

(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
2012 年 8 月 9 日(09.08.2012)



(10) 国際公開番号
WO 2012/105628 A1

- (51) 国際特許分類:
H04B 10/02 (2006.01) H04B 10/18 (2006.01)
G01M 11/02 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2012/052318
- (22) 国際出願日: 2012 年 2 月 1 日(01.02.2012)
- (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 2011-019499 2011 年 2 月 1 日(01.02.2011) JP
- (71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): 日本
電信電話株式会社(NIPPON TELEGRAPH AND
TELEPHONE CORPORATION) [JP/JP]; 〒1008116
東京都千代田区大手町二丁目 3 番 1 号 Tokyo
(JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 山崎 悦史
(YAMAZAKI, Etsushi) [JP/JP]; 〒1808585 東京都武
蔵野市緑町三丁目 9 番 1 1 号 N T T 知的財産セ
ンタ内 Tokyo (JP). 小林 孝行(KOBAYASHI,
Takayuki) [JP/JP]; 〒1808585 東京都武蔵野市緑町

三丁目 9 番 1 1 号 N T T 知的財産センタ内
Tokyo (JP). 富沢 将人(TOMIZAWA, Masahito)
[JP/JP]; 〒1808585 東京都武蔵野市緑町三丁目 9
番 1 1 号 N T T 知的財産センタ内 Tokyo (JP). 工
藤 理一(KUDO, Riichi) [JP/JP]; 〒1808585 東京都
武蔵野市緑町三丁目 9 番 1 1 号 N T T 知的財産
センタ内 Tokyo (JP). 石原 浩一(ISHIHARA, Koi-
chi) [JP/JP]; 〒1808585 東京都武蔵野市緑町三丁目
9 番 1 1 号 N T T 知的財産センタ内 Tokyo (JP).
中川 匡夫(NAKAGAWA, Tadao) [JP/JP]; 〒
1808585 東京都武蔵野市緑町三丁目 9 番 1 1 号
N T T 知的財産センタ内 Tokyo (JP). 石川 光映
(ISHIKAWA, Mitsuteru) [JP/JP]; 〒1808585 東京都武
蔵野市緑町三丁目 9 番 1 1 号 N T T 知的財産セ
ンタ内 Tokyo (JP).

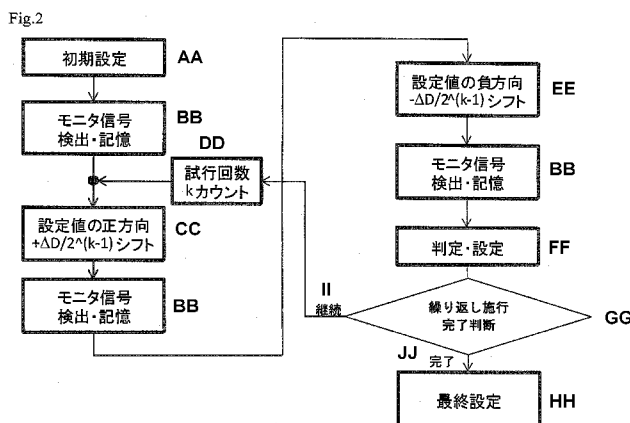
(74) 代理人: 岡田 賢治, 外(OKADA, Kenji et al.); 〒
1050003 東京都港区西新橋二丁目 1 2 番 5 号瀬
戸ロビル 3 階アイル知財事務所 Tokyo (JP).

(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, 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, IS,

[続葉有]

(54) Title: WAVELENGTH DISPERSION AMOUNT ESTIMATION METHOD, WAVELENGTH DISPERSION COMPENSA-
TION CIRCUIT, AND RECEPTION DEVICE

(54) 発明の名称: 波長分散量推定方法、波長分散補償回路、及び受信装置



- AA Initial setting
BB Detect/store monitor signal
CC Shift set value to positive direction by $+\Delta D/2^{(k-1)}$
DD Count the number of trials k
EE Shift set value to negative direction by $-\Delta D/2^{(k-1)}$
FF Determine/set
GG Repeat trials, determine completion
HH Final setting
II Continue
JJ Complete

(57) Abstract: The objective of the present invention is to provide a wavelength dispersion amount estimation method to rapidly and precisely estimate and set a wavelength dispersion amount to be compensated in a reception device for compensating for waveform distortion in an optical fiber transmission path, and to provide a wavelength dispersion compensation circuit, and a reception device. This wavelength dispersion compensation circuit (101) is provided with: an analog-digital converter (11) which converts optical analog waveforms received from an optical fiber transmission path to digital signals; a digital signal processor (12) which compensates for waveform distortions of the digital signals output from the analog-digital converter (11) due to the wavelength dispersion in the optical fiber transmission path, with the dispersion compensation amount estimated by the wavelength dispersion amount estimation method; and a symbol clock extractor (13) which extracts symbol arrival timing clocks of the reception data contained in the digital signals output from the analog-digital converter (11), and outputs the intensities of the symbol arrival timing clocks as the clock detection values.

(57) 要約:

[続葉有]



JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, 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.

シア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, 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, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

(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, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラ

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

本発明は、光ファイバ伝送路における波形歪みを補償する受信装置において、補償すべき波長分散量を高速に、かつ高精度に推定及び設定する波長分散量推定方法、波長分散補償回路、及び受信装置を提供することを目的とする。本発明に係る波長分散補償回路 101 は、光ファイバ伝送路から受信した光アナログ波形をデジタル信号に変換するアナログデジタル変換器 11 と、アナログデジタル変換器 11 が出力するデジタル信号が持つ光ファイバ伝送路の波長分散による波形歪みを、波長分散量推定方法で推定した分散補償量で補償するデジタル信号処理器 12 と、アナログデジタル変換器 11 が出力するデジタル信号に含まれる受信データのシンボル到来タイミングクロックを抽出し、シンボル到来タイミングクロックの強度を前記クロック検出値として出力するシンボルクロック抽出器 13 と、を備える。

明 細 書

発明の名称：

波長分散量推定方法、波長分散補償回路、及び受信装置

技術分野

[0001] 本発明は、光通信において用いられるものであり、光ファイバ伝送路における波長分散、偏波間干渉、偏波モード分散などによる波形歪みをデジタル信号処理を用いて補償する波長分散量推定方法、波長分散補償回路、及び受信装置に関する。

背景技術

[0002] 光通信の分野において、周波数利用効率を飛躍的に向上する同期検波方式と信号処理を組み合わせた通信システムが注目されている。直接検波により構築されていたシステムと比較すると、受信感度を向上することができるだけでなく、デジタル信号として受信することで、光ファイバ伝送によって受ける波長分散、偏波モード分散による送信信号の波形歪みを補償することができることが知られており、次世代の光通信技術として導入が検討されている。

[0003] 非特許文献1および2に代表されるデジタルコヒーレント方式は、準静的な波長分散を固定のデジタルフィルタ（例えば、28 G b a u dの信号に対し、20000 p s / n mの分散でタップ数が2048 t a p）で補償し、変動のある偏波モード分散を、ブラインドアルゴリズムを用いた小さいタップ数（例えば、50 p sの偏波モード分散で10～12 t a p程度）の適応フィルタで補償する方法を採用している。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：特開2001-053679号公報

特許文献2：WO/2009/144997パンフレット

特許文献3：特願2009-169518号公報

特許文献4: WO/2011/007803パンフレット

非特許文献

[0005] 非特許文献1: H. Masuda, et. al., "13.5-Tb/s (135x111-Gb/s/ch) No-Guard-Interval Coherent OFDM Transmission over 6,248 km using SNR Maximized Second-order DRA in the Extended L-band," OSA/OFC/NFOEC 2009, PDPB5.

非特許文献2: Jianjun Yu, et. al., "17 Tb/s (161x114 Gb/s) PolMux-RZ-8PSK transmission over 662 km of ultra-low loss fiber using C-band EDFA amplification and digital coherent detection," ECOC 2008, Th. 3. E. 2, Brussels, Belgium, 21-25 September 2008.

非特許文献3: L. Liu, et al., "Initial Tap Setup of Constant Modulus Algorithm for Polarization De-multiplexing in Optical Coherent Receivers," OSA/OFC/NFOEC 2009, OMT2.

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0006] 伝送システムでは、受信端において伝送路で付加された波長分散による波形歪みを、受信端のデジタル信号処理によって補償する。このとき、伝送路において受ける波長分散量は、伝送路ファイバには、シングルモードファイバ、分散シフトファイバ、ノンゼロ分散シフトファイバなどの種類があり、信号が受ける単位長さあたりの波長分散量が異なる。また、信号光が伝搬した伝送路ファイバの長さに比例して、累積波長分散量が増加するため、伝送

距離によっても累積分散量が変化する。また、伝送システムの中継器において光分散補償器を挿入する場合もあり、その補償量によって残留分散量が変わる。また、海底システムなどでは、分散補償ファイバを伝送路として用いる場合もある。さらに、信号光のキャリア波長によって、波長分散係数が異なるため、累積分散量は信号光波長にも依存する。上記の理由により、受信端では累積波長分散量に合わせて、分散補償フィルタの係数を制御すべきである。したがって、信号が受けた累積波長分散量を推定する機構が必要になる。

[0007] 最適な波長分散補償量を検出する従来技術としては、波長分散による波形歪みが残留することで発生する受信信号品質の劣化する特徴を用いる方法がある。例えば、波長分散による残留波形歪みは誤り率を増大させる。従って、例えば既知信号パターンと受信パターンを比較して誤り率を算出し、その値が低くなるように波長分散補償回路への設定値を制御する方法がある。また、一般に波長分散による波形歪みが残留する場合、クロック抽出・同期回路における同期検出信号が小さくなる。この特徴を利用することで、波長分散補償量を制御する方法がある（例えば、特許文献 1 を参照。）。また、アイパターンの開口度を利用する方法も提案されている（例えば、特許文献 2 を参照。）。

[0008] しかし、これらの方法では、受信信号が受けてきた累積波長分散量と、分散補償回路における補償量が大きく異なる場合には、補償の残留分散量とモニタ信号変化との相関が極端に低くなり、モニタ信号を用いて分散補償量を制御することが不可能である。そのため、残留分散量とモニタ信号の相関が得られるような残留分散量となるように、網羅的に分散補償量を変化させて掃引するなどのプロセスが必要であり、設定時間が長くなる問題があった。

[0009] 一方、高速に補償すべき波長分散量を検知する方法として、既知信号を送信信号光に挿入して、既知信号の波形変化から受信端において既知信号部分を利用して波長分散量を推定する方法などがある（例えば、特許文献 3 を参照。）。

- [0010] しかしながら、既知信号を用いた分散推定法は高速であるが、偏波モード分散、非線形波形歪みなど波長分散以外の波形歪みによって推定量に誤差が生じてしまう問題があった。
- [0011] 分散補償回路に対して波長分散の推定値を補償量として設定すると、実際補償すべき値と推定値に誤差があった場合、補償後にも波長分散による波形歪みが残留し、誤り率を増加させてしまう。また、例えば偏波モード分散など波長分散以外の歪み要因に対する耐力を低減させてしまう。従って、波長分散補償量の誤差を低減することが光伝送システムを安定且つ高信頼に運用するために重要になる。
- [0012] 上記で示したように、モニタ信号を用いた制御では検出までに長時間を要すること、また、既知信号を用いた分散推定法では推定誤差の発生を考慮する必要があること、という課題があった。
- [0013] そこで、前記課題を解決するために、本発明は、光ファイバ伝送路における波形歪みを補償する受信装置において、補償すべき波長分散量を高速に、かつ高精度に推定及び設定する波長分散量推定方法、波長分散補償回路、及び受信装置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

- [0014] 上記目的を達成するために、本発明に係る波長分散量推定方法は、
- (1) 任意の値を波長分散量の第1の候補値とするステップ、
 - (2) 第1の候補値の近傍値を第2の候補値として複数抽出するステップ、
 - (3) 各候補値に対応するデジタルクロック抽出信号強度を測定するステップ、
 - (4) 複数の信号強度の増減の傾向から最適値（最大となる値）を抽出し、次の第1の候補値とするステップ、
 - (5) 所定の条件を満たすまで、(2)～(4)を繰り返す判定ステップ、を有することとした。
- [0015] 具体的には、本発明に係る波長分散量推定方法は、光ファイバ伝送路の波長分散による波形歪みを補償する際の分散補償量を推定する波長分散量推定

方法であって、

第 k (k は整数) 番目の分散補償量 $D(k)$ の初期値 ($k = 0$) である分散補償量 $D(0)$ を設定する初期値設定手順と、

受信データに含まれるシンボル到来タイミングクロックの分散補償量 $D(k)$ における強度をクロック検出値 $S(k)$ として検出し、記憶するクロック検出手順と、

前記分散補償量 $D(k)$ を所定量 ΔD の $M^{(k-1)}$ 分の 1 (M は 1 以上の実数) だけプラス側にシフトした分散補償量 $D(k) + \Delta D / M^{(k-1)}$ における前記シンボル到来タイミングクロックの強度をクロック検出値 $S(k+)$ として検出し、記憶するプラス側シフト手順と、

前記分散補償量 $D(k)$ を所定量 ΔD の $M^{(k-1)}$ 分の 1 だけマイナス側にシフトした分散補償量 $D(k) - \Delta D / M^{(k-1)}$ における前記シンボル到来タイミングクロックの強度をクロック検出値 $S(k-)$ として検出し、記憶するマイナス側シフト手順と、

前記クロック検出値 $S(k)$ 、前記クロック検出値 $S(k+)$ 及び前記クロック検出値 $S(k-)$ を比較する比較手順と、

前記比較手順の結果、前記クロック検出値 $S(k)$ が最大である場合、前記分散補償量 $D(k)$ を最適分散補償量として決定して前記分散補償量の推定を完了し、前記クロック検出値 $S(k+)$ 又は前記クロック検出値 $S(k-)$ が最大である場合、最大の前記クロック検出値の前記分散補償量を第 $k+1$ 番目の分散補償量 $D(k+1)$ として前記クロック検出手順、前記プラス側シフト手順、前記マイナス側シフト手順及び前記比較手順を再度行うことを決定する判定手順と、

を行うことを特徴とする。

[0016] ある分散補償量のクロック検出値とその前後の分散補償量のクロック検出値とを比較したとき、クロック検出値が大きい分散補償量の方向に最適クロック検出値、すなわち最適分散補償量が存在すると考えられる。このため、比較手順でクロック検出値を比較し、クロック検出値が大きくなる方向へ分

散補償量を調整することで、最適分散補償量を得ることができる。さらに、ステップ（２）の第２の候補値を試行回数に応じて第１の候補値の近くに設定していくことで、オーバーシュージングを回避し、波長分散量を高速かつ高精度に推定することができる。

[0017] 従って、本発明は、光ファイバ伝送路における波形歪みを補償する受信装置において、補償すべき波長分散量を高速に、かつ高精度に推定及び設定する波長分散量推定方法を提供することができる。

[0018] 本発明に係る波長分散量推定方法は、前記初期値設定手順の前に前記分散補償量の概略値を取得し、前記分散補償量の概略値を前記初期値設定手順における前記分散補償量 $D(0)$ とする概略分散補償量取得手順を有することを特徴とする。

[0019] 初段ステップとして、既知信号を用いた波長分散推定法（例えば、特許文献４を参照。）などによって推定された粗推定値を分散補償量の初期値とする。初段ステップの後に、微調整を行うステップを行うことで最適分散補償量の推定を短時間で行うことができる。

[0020] 本発明に係る波長分散量推定方法は、前記クロック検出手順、前記プラス側シフト手順及び前記マイナス側シフト手順の少なくとも１つは、異なる時刻に複数回繰り返して平均化することを特徴とする。

[0021] クロック検出値を時間平均することで、局所的な変動がある場合でも安定化することができる。

[0022] 本発明に係る波長分散量推定方法は、前記プラス側シフト手順及び前記マイナス側シフト手順で前記分散補償量をシフトする前記所定量 ΔD より小さい微少量 δD が設定されており、

前記クロック検出手順において、前記分散補償量 $D(k)$ におけるクロック検出値 $S(k \pm 0)$ 、及び前記分散補償量 $D(k)$ を中心として分散補償量 $D(k) \pm n \delta D$ (n は自然数) におけるクロック検出値 $S(k \pm n \delta)$ を検出し、

前記プラス側シフト手順において、前記分散補償量 $D(k) + \Delta D / M^{(k)}$

1) におけるクロック検出値 $S(k \pm 0 +)$ 、及び前記分散補償量 $D(k) + \Delta D$ を中心として分散補償量 $D(k) + \Delta D / M^{(k-1)} \pm n \delta D$ (n は自然数) におけるクロック検出値 $S(k \pm n \delta +)$ を検出し、

前記マイナス側シフト手順において、前記分散補償量 $D(k) - \Delta D / M^{(k-1)}$ におけるクロック検出値 $S(k \pm 0 -)$ 、及び前記分散補償量 $D(k) - \Delta D$ を中心として分散補償量 $D(k) - \Delta D / M^{(k-1)} \pm n \delta D$ (n は自然数) におけるクロック検出値 $S(k \pm n \delta -)$ を検出することを特徴とする。

[0023] 分散補償量の周辺でクロック検出値を平均化することで、局所的な変動がある場合でも安定化することができる。

[0024] 本発明に係る波長分散量推定方法は、クロック検出値 $S(k \pm 0)$ 及びクロック検出値 $S(k \pm n \delta)$ を平均化して前記クロック検出値 $S(k)$ とし、

クロック検出値 $S(k \pm 0 +)$ 及びクロック検出値 $S(k \pm n \delta +)$ を平均化して前記クロック検出値 $S(k +)$ とし、

クロック検出値 $S(k \pm 0 -)$ 及びクロック検出値 $S(k \pm n \delta -)$ を平均化して前記クロック検出値 $S(k -)$ とすることを特徴とする。

[0025] 分散補償量の周辺でクロック検出値を平均化することで、局所的な変動がある場合でも安定化することができる。

[0026] 本発明に係る波長分散量推定方法は、前記判定手順で、前記クロック検出値 $S(k)$ と前記クロック検出値 $S(k +)$ との差及び前記クロック検出値 $S(k)$ と前記クロック検出値 $S(k -)$ との差が所定の閾値未満の場合、前記分散補償量 $D(k)$ を最適分散補償量として決定して前記分散補償量の推定を完了することを特徴とする。

[0027] クロック検出値の差が小さく、最適値がどちらの方向にあるか不確定な状態で推定を行うことを避けることで、推定動作を安定化することができる。

[0028] 本発明に係る波長分散補償回路は、前記光ファイバ伝送路から受信した光

アナログ波形をデジタル信号に変換するアナログデジタル変換器と、

前記アナログデジタル変換器が出力する前記デジタル信号が持つ前記光ファイバ伝送路の波長分散による波形歪みを、前記波長分散量推定方法で推定した前記分散補償量で補償するデジタル信号処理器と、

前記アナログデジタル変換器が出力する前記デジタル信号に含まれる受信データのシンボル到来タイミングクロックを抽出し、前記シンボル到来タイミングクロックの強度を前記クロック検出値として出力するシンボルクロック抽出器と、

を備える。

[0029] 本発明に係る波長分散補償回路は、前記波長分散量推定方法を採用する。従って、本発明は、光ファイバ伝送路における波形歪みを補償する受信装置において、補償すべき波長分散量を高速に、かつ高精度に推定及び設定する波長分散補償回路を提供することができる。

[0030] 本発明に係る受信装置は、前記波長分散補償回路を含む。

[0031] 本発明に係る受信装置は、前記波長分散補償回路を備える。従って、本発明は、光ファイバ伝送路における波形歪みを補償する受信装置において、補償すべき波長分散量を高速に、かつ高精度に推定及び設定する受信装置を提供することができる。

発明の効果

[0032] 本発明は、光ファイバ伝送路における波形歪みを補償する受信装置において、補償すべき波長分散量を高速に、かつ高精度に推定及び設定する波長分散量推定方法、波長分散補償回路、及び受信装置を提供することができる。

図面の簡単な説明

[0033] [図1]本発明に係る波長分散量推定方法を説明する図である。

[図2]本発明に係る波長分散量推定方法を説明するフロー図である。

[図3]本発明に係る波長分散量推定方法を説明する図である。

[図4]本発明に係る波長分散量推定方法を説明するフロー図である。

[図5]本発明に係る受信装置を説明する図である。

発明を実施するための形態

[0034] 添付の図面を参照して本発明の実施形態を説明する。以下に説明する実施形態は本発明の実施例であり、本発明は、以下の実施形態に制限されるものではない。なお、本明細書及び図面において符号が同じ構成要素は、相互に同一のものを示すものとする。

[0035] 図5は、本実施形態の受信装置300を説明する図である。受信装置300は波長分散補償回路101を含む。波長分散補償回路101は、光ファイバ伝送路から受信した光アナログ波形をデジタル信号に変換するアナログデジタル変換器11と、アナログデジタル変換器11が出力するデジタル信号が持つ光ファイバ伝送路の波長分散による波形歪みを、以下で説明する波長分散量推定方法で推定した分散補償量で補償するデジタル信号処理器12と、アナログデジタル変換器11が出力するデジタル信号に含まれる受信データのシンボル到来タイミングクロックを抽出し、シンボル到来タイミングクロックの強度をクロック検出値として出力するシンボルクロック抽出器13と、を備える。

[0036] デジタル信号処理器12が行う波長分散量推定方法の実施形態を説明する。

[0037] (実施形態1)

まず、粗調整プロセスとして、既知信号を用いた波長分散推定法などによって推定された粗推定値を初期値として分散補償回路に設定する。このとき、波長分散の大部分が補償され、推定誤差などによって生じる残留分散による波形歪みを受けた波形が分散補償回路から出力される。

[0038] この後、微調整プロセスに入る。図1及び図2は、本実施形態の微調整プロセスを説明する図である。 $D(k)$ はデジタル信号処理器12に設定する分散補償量を示す。まず、第一段階として、初期値 $k=0$ の分散補償量 $D(0)$ を設定し、クロック同期の検出信号値を測定してメモリに記憶する。これをクロック検出値 $S(0)$ とする。次に、図1(a)にあるように、第一段階として、

[1] 分散補償量 $D(0)$ からある一定のシフト量 ΔD だけ正の方向にシフトさせる (分散補償量 $D(0) + \Delta D$)。そして、クロック同期のクロック検出値 $S(0+)$ を測定して記憶する。

[2] 同様に、分散補償量 $D(0)$ からある一定のシフト量 ΔD だけ負の方向にシフトさせ (分散補償量 $D(0) - \Delta D$)、その際のクロック同期のクロック検出値 $S(0-)$ を測定して格納する。

一定のシフト量 ΔD は、初期値が有する期待値からのずれ量の最大値程度とする。ここで、初期値は用いる粗推定アルゴリズム (例えば、特許文献4のアルゴリズム) に依存する。例えば、特許文献4で補償範囲として例示する分散量 20000 psec/nm の $1.5 \sim 5\%$ の誤差と仮定して、 ΔD を $300 \sim 1000 \text{ psec/nm}$ とする。

[0039] クロック検出値が大きい符号方向に最適値が存在すると考えられる。このため、 $S(0)$ 、 $S(0+)$ 、 $S(0-)$ を比較する。クロック検出値が $S(0+) > S(0-)$ の場合、 $D(0) + \Delta D$ を次の分散補償量 $D(1)$ に設定する。逆に、クロック検出値が $S(0+) < S(0-)$ の場合、 $D(0) - \Delta D$ を次の分散補償量 $D(1)$ に設定する。 $S(0+)$ 、 $S(0-)$ とともに $S(0)$ より小さい場合、すなわち、 $S(0) > S(0+)$ かつ $S(0) > S(0-)$ の場合、分散補償量 $D(1) = D(0)$ とする。

[0040] ここでは、 $S(0+) > S(0-)$ であった場合を想定し、分散補償量 $D(1) = D(0) + \Delta D$ に設定したとして、以降のプロセスを説明する。

[0041] 図1(b)の第二段階として、分散補償量 $D(1) = D(0) + \Delta D$ を中心として、正負の方向にシフト量 $\Delta D/2$ だけシフトさせる [3] [4]。分散補償量をそれぞれ $D(1) + \Delta D/2$ 、 $D(1) - \Delta D/2$ に設定した場合のクロック検出値 $S(1+)$ 、 $S(1-)$ を検出し、メモリに格納する。そして、両者を比較して、 $S(1+) > S(1-)$ の場合には、補償分散量を $D(2) = D(1) + \Delta D/2$ に、 $S(1+) < S(1-)$ の場合には、 $D(2) = D(1) - \Delta D/2$ に設定する。また、 $S(1+)$ 、 $S(1-)$ とともに $S(1)$ より小さい場合、 $S(1) > S(1+)$ かつ $S(1) >$

$S(1-)$ も考えられ、この場合は $D(2) = D(1)$ とする。ここでは、 $S(1+) < S(1-)$ であった場合を想定し、補償分散量を $D(2) = D(1) - \Delta D / 2$ に設定したとして、以降を説明する。

[0042] 第三段階としては、補償分散量 $D(2)$ を中心として、正負方向にシフト量 $\Delta D / 4$ だけシフトさせる [5] [6]。分散補償量を正負にシフトさせたときのそれぞれのクロック同期の検出信号 $S(2+)$ 、 $S(2-)$ を検出してメモリに記憶する。そして、両者を比較してより大きい符号方向にシフトさせる。以降同様のプロセスを繰り返すことで、最適な補償分散量に漸近させることができる。ここで第 k 段階における補償分散量 $D(k)$ のシフト量は、 $\Delta D / (2^{(k-1)})$ となっており、プロセスが進む毎に半減する。

このように、シフト量を $\Delta D / 2$ 、 $\Delta D / 4$ 、 $\Delta D / 8$ 、 $\dots$ と半減させてプロセスを繰り返すが、その反復回数は最終的な目標誤差範囲より、シフト量が小さくなるまでは繰り返す必要がある。例えば、 $\Delta D = 1024 \text{ psec/nm}$ 、目標誤差 50 psec/nm とすると、シフト量はプロセス毎に 1024、512、256、128、64、32、16 (psec/nm) のように推移する。このため、シフト量が目標誤差より小さくなる 6、7 回程度、プロセスを繰り返す必要がある。時間に余裕があれば、シフト量がさらに小さくなるまでプロセスを繰り返してもよい。

[0043] ここで、本来検出信号には誤差が含まれるため、 $S(k+)$ 、 $S(k-)$ 、及び $S(k)$ の差分が設定した閾値より小さい場合には、再度 $S(k)$ を設定し、やり直し測定する選択がある。これにより、差分が小さく、最適値が正負どちらの方向に存在するか不確定な状況で、不確定な情報を元にシフトさせることは不安定な動作を引き起こす危険性を低減することができる。なお、上記例では補償分散量 $D(k)$ のシフト量を段階毎に半減する例、すなわち $\Delta D / (2^{(k-1)})$ を説明したが、シフト量は $\Delta D / (M^{(k-1)})$ であってもよい (M は 1 以上の実数)。

[0044] 上記の手法では、各設定値におけるクロック検出信号の 1 回の測定値によって、分散補償量の設定値を決定していくプロセスになっている。従って、

それぞれの測定における $S(k)$ の誤差が大きい場合には、最適化のシーケンスが不安定な動作となってしまう可能性がある。安定化するための手法として、各設定値に対して異なる時刻において複数回測定して、その平均値を比較することで正負符号のどちらの方向にシフトすべきかを判断することで、動作の安定化が期待される。

[0045] 上記の例では、分散補償量の初期値として、分散推定回路の粗推定値を利用したが、外部から与えられた分散値を設定する場合もある。このような例として、伝送路の分散量を予め分散測定器などで測定した場合などが考えられる。

[0046] (実施形態2)

クロック同期回路の検出信号の残留分散依存性が局所的に揺らぐ可能性がある。この場合、第一の実施例では、局所的な変化のために正方向にシフトすべきか、負方向にシフトすべきかの判断が困難となる場合がある。本実施形態は、局所的な残留分散依存性がある状況であっても、平均化することで高精度に分散補償量のシフト方向を判定し、安定的に分散補償量の推定を行うことができる。

[0047] 図3は、本実施形態の微調整プロセスを説明する図である。初期ステップとして、既知信号を用いた波長分散推定法などによって推定された粗推定の分散補償量 $D(0)$ を初期値として分散補償回路に設定する。このとき、波長分散の大部分が補償され、推定誤差などによって生じる残留分散による波形歪みを受けた波形が分散補償回路から出力される。

[0048] 初期ステップでは、初期設定の分散補償量 $D(0)$ におけるクロック同期のクロック検出値 $S(0)$ を測定し、記憶する。次に、第一段階として図3(a)に示すように、 $D(0)$ からある微小量 δD だけ、分散補償設定値を正の方向にシフトさせる。そして、クロック同期のクロック検出値 $S(0 + \delta)$ を測定し、記憶する。さらに、 δD ずつ正方向にシフトさせていき、 $2\delta D$ 、 $3\delta D$ 、 $\dots$ のポイントにおいて、クロック同期のクロック検出値 $S(0 + 2\delta)$ 、 $S(0 + 3\delta)$ 、 $\dots$ 、 $S(0 + n\delta)$ を測定、メモリ

に格納してもよい。また、負の方向に微少量 δD だけシフトさせ、その際のクロック同期のクロック検出値 $S(0 - \delta)$ を測定し、メモリに格納する。同様に、 δD ずつ負方向にシフトさせていき、 $-2\delta D$ 、 $-3\delta D$ 、 $\dots$ のポイントにおいて、クロック同期のクロック検出値 $S(0 - 2\delta)$ 、 $S(0 - 3\delta)$ 、 $\dots$ 、 $S(0 - n\delta)$ を測定、メモリに格納してもよい。この部分の制御ブロック図を図4に示す。これをN回だけ繰り返す。ここでは、正負に対して、均等なポイント数を測定する例を示したが、特に正負均等である必要もない。例えば、 $D(0)$ 、及び $D(0) + \delta D$ のみ測定してもよい。

微少量 δD は、図3の分散補償量に対するクロック検出値 $S(k)$ に発生するリップルの周期及び振幅に基づいて設定する。具体的には、微少量 δD はリップルの周期以下とすればよい。例えば、リップルの振幅がクロック検出値 $S(k)$ の10%程度である場合、設定分散補償量 $D(k)$ を δD シフトした際のクロック検出値 $S(k)$ の平均的な変動量はクロック検出値 $S(k)$ の10%未満とする。

また、リップルの周期が条件によって変化する場合、微少量 δD は最終的な目標誤差の標準偏差より十分小さくする。例えば、 δD は目標誤差の $1/3 \sim 1/50$ 、好ましくは $1/5 \sim 1/20$ 、より好ましくは $1/7 \sim 1/20$ とすることができる。具体的数値として、最終的な目標誤差が $50 \text{ psec/nm} \sim 150 \text{ psec/nm}$ であれば、 δD は $1 \text{ psec/nm} \sim 50 \text{ psec/nm}$ 程度、好ましくは $4 \text{ psec/nm} \sim 30 \text{ psec/nm}$ 程度に設定する。また、 δD を k に従って変化させる場合、 ΔD と同様に $\delta D / (2^{(k-1)})$ と変化させる。この場合、 δD を ΔD の $1/3 \sim 1/50$ 、好ましくは $1/5 \sim 1/10$ 、より好ましくは $1/5 \sim 1/7$ とすることができる。

[0049] 次に、 $D(0)$ を中心として、シフト量 ΔD だけ正方向にシフトさせ、 $S(0 +)$ を検出し、メモリに格納する[1]。さらに、そこから δD だけ順々に正方向及び負方向にシフトさせて、シンボルクロック抽出回路のクロッ

ク検出値 $S(0 \pm n\delta +)$ を検出し、メモリに格納する。同様に、 $D(0)$ を中心として、シフト量 ΔD だけ負方向にシフトさせて、 $S(0 -)$ 及び $S(0 \pm n\delta -)$ を検出し、メモリに格納する [2]。ここで、一般には、 $\Delta D > \delta D$ である。

[0050] 次に、それぞれ分散補償値 $D(0)$ 、 $D(0) + \Delta D$ 、 $D(0) - \Delta D$ を中心に正負方向に微小量シフトしたときのクロック検出値 $S(0 \pm n\delta)$ 、 $S(0 \pm n\delta +)$ 、 $S(0 \pm n\delta -)$ を比較して、クロック同期の検出信号が大きくなる符号方向を総合的に判断して、分散補償値をシフトさせる。総合的に判断する一例としては、 $S(0 \pm n\delta)$ 、 $S(0 \pm n\delta +)$ 、 $S(0 \pm n\delta -)$ それぞれを n に対して平均化処理を施し、それぞれの平均値 $S_{avg}(0)$ 、 $S_{avg}(0+)$ 、 $S_{avg}(0-)$ を算出する。例えば、 $S_{avg}(0+)$ の算出例を式で記述すると、次式のようになる。

[数1]

$$S_{avg}(0+) = \sum_{n=0}^N S(0 + \pm n\delta) \quad (1)$$

N も精度と時間とのバランスを考慮して設定する。ただし、 δD が固定の場合、 ΔD と δD の関係で制限される。 $\delta D > \Delta D / (2^{(N-1)})$ となると、誤差を低減できないので、この条件を満たす N とする。例えば、 N は 3 以上 7 以下に設定する。

[0051] 検出信号平均値が $S_{avg}(0+) > S_{avg}(0-)$ の場合には、分散補償量 $D(1)$ を $D(0) + \Delta D$ に設定する。逆に、検出値が $S_{avg}(0+) < S_{avg}(0-)$ の場合には、分散補償量 $D(1)$ を $D(0) - \Delta D$ に設定する。また、 $S_{avg}(0+)$ 、 $S_{avg}(0-)$ とともに $S_{avg}(0)$ より小さい場合、 $S_{avg}(0) > S_{avg}(0+)$ かつ $S_{avg}(0) > S_{avg}(0-)$ となる場合も考えられ、この場合は $D(1) = D(0)$ とする。ここでは、 $S_{avg}(0+) > S_{avg}(0-)$ であった場合を想定し、 $D(1) = D(0) + \Delta D$ に設定したとして、以降のプロセスを説明する。

[0052] 第二段階以降の制御方法は、実施形態 1 と同様に、分散補償量 $D(1)$ の点、 $D(1) + \Delta D / 2$ の点、 $D(1) - \Delta D / 2$ の点におけるクロック検出値を比較して、正負シフト方向を判定する。さらに、正負のシフト方向判断の信頼度を向上するため、第一段階で説明したように、それぞれのポイント付近で正負方向に δD ずつシフトさせ、それらの平均化したクロック検出値を用いて正負シフト方向を判断する。

[0053] まず、 $D(1) = D(0) + \Delta D$ を中心として、正負の方向に $n \times \delta D$ だけシフトさせ、 $S(1 \pm n \delta D)$ のクロック検出値を取得する [3] [4]。さらに、それらの検出値を用いて、平均化処理を施した $S_{avg}(1)$ を求める。

[0054] 次に、分散補償量を正の方向にシフト量 $\Delta D / 2$ だけシフトさせ [1]、分散補償量 $D(1) + \Delta D / 2$ を中心として正負方向に微小量 $n \times \delta D$ ずつシフトさせ、クロック検出値 $S(1 \pm n \delta +)$ を取得する [7] [8]。さらに、それらの検出値を用いて、平均化処理を施した $S_{avg}(1+)$ を求める。同様に、分散補償量を負の方向にシフト量 $\Delta D / 2$ だけシフトさせ [2]、分散補償量 $D(1) - \Delta D / 2$ を中心として、正負方向に微小量 $n \times \delta D$ ずつシフトさせ、クロック検出値 $S(1 \pm n \delta -)$ を取得する。さらに、それらの検出値を用いて、平均化処理を施した $S_{avg}(1-)$ を求める。

[0055] さらに、これら $S_{avg}(1)$ 、 $S_{avg}(1+)$ 、 $S_{avg}(1-)$ を比較して、より検出信号が大きくなる補償分散の正負シフト方向を判断する。 $S_{avg}(1+) > S_{avg}(1-)$ の場合には、補償分散量を $D(2) = D(1) + \Delta D / 2$ に設定する。 $S_{avg}(1+) < S_{avg}(1-)$ の場合には、 $D(2) = D(1) - \Delta D / 2$ に設定する。また、 $S_{avg}(1+)$ 、 $S_{avg}(1-)$ とともに $S(1)$ より小さい場合、 $S_{avg}(1) > S_{avg}(1+)$ かつ $S_{avg}(1) > S_{avg}(1-)$ も考えられる。この場合は $D(2) = D(1)$ とする。なお、 $S_{avg}(1)$ 、 $S_{avg}(1+)$ 、 $S_{avg}(1-)$ の差が誤差未満など所定値以下の場合には、 $D(2)$

= D_1 としてもよい。

[0056] ここでは、 $S_{avg}(1+) < S_{avg}(1-)$ であった場合を想定し、補償分散量を $D(2) = D(1) - \Delta D / 2$ に設定したとして以降を説明する。

[0057] 第三段階も上記説明と同様に補償分散量の正負シフト方向を判断する。補償分散量が $D(2)$ のポイント、 $D(2)$ を中心として正負方向にシフト量 $\Delta D / 4$ だけシフトさせたポイント、これら3点のポイント

$D(2)$

$D(2) + \Delta D / 4$

$D(2) - \Delta D / 4$

でのクロック検出値の比較を実施する。第三段階では、シフト量が $\Delta D / 4$ と更に半減している。それら3ポイントにおいて、正負方向に微小量 $n \times \pm \delta D$ づつシフト点のクロック検出値

$S(1 \pm n \delta)$

$S(1 \pm n \delta +)$

$S(1 \pm n \delta -)$

を取得する。さらに、これらの平均値

$S_{ave}(2)$

$S_{avg}(2+)$

$S_{avg}(2-)$

を求め、第二段階で説明したように次の段階のシフト方向を判断する。

[0058] 以降同様のプロセスを繰り返すことで、最適な補償分散量に漸近させることができる。ここで第 k 段階のシフト量は、 $\Delta D / (2^{(k-1)})$ となっており、プロセスが進む毎に半減していく。なお、上記例では補償分散量 $D(k)$ のシフト量を段階毎に半減する例、すなわち $\Delta D / (2^{(k-1)})$ を説明したが、実施形態1と同用にシフト量は $\Delta D / (M^{(k-1)})$ であってもよい。

[0059] 上記の説明では、各段階でシフト量 ΔD 、 $\Delta D / 2$ 、 $\Delta D / 4$ 、・・・と半減するにも関わらず、平均化処理するための微小量は δD の一定値である

例を示した。この例では、 δD より細かい単位での分散補償量の最適化ができない。そこで、各段階でシフト量が ΔD 、 $\Delta D/2$ 、 $\Delta D/4$ 、 $\dots$ と半減するに伴い、微小量 δD も、平均化が有効な範囲で小さくしてもよい。例えば、微小量を δD 、 $\delta D/2$ 、 $\delta D/4$ 、 $\dots$ と小さく変化させてもよい。

産業上の利用可能性

[0060] 以上説明した様に、本発明によれば、光通信システムの波長分散補償回路の補償量に対して微小な変化を与え、クロック検出信号をモニタ信号として最適な補償量を探索する際に、与える変化量を試行回数の度に半減させていくことで効率的に最適な分散補償量を検出することができる。

符号の説明

[0061] 11 : アナログデジタル変換器
12 : デジタル信号処理器
13 : シンボルクロック抽出器
15 : 光ファイバ
101 : 波長分散補償回路
300 : 受信装置

請求の範囲

[請求項1]

光ファイバ伝送路の波長分散による波形歪みを補償する際の分散補償量を推定する波長分散量推定方法であって、

第 k (k は整数) 番目の分散補償量 $D(k)$ の初期値 ($k = 0$) である分散補償量 $D(0)$ を設定する初期値設定手順と、

受信データに含まれるシンボル到来タイミングクロックの分散補償量 $D(k)$ における強度をクロック検出値 $S(k)$ として検出し、記憶するクロック検出手順と、

前記分散補償量 $D(k)$ を所定量 ΔD の $M^{(k-1)}$ 分の 1 (M は 1 以上の実数) だけプラス側にシフトした分散補償量 $D(k) + \Delta D / M^{(k-1)}$ における前記シンボル到来タイミングクロックの強度をクロック検出値 $S(k+)$ として検出し、記憶するプラス側シフト手順と、

前記分散補償量 $D(k)$ を所定量 ΔD の $M^{(k-1)}$ 分の 1 だけマイナス側にシフトした分散補償量 $D(k) - \Delta D / M^{(k-1)}$ における前記シンボル到来タイミングクロックの強度をクロック検出値 $S(k-)$ として検出し、記憶するマイナス側シフト手順と、

前記クロック検出値 $S(k)$ 、前記クロック検出値 $S(k+)$ 及び前記クロック検出値 $S(k-)$ を比較する比較手順と、

前記比較手順の結果、前記クロック検出値 $S(k)$ が最大である場合、前記分散補償量 $D(k)$ を最適分散補償量として決定して前記分散補償量の推定を完了し、前記クロック検出値 $S(k+)$ 又は前記クロック検出値 $S(k-)$ が最大である場合、最大の前記クロック検出値の前記分散補償量を第 $k+1$ 番目の分散補償量 $D(k+1)$ として前記クロック検出手順、前記プラス側シフト手順、前記マイナス側シフト手順及び前記比較手順を再度行うことを決定する判定手順と、を行うことを特徴とする波長分散量推定方法。

[請求項2]

前記初期値設定手順の前に前記分散補償量の概略値を取得し、前記分散補償量の概略値を前記初期値設定手順における前記分散補償量 D

(0) とする概略分散補償量取得手順を有することを特徴とする請求項 1 に記載の波長分散量推定方法。

[請求項3] 前記クロック検出手順、前記プラス側シフト手順及び前記マイナス側シフト手順の少なくとも 1 つは、異なる時刻に複数回繰り返して平均化することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の波長分散量推定方法。

[請求項4] 前記プラス側シフト手順及び前記マイナス側シフト手順で前記分散補償量をシフトする前記所定量 ΔD より小さい微少量 δD が設定されており、

前記クロック検出手順において、前記分散補償量 $D(k)$ におけるクロック検出値 $S(k \pm 0)$ 、及び前記分散補償量 $D(k)$ を中心として分散補償量 $D(k) \pm n \delta D$ (n は自然数) におけるクロック検出値 $S(k \pm n \delta)$ を検出し、

前記プラス側シフト手順において、前記分散補償量 $D(k) + \Delta D / M^{(k-1)}$ におけるクロック検出値 $S(k \pm 0 +)$ 、及び前記分散補償量 $D(k) + \Delta D$ を中心として分散補償量 $D(k) + \Delta D / M^{(k-1)} \pm n \delta D$ (n は自然数) におけるクロック検出値 $S(k \pm n \delta +)$ を検出し、

前記マイナス側シフト手順において、前記分散補償量 $D(k) - \Delta D / M^{(k-1)}$ におけるクロック検出値 $S(k \pm 0 -)$ 、及び前記分散補償量 $D(k) - \Delta D$ を中心として分散補償量 $D(k) - \Delta D / M^{(k-1)} \pm n \delta D$ (n は自然数) におけるクロック検出値 $S(k \pm n \delta -)$ を検出することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の波長分散量推定方法。

[請求項5] クロック検出値 $S(k \pm 0)$ 及びクロック検出値 $S(k \pm n \delta)$ を平均化して前記クロック検出値 $S(k)$ とし、

クロック検出値 $S(k \pm 0 +)$ 及びクロック検出値 $S(k \pm n \delta +)$ を平均化して前記クロック検出値 $S(k +)$ とし、

クロック検出値 $S(k \pm 0-)$ 及びクロック検出値 $S(k \pm n\delta-)$ を平均化して前記クロック検出値 $S(k-)$ とすることを特徴とする請求項 4 に記載の波長分散量推定方法。

[請求項 6] 前記判定手順で、前記クロック検出値 $S(k)$ と前記クロック検出値 $S(k+)$ との差及び前記クロック検出値 $S(k)$ と前記クロック検出値 $S(k-)$ との差が所定の閾値未満の場合、前記分散補償量 $D(k)$ を最適分散補償量として決定して前記分散補償量の推定を完了することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の波長分散量推定方法。

[請求項 7] 前記光ファイバ伝送路から受信した光アナログ波形をデジタル信号に変換するアナログデジタル変換器と、

前記アナログデジタル変換器が出力する前記デジタル信号が持つ前記光ファイバ伝送路の波長分散による波形歪みを、請求項 1 から 6 のいずれかに記載の波長分散量推定方法で推定した前記分散補償量で補償するデジタル信号処理器と、

前記アナログデジタル変換器が出力する前記デジタル信号に含まれる受信データのシンボル到来タイミングクロックを抽出し、前記シンボル到来タイミングクロックの強度を前記クロック検出値として出力するシンボルクロック抽出器と、
を備える波長分散補償回路。

[請求項 8] 請求項 7 に記載の波長分散補償回路を含む受信装置。

[図1]

Fig.1

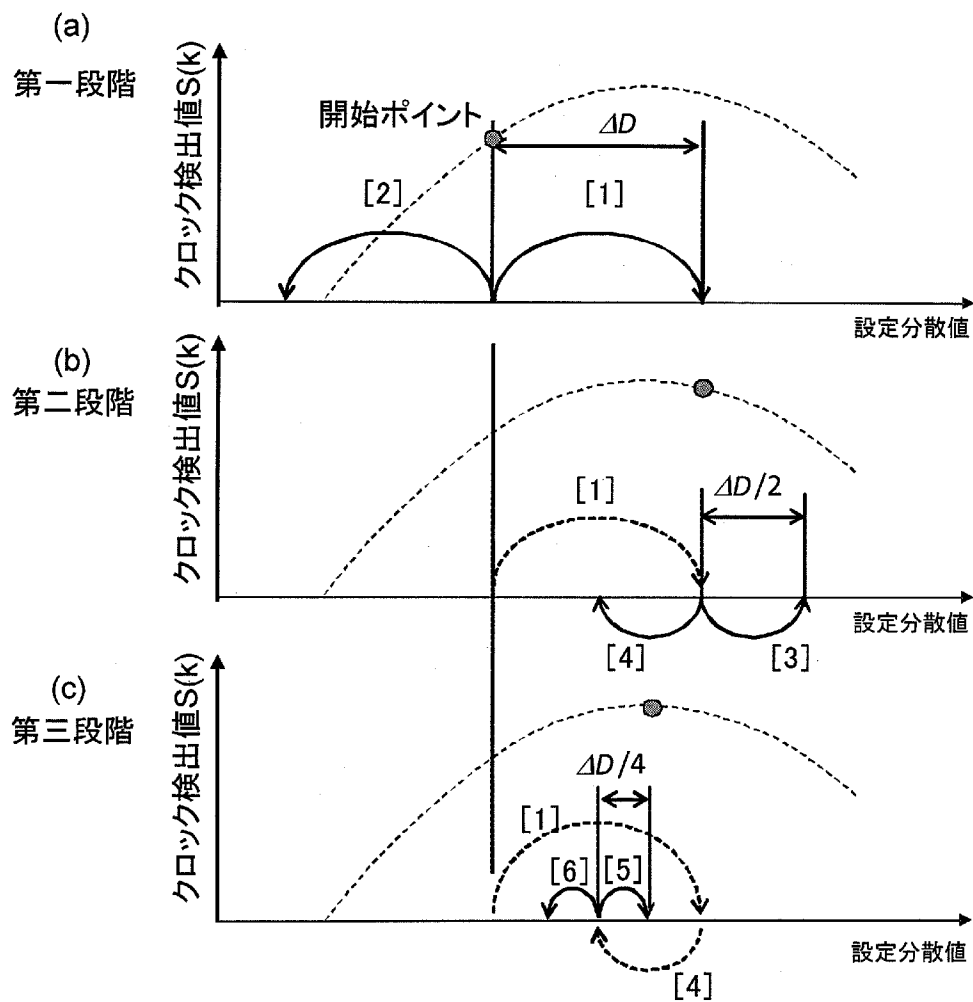
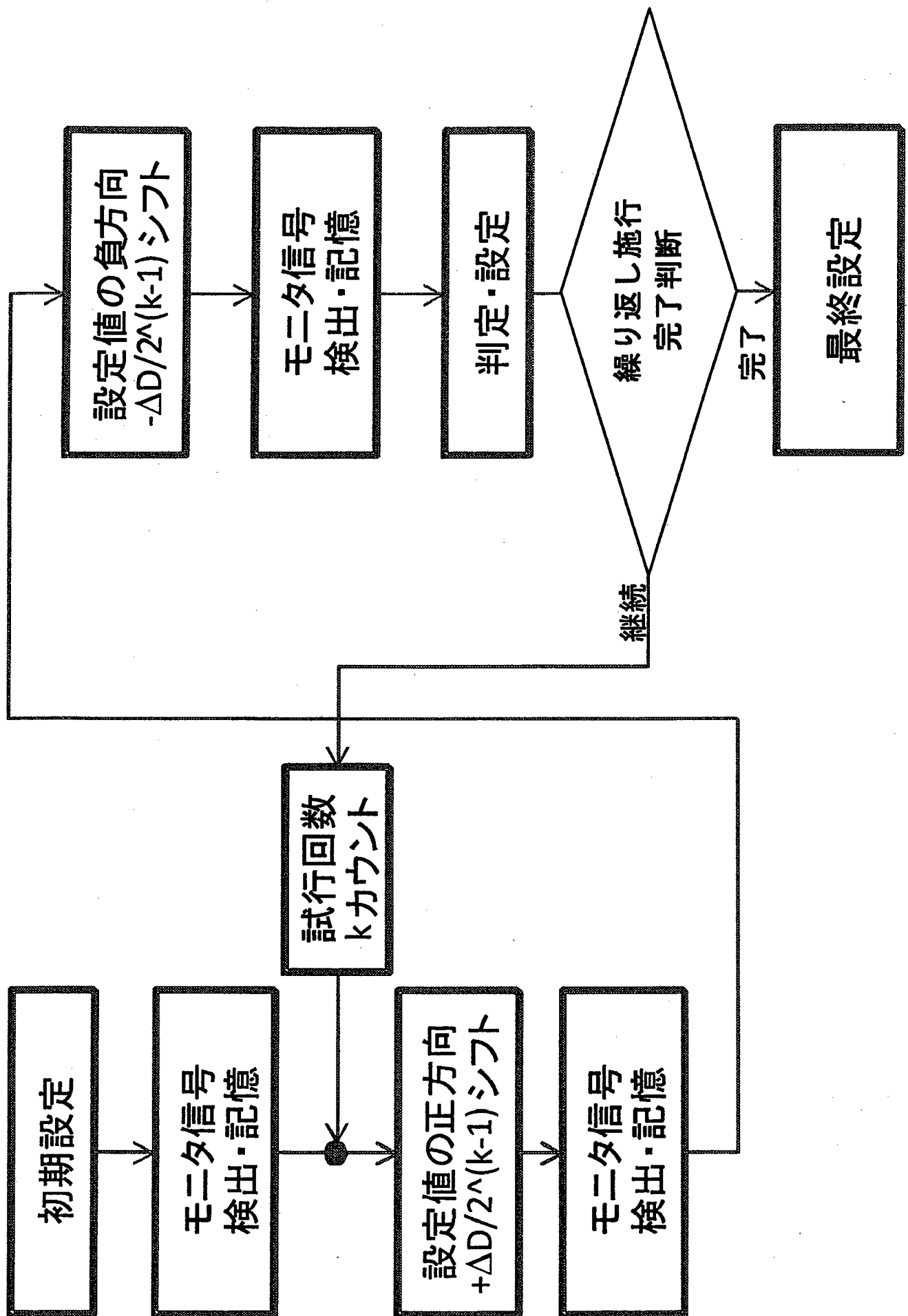


Fig.2

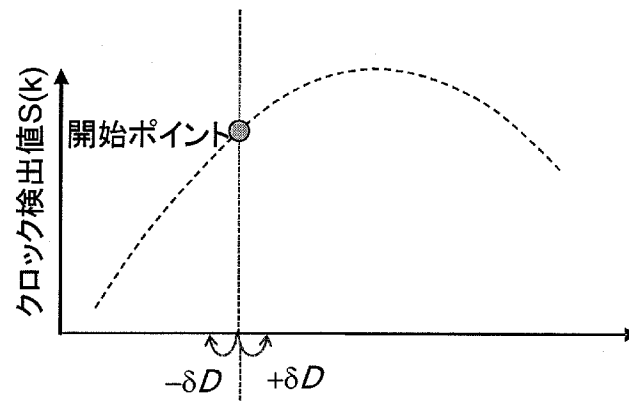


[図3]

Fig.3

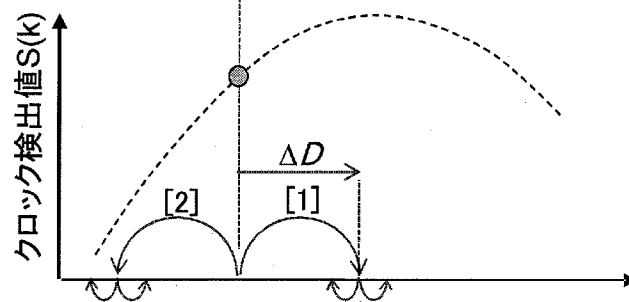
(a)

第一段階



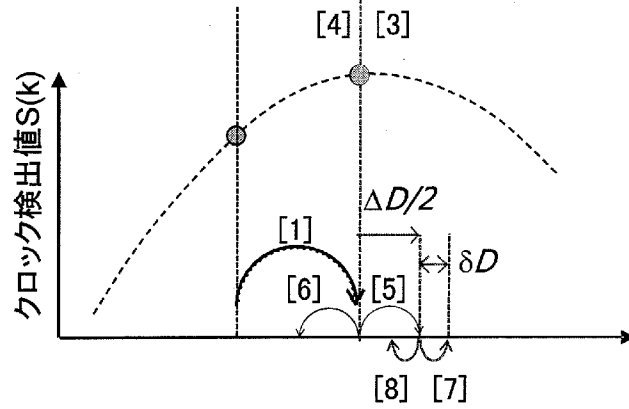
(b)

第二段階



(c)

第三段階



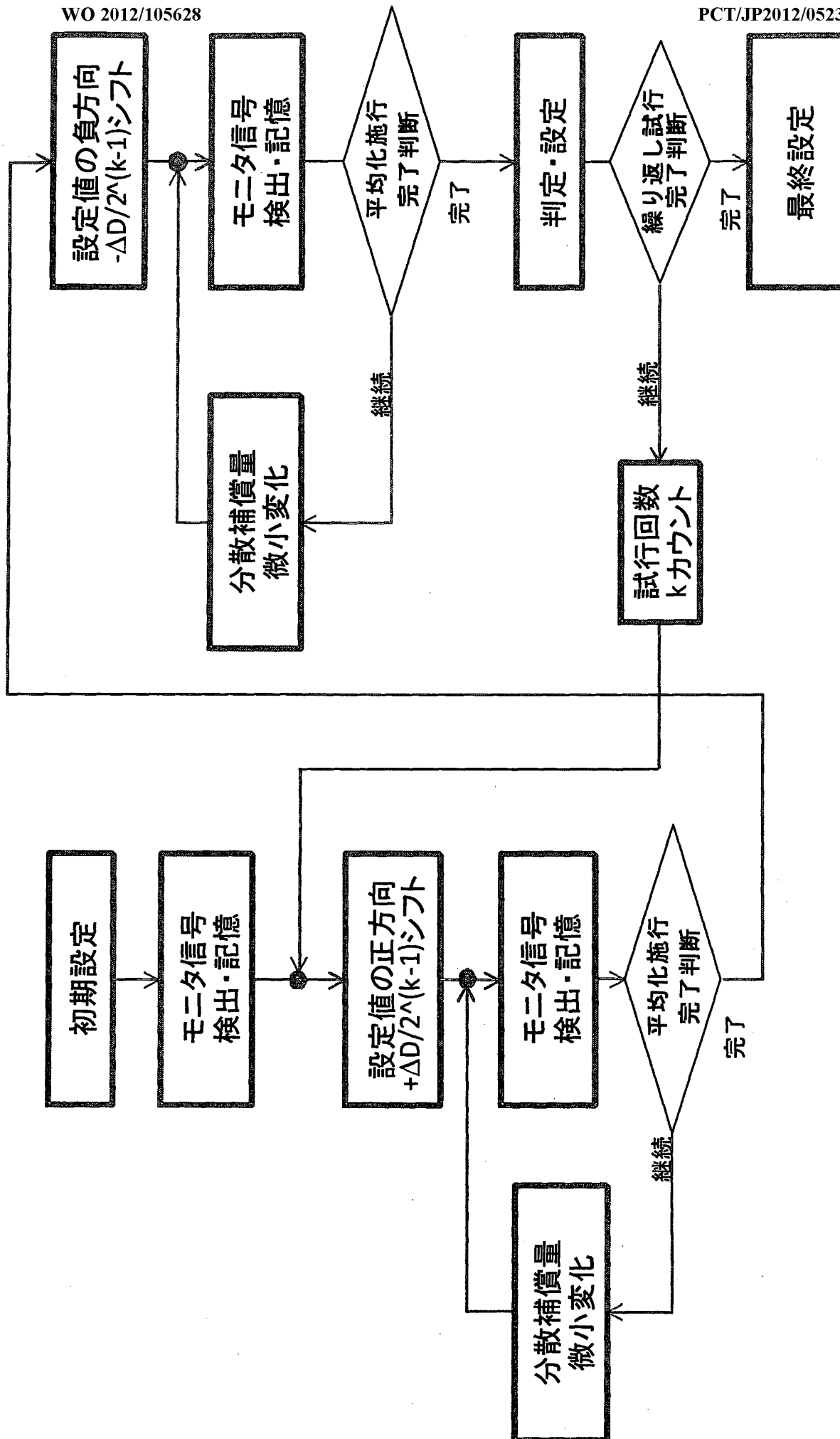
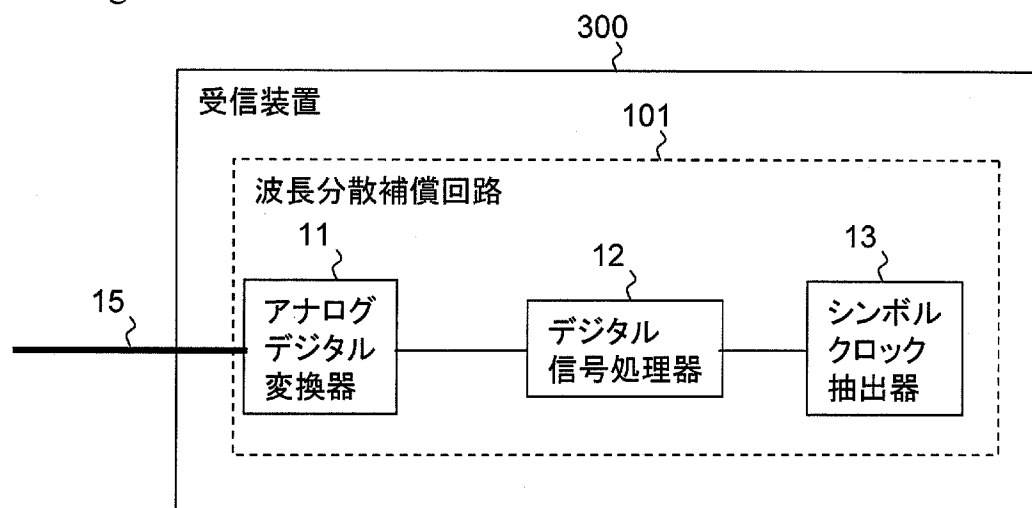


Fig.4

[図5]

Fig.5



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/052318

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04B10/02(2006.01)i, G01M11/02(2006.01)i, H04B10/18(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)

H04B10/02, G01M11/02, H04B10/18

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	1996-2012
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2012	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2012

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

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	WO 99/48231 A1 (Fujitsu Ltd.), 23 September 1999 (23.09.1999), page 6, line 27 to page 8, line 19; fig. 8 & US 2003/0163771 A1	1-3, 6-8 4-5
Y A	JP 2010-178222 A (Fujitsu Ltd.), 12 August 2010 (12.08.2010), paragraphs [0040] to [0043], [0050] to [0055]; fig. 6, 8 & US 2010/0196017 A1 & EP 2214333 A1	1-3, 6-8 4-5
A	WO 2007/141846 A1 (Fujitsu Ltd.), 13 December 2007 (13.12.2007), paragraphs [0039] to [0096] & US 2009/0080902 A1	1-8

☐

Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐

See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"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)

"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

"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

"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

"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

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
29 February, 2012 (29.02.12)

Date of mailing of the international search report
13 March, 2012 (13.03.12)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (I P C))

Int.Cl. H04B10/02 (2006.01)i, G01M11/02 (2006.01)i, H04B10/18 (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 (I P C))

Int.Cl. H04B10/02, G01M11/02, H04B10/18

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	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 2 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 2 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 2 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)

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	WO 99/48231 A1 (富士通株式会社) 1999.09.23, 第6ページ第27行-第8ページ第19行, 図8	1-3, 6-8
A	& US 2003/0163771 A1	4-5
Y	JP 2010-178222 A (富士通株式会社) 2010.08.12, 段落【0040】 - 【0043】, 【0050】 - 【0055】, 図6, 図8	1-3, 6-8
A	& US 2010/0196017 A1 & EP 2214333 A1	4-5

☒ 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

「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
「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
「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)
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「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

「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

「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

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

2 9 . 0 2 . 2 0 1 2

国際調査報告の発送日

1 3 . 0 3 . 2 0 1 2

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (I S A / J P)

郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5

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)

後澤 瑞征

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 5 3 4

5 J

4 5 4 0

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
A	WO 2007/141846 A1 (富士通株式会社) 2007.12.13, 段落 [0039] - [0096] & US 2009/0080902 A1	1-8