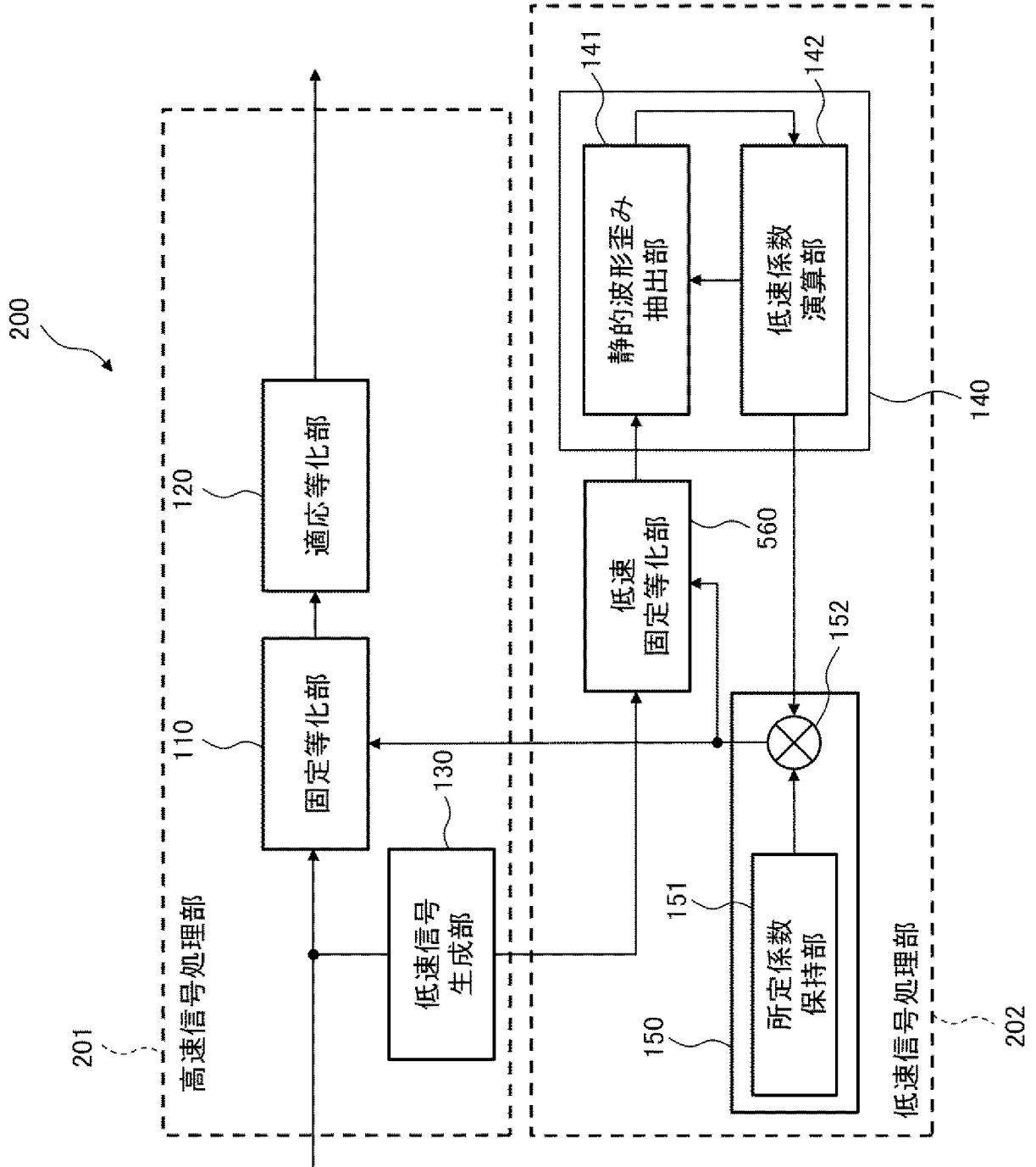




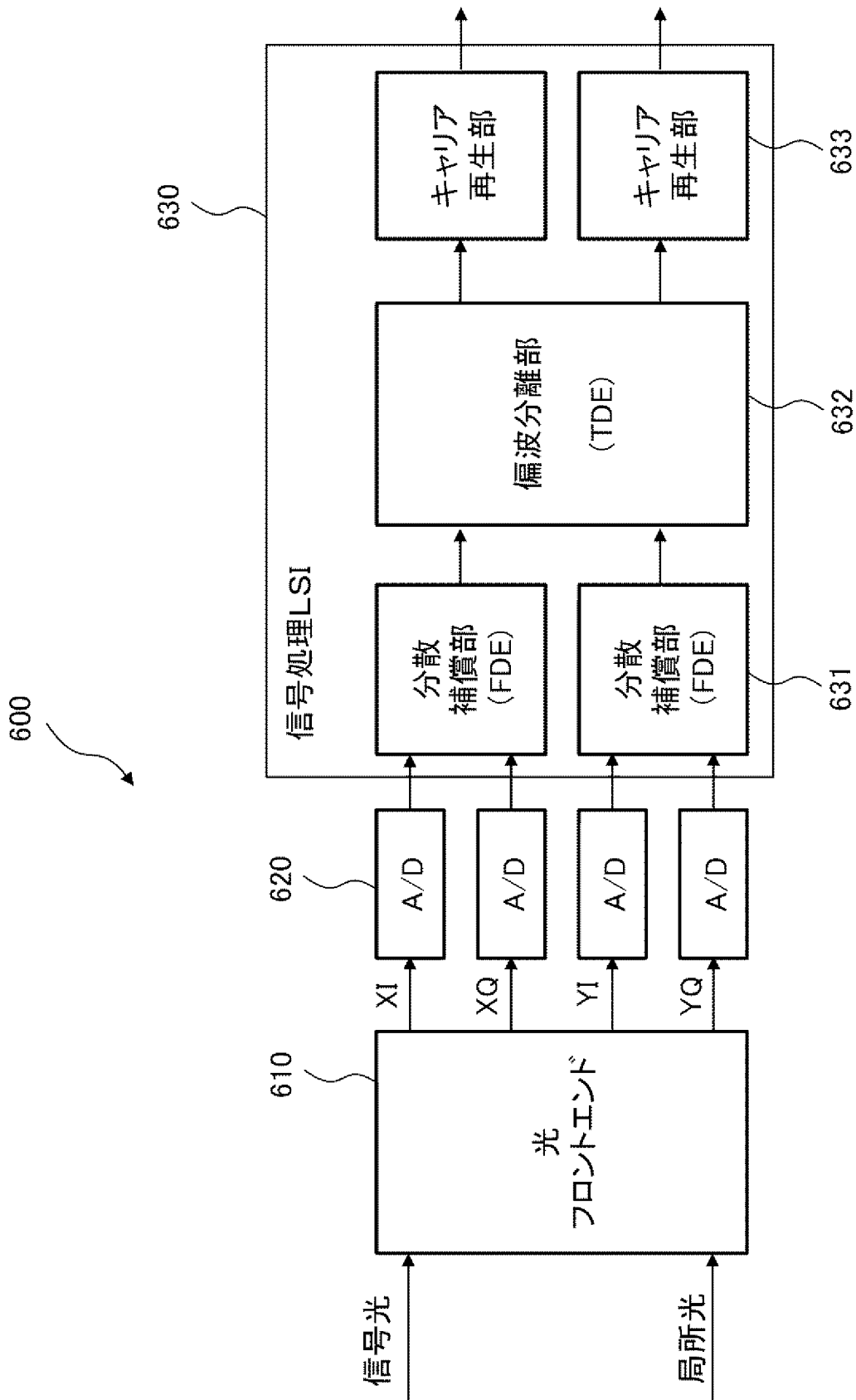
[図7]



[図8]



[図9]



**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

International application No.  
PCT/JP2015/006245

**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**  
H04B10/2507(2013.01)i, H04B10/61(2013.01)i, H04J11/00(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

**B. FIELDS SEARCHED**

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
H04B10/2507, H04B10/61, H04J11/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2016
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2016	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2016

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)  
IEEE Xplore

**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	CORSINI, Raffaele et al., Blind Adaptive Chromatic Dispersion Compensation and Estimation for DSP-Based Coherent Optical Systems, Journal of Lightwave Technology, Vol.31, Issue.13, IEEE, 2013.05.07, pages.2131-2139	1-5, 7-10 6
Y A	PASKOV, Milen et al., Blind adaptive equalization of chromatic dispersion for PDM-QPSK, 2014 OptoElectronics and Communication Conference and Australian Conference on Optical Fibre Technology, 2014.07.06, pages.947-949	1-5, 7-10 6

Further documents are listed in the continuation of Box C.       See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search 21 January 2016 (21.01.16)	Date of mailing of the international search report 02 February 2016 (02.02.16)
-----------------------------------------------------------------------------------------	-----------------------------------------------------------------------------------

Name and mailing address of the ISA/ Japan Patent Office 3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915, Japan	Authorized officer  Telephone No.
--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-----------------------------------------

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2015/006245

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	MAEDA, Wakako et al., Hardware-efficient polarization demultiplexing for QAM signals based on dual stage decision-directed algorithm, 2012 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), 2012.03.04, pages.1-3	1-5, 7-10 6
A	MAEDA, Wakako et al., Optical-electrical hybrid backpropagation for hardware-efficient digital coherent receiver with nonlinear compensation, 2014 OptoElectronics and Communication Conference and Australian Conference on Optical Fibre Technology, 2014.07.06, pages.899-900	1-10
A	WO 2013/127467 A1 (TELEFONAKTIEBOLAGET L M ERICSSON), 06 September 2013 (06.09.2013), whole documents & US 2015/0229410 A1 whole documents	1-10

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））  
 Int.Cl. H04B10/2507(2013.01)i, H04B10/61(2013.01)i, H04J11/00(2006.01)i

B. 調査を行った分野  
 調査を行った最小限資料（国際特許分類（IPC））  
 Int.Cl. H04B10/2507, H04B10/61, H04J11/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2016年
日本国実用新案登録公報	1996-2016年
日本国登録実用新案公報	1994-2016年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）  
 IEEE Xplore

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
Y A	CORSINI, Raffaele et al., Blind Adaptive Chromatic Dispersion Compensation and Estimation for DSP-Based Coherent Optical Systems, Journal of Lightwave Technology, Vol.31, Issue.13, IEEE, 2013.05.07, pages.2131-2139	1-5, 7-10 6

C欄の続きにも文献が列挙されている。  パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー	の日の後に公表された文献
「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの	「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの	「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）	「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献	「&」同一パテントファミリー文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願	

国際調査を完了した日 21.01.2016	国際調査報告の発送日 02.02.2016
--------------------------	--------------------------

国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁（ISA/J P） 郵便番号100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号	特許庁審査官（権限のある職員） 前田 典之 電話番号 03-3581-1101 内線 3534	5 J	9 0 7 3
------------------------------------------------------------------------	-------------------------------------------------------	-----	---------

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
Y A	PASKOV, Milen et al., Blind adaptive equalization of chromatic dispersion for PDM-QPSK, 2014 OptoElectronics and Communication Conference and Australian Conference on Optical Fibre Technology, 2014. 07. 06, pages. 947-949	1-5, 7-10 6
Y A	MAEDA, Wakako et al., Hardware-efficient polarization demultiplexing for QAM signals based on dual stage decision-directed algorithm, 2012 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), 2012. 03. 04, pages. 1-3	1-5, 7-10 6
A	MAEDA, Wakako et al., Optical-electrical hybrid backpropagation for hardware-efficient digital coherent receiver with nonlinear compensation, 2014 OptoElectronics and Communication Conference and Australian Conference on Optical Fibre Technology, 2014. 07. 06, pages. 899-900	1-10
A	WO 2013/127467 A1 (TELEFONAKTIEBOLAGET L MERICSSON) 2013. 09. 06, whole documents & US 2015/0229410 A1, whole documents	1-10