

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2003 年 5 月 30 日 (30.05.2003)

PCT

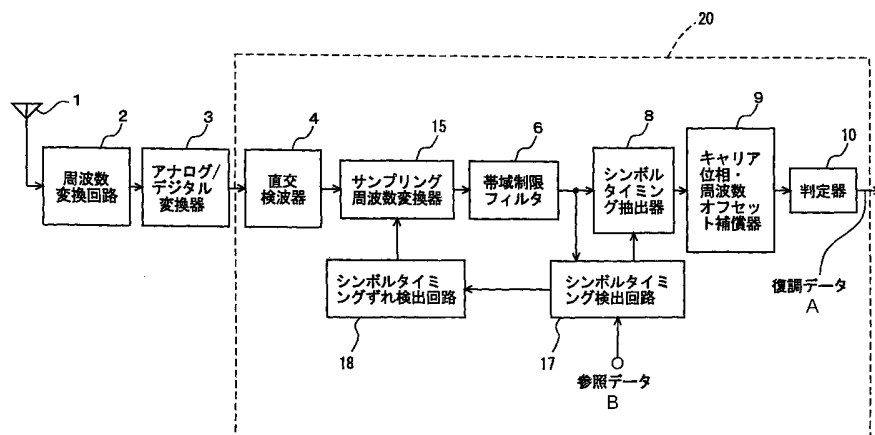
(10) 国際公開番号
WO 03/045026 A1

- (51) 国際特許分類⁷: H04L 27/00, 27/38, 7/00 (72) 発明者; および
(21) 国際出願番号: PCT/JP02/12031 (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 河合 克敏
(22) 国際出願日: 2002 年 11 月 18 日 (18.11.2002) (KAWAI, Katsutoshi) [JP/JP]; 〒574-0035 大阪府 大東
(25) 国際出願の言語: 日本語 市 三洋町 1 番 1 号 三洋テレコミュニケーションズ株式
(26) 国際公開の言語: 日本語 会社内 Osaka (JP). 正岡 伸博 (MASAOKA, Nobuhiro)
(30) 優先権データ: 〒570-8677 大阪府 守口市 京阪本通 2 丁目 5 番 5 号
特願 2001-354453 [JP/JP]; 〒570-8677 大阪府 守口市 京阪本通 2 丁目 5 番
2001 年 11 月 20 日 (20.11.2001) JP 5 号 三洋電機株式会社内 Osaka (JP).
(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 三洋電
機株式会社 (SANYO ELECTRIC CO., LTD.) [JP/JP]; 〒570-8677 大阪府 守口市 京阪本通 2 丁目 5 番 5 号
Osaka (JP). 三洋テレコミュニケーションズ株式会
社 (SANYO TELECOMMUNICATIONS CO., LTD.)
[JP/JP]; 〒574-0035 大阪府 大東市 三洋町 1 番 1 号 Osaka
(JP).
(74) 代理人: 深見 久郎, 外 (FUKAMI, Hisao et al.); 〒
530-0054 大阪府 大阪市 北区南森町 2 丁目 1 番 2 9 号
三井住友銀行南森町ビル 深見特許事務所 Osaka (JP).
(81) 指定国 (国内): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB,
BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK,
DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU,
ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT,
LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ,
OM, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ,
TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA,
ZM, ZW.

[続葉有]

(54) Title: RADIO RECEPTION APPARATUS, SYMBOL TIMING CONTROL METHOD, AND SYMBOL TIMING CONTROL PROGRAM

(54) 発明の名称: 無線受信装置、シンボルタイミング制御方法、およびシンボルタイミング制御プログラム



2...FREQUENCY CONVERTER CIRCUIT
3...ANALOG/DIGITAL CONVERTER
4...ORTHOGONAL DETECTOR
15...SAMPLING FREQUENCY CONVERTER
6...BAND LIMIT FILTER
8...SYMBOL TIMING EXTRACTOR

9...CARRIER PHASE/FREQUENCY OFFSET COMPENSATOR
10...JUDGMENT UNIT
18...SYMBOL TIMING SHIFT DETECTOR CIRCUIT
17...SYMBOL TIMING DETECTOR CIRCUIT
A...DEMODULATED DATA
B...REFERENCE DATA

(57) Abstract: In a radio reception apparatus, a digital output signal of an orthogonal detector (4) is reduced in sampling frequency by a sampling frequency converter (15) and given to a band limit filter (6). According to a correlation value obtained by a symbol timing detector circuit (17) from the output of the band limit filter (6), a symbol timing shift detector circuit (18) detects a timing shift size and direction of sampling in the sampling frequency converter (15) and adjusts the sampling timing in the sampling frequency converter (15). Thus, a symbol point of a correct timing can be extracted.

[続葉有]



(84) 指定国 (広域): ARIPO 特許 (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア特許 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ特許 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SK, TR), OAPI 特許 (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:
— 国際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

(57) 要約:

無線受信装置において、直交検波器（４）のデジタル出力信号は、サンプリング周波数変換器（１５）によってサンプリング周波数が下げられて帯域制限フィルタ（６）に与えられる。シンボルタイミングずれ検出回路（１８）は、帯域制限フィルタ（６）の出力からシンボルタイミング検出回路（１７）で得られる相関値に基づいて、サンプリング周波数変換器（１５）におけるサンプリングのタイミングのずれの大きさおよび方向を検出し、サンプリング周波数変換器（１５）におけるサンプリングのタイミングを調整する。これにより、正しいタイミングのシンボル点が抽出される。

明細書

無線受信装置、シンボルタイミング制御方法、
およびシンボルタイミング制御プログラム

5

技術分野

この発明は、無線受信装置、シンボルタイミング制御方法、およびシンボルタイミング制御プログラムに関し、より特定的には、データ通信のような高速かつ大容量の通信を実現する移動体通信システムにおいて、たとえばその基地局に用いられる、無線受信装置、シンボルタイミング制御方法、およびシンボルタイミング制御プログラムに関する。

10

背景技術

従来、PHS (Personal Handyphone System) のような移動体通信システムにおいては、変調方式として、たとえば $\pi/4$ QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 方式が採用されている。

15

図13は、そのような変調方式を採用した従来のPHSの、たとえば基地局を構成する無線受信装置の構成を示す機能ブロック図である。

20

図13を参照して、アンテナ1で受信した無線周波数のアナログ受信信号は、周波数変換回路2に与えられ、中間周波数のアナログ受信信号に変換される。この中間周波数のアナログ受信信号は、アナログ/デジタル変換器3によって所定のサンプリング周波数のデジタル受信信号に変換される。

25

このデジタル受信信号は、直交検波器4に与えられ、直交検波される。なお、正確には、直交検波器4からの出力は、同相成分(I成分)および直交成分(Q成分)からなるが、図示の便宜上、図13においては1本の信号線で示すこととする。

直交検波器4の出力は、サンプリング周波数変換器5に与えられ、サンプリング周波数変換器5は、与えられたデジタル受信信号を間欠的にサンプリングすることによって(信号を間引くことによって)、デジタル受信信号のサンプリング

周波数をより低いサンプリング周波数に変換している。

サンプリング周波数変換器 5 のデジタル信号出力は、帯域制限のために帯域制限フィルタ 6 に与えられる。帯域制限フィルタ 6 は、周知の F I R (Finite Impulse Response) フィルタなどで構成されるローパスフィルタである。

5 帯域制限フィルタ 6 の出力は、シンボルタイミング検出回路 7 に与えられるとともに、シンボルタイミング抽出器 8 に与えられる。シンボルタイミング検出回路 7 は、帯域制限フィルタ 6 のデジタル信号出力および既知の参照データに基づいて、与えられたデジタル信号出力のうち、シンボル点の存在するタイミングを検出し、そのタイミングを示すタイミング信号をシンボルタイミング抽出器 8 に
10 与える。

シンボルタイミング抽出器 8 は、シンボルタイミング検出回路 7 からのタイミング信号に基づいて、帯域制限フィルタ 6 のデジタル信号出力のうち、シンボル点のデータを抽出する。

シンボルタイミング抽出器 8 で抽出されたシンボル点のデータは、キャリア位相・周波数オフセット補償器 9 に与えられ、キャリアの位相および周波数オフセットが補償される。
15

キャリア位相・周波数オフセット補償器 9 の出力は、判定器 10 に与えられ、周知の $\pi/4$ QPSK 方式に基づく I Q 座標平面上のシンボル点の判定がなされ、その結果が復調データとして出力される。

20 図 14 は、図 13 に示したシンボルタイミング検出回路 7 およびシンボルタイミング抽出器 8 の構成をより詳細に説明するブロック図である。

図 14 を参照して、図 13 の帯域制限フィルタ 6 から出力されたデジタル信号を構成する I 成分および Q 成分は、シンボルタイミング検出回路 7 の相関器 7 a に与えられる。相関器 7 a には、I 成分および Q 成分のそれぞれごとに、既知の参照データが与えられる。
25

相関器 7 a は、帯域制限された I 成分および Q 成分と、参照データの I 成分および Q 成分との相関値を計算し、絶対値回路 7 b は、その計算結果の実数部を二乗し、絶対値回路 7 c は、その乗算結果の虚数部を二乗する。

実数部および虚数部のそれぞれの二乗は、加算器 7 d によって加算され、相関

値の二乗として最大値検出部 7 e に与えられる。

図 1 5 は、加算器 7 d によって得られる相関値の二乗の値の変化の一例を示すグラフである。図 1 5 において、横軸は時間を、縦軸は相関値の二乗を表わしている。

- 5 最大値検出部 7 e は、図 1 5 に示したグラフにおいて、相関値の二乗が最大となるタイミングをシンボル点のタイミングとして検出して、シンボル点のタイミングを示すタイミング信号を I 成分および Q 成分のそれぞれに発生してシンボルタイミング抽出器 8 に与える。

- 10 シンボルタイミング抽出器 8 は、帯域制限フィルタ 6 からキャリア位相・周波数オフセット補償器 9 に I 成分および Q 成分の信号成分をそれぞれ供給するためのスイッチ 8 a, 8 b を含んでいる。

- すなわち、これらのスイッチ 8 a, 8 b は、最大値検出部 7 e からのタイミング信号が、シンボル点のタイミングを示すときに閉じて、帯域制限フィルタ 6 から出力される I 成分および Q 成分の信号を取り出してシンボル点の信号として出力する。それ以外の場合は、これらのスイッチ 8 a, 8 b は開いた状態にある。

このようにして、シンボルタイミング検出回路 7 およびシンボルタイミング抽出器 8 により、帯域制限されたデジタル受信信号のうち、シンボル点の信号が抽出されて後段の回路により復号処理を受けることになる。

- 20 ところで、図 1 3 に示した無線受信装置において、サンプリング周波数変換器 5 を設けた理由について説明する。通常、アナログ／デジタル変換器 3 から出力されるデジタル信号のサンプリング周波数は、周波数変換回路 2 の出力である中間周波数に依存し、たとえばその 2 倍以上の周波数を要する。

- 25 このため、このように高いサンプリング周波数（たとえば 80 サンプル／シンボル）のデジタル信号を、帯域制限フィルタ 6 によって帯域制限しようとする、帯域制限フィルタ 6 を構成する F I R フィルタにおけるデジタル信号処理量が増大し、信号処理に非常に時間を要することになる。

そこで、サンプリング周波数変換器 5 を設け、直交変調器 4 のデジタル信号出力のサンプリング周波数（たとえば 80 サンプル／シンボル）をより低いサンプリング周波数（たとえば 8 サンプル／シンボル）に変換するものである。

これにより、帯域制限フィルタ 6 の信号処理量を軽減し、信号処理に要する時間を短縮することができる。

上述のようにサンプリング周波数変換器 5 を用いて、直交検波器 4 の出力信号を単にサンプリングする（間引く）だけであれば、後段のシンボルタイミング検出回路 7 およびシンボルタイミング抽出器 8 において正しいシンボル点をとらえることができなくなるという問題がある。

図 1 5 は、図 1 3 のサンプリング周波数変換器 5 における信号のサンプリングの結果、シンボルタイミング検出回路 7 の加算器 7 d によって得られる前述の相関値の二乗の値の変化の様子を模式的に示すグラフである。図 1 5 において破線で示す曲線は、直交検波器 4 から出力される高いサンプリング周波数のデジタル信号に対応するであろう相関値の二乗の値を表わし、曲線上の白丸は、サンプリング周波数変換器 5 でサンプリングされたシンボル点に対応する相関値の二乗の値を表わしている。

図 1 5 の例では、サンプリング周波数変換器 5 において、たまたまデジタル信号のピークに相当するシンボル点がサンプリングされている。すなわち、図 1 5 において上向き矢印で示したサンプリング点がたまたま正しかったことになる。

しかしながら、一般に、サンプリング周波数変換器 5 では、どのタイミングでサンプリングするかは特に認識しておらず、任意のタイミングでサンプリングが行なわれる。

図 1 6 は、図 1 3 のサンプリング周波数変換器 5 における信号のサンプリングの結果、シンボルタイミング検出回路 7 の加算器 7 d によって得られる前述の相関値の二乗の値の変化の様子その他の例を模式的に示すグラフである。図 1 6 において破線で示す曲線は、図 1 5 と同様に直交検波器 4 から出力される高いサンプリング周波数のデジタル信号に対応するであろう相関値の二乗の値を表わし、曲線上の X 印は、サンプリング周波数変換器 5 でサンプリングされたシンボル点に対応する相関値の二乗の値を表わしている。図 1 5 の例では、サンプリング周波数変換器 5 において、たまたまデジタル信号のピークに相当するシンボル点がサンプリングされていたが、図 1 6 の例ではピークに相当するシンボル点が正確にサンプリングされていない。すなわち、図 1 6 において上向き矢印で示したサン

プリング点は、図 1 5 に示した正しいサンプリングタイミングからずれていることになる。

5 サンプリング周波数変換器 5 におけるサンプリングタイミングは特に制御されていなかったため、図 1 6 に示すようなずれたタイミングでのサンプリングが行われることがあり、後段のシンボルタイミング検出回路に与えられていた。

しかし、PHS のような従来の移動体通信システムでは、一般に、変調方式として、周知の $\pi/4$ QPSK 方式が採用されているため、このようにサンプリングされたシンボル点のタイミングが本来のタイミングからずれていても、信号処理時に受信エラーなどは発生していなかった。

10 より詳細に説明すると、 $\pi/4$ QPSK 変調方式では、周知のように I Q 座標平面上で各象限ごとに 1 つのシンボル点が配置されるだけである。すなわち、この方式では各象限に 1 つしかシンボル点がないため、たとえシンボル点のタイミングが若干ずれていても、シンボル点が本来の象限内にある限り当該シンボル点と正しく認識され、後段の信号処理に受信エラーが生じることはなかった。

15 ところで、最近の移動体通信システムでは、データ通信のように、従来の音声通信に比べて高品質、大容量の伝送が要求されるようになっており、そのために上述の $\pi/4$ QPSK 方式に比べてより多値の変調方式の適用が検討されている。

20 このような多値変調方式の一例として、周知の 16 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 方式が既にある種のデータ通信で実用化されている。この 16 QAM 方式では、周知のように I Q 座標平面上で各象限ごとに 4 個格子状に配置された、座標平面全体で合計 16 個の信号点のいずれかに受信信号のシンボル点に対応している。

25 このため、PHS の変調方式としてこの 16 QAM 方式を採用した場合、図 1 6 に示すようにシンボル点のサンプリングのタイミングが不適切であれば、I Q 座標平面のある象限に格子状に配された 4 個のシンボル点のいずれかに本来対応するシンボルが隣接する別のシンボル点と誤認され、後段の信号処理において受信エラーが生じるという問題があった。

それゆえに、この発明の目的は、移動体通信システムにおいて、高速かつ大容量の伝送を可能にするために多値変調方式を採用した場合でも、シンボル点のサ

ンプリングタイミングのずれに起因する受信エラーの発生を防止した、無線受信装置、シンボルタイミング制御方法、およびシンボルタイミング制御プログラムを提供することである。

5 発明の開示

この発明の1つの局面によれば、多値変調された信号を受信しデジタル処理する無線受信装置は、信号変換手段と、周波数変換手段と、シンボルタイミング検出手段と、信号抽出手段と、信号処理手段と、タイミングずれ検出手段とを備える。信号変換手段は、受信した信号を第1のサンプリング周波数を有する第1のデジタル信号に変換する。周波数変換手段は、第1のデジタル信号をサンプリングして、第2のサンプリング周波数を有する第2のデジタル信号に変換する。シンボルタイミング検出手段は、第2のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングを検出する。信号抽出手段は、第2のデジタル信号から、検出されたタイミングのシンボル点を抽出する。信号処理手段は、抽出されたシンボル点に対し所定のデジタル信号処理を施す。タイミングずれ検出手段は、シンボルタイミング検出手段によって検出されたシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出する。周波数変換手段は、タイミングずれ検出手段で検出されたタイミングのずれに応じて、シンボルタイミング検出手段によって正しいシンボル点のタイミングでシンボル点が検出されるように、第1のデジタル信号をサンプリングするタイミングを調整する。

好ましくは、シンボルタイミング検出手段は、第2のデジタル信号と、所定の参照信号との相関値が最大値を取るタイミングを、第2のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングと判定する。

好ましくは、タイミングずれ検出手段は、最大値の前後の相関値の大きさと、最大値の大きさとの関係に基づいて、ずれの大きさおよび方向を算出する。

好ましくは、タイミングずれ検出手段は、最大値の前後の相関値のそれぞれの大きさの二乗の差を算出し、算出された差を最大値の大きさの二乗で除算する除算手段と、除算の結果得られた値を所定の閾値と比較し、得られた値が閾値よりも大きければ得られた値を累算する累算手段と、除算手段による除算と累算手段

による累算とを所定回数繰返す反復手段と、所定回数繰返した後の累算手段の累算結果の大きさに基づいてずれの大きさを決定し、かつ累算結果の符号に基づいてずれの方向を決定する決定手段とを含む。

5 好ましくは、周波数変換手段は、第1のデジタル信号のサンプリングの基準位置を前記算出されたずれの大きさおよび方向に基づいて補正する。

好ましくは、無線受信装置は、周波数変換手段とシンボルタイミング検出手段との間に設けられ、第2のデジタル信号を帯域制限するフィルタ手段をさらに備える。

10 この発明の他の局面によれば、多値変調された信号を複数のアンテナで受信しデジタル処理する無線受信装置は、複数の信号変換手段と、複数の周波数変換手段と、シンボルタイミング検出手段と、信号抽出手段と、信号処理手段と、タイミングずれ検出手段とを備える。複数の信号変換手段は、複数のアンテナで受信した複数の信号をそれぞれ、第1のサンプリング周波数を有する複数の第1のデジタル信号に変換する。複数の周波数変換手段は、複数の第1のデジタル信号を
15 それぞれサンプリングして、第2のサンプリング周波数を有する複数の第2のデジタル信号に変換する。シンボルタイミング検出手段は、複数の第2のデジタル信号のうち信号レベルの相対的に高い第2のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングを検出する。信号抽出手段は、複数の第2のデジタル信号のうち信号レベルの相対的に高い第2のデジタル信号から、検出されたタイミングのシンボル点
20 を抽出する。信号処理手段は、抽出されたシンボル点に対し所定のデジタル信号処理を施す。タイミングずれ検出手段は、シンボルタイミング検出手段によって検出されたシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出する。複数の周波数変換手段の各々は、タイミングずれ検出手段で検出されたタイミングのずれに応じて、シンボルタイミング検出手段によって正
25 しいシンボル点のタイミングでシンボル点が検出されるように、対応する第1のデジタル信号をサンプリングするタイミングを調整する。

好ましくは、シンボルタイミング検出手段は、信号レベルの相対的に高い第2のデジタル信号と、所定の参照信号との相関値が最大値を取るタイミングを、第2のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングと判定する。

好ましくは、タイミングずれ検出手段は、最大値の前後の相関値の大きさと、最大値の大きさとの関係に基づいて、ずれの大きさおよび方向を算出する。

5 好ましくは、タイミングずれ検出手段は、最大値の前後の相関値のそれぞれの大きさの二乗の差を算出し、算出された差を最大値の大きさの二乗で除算する除算手段と、除算の結果得られた値を所定の閾値と比較し、得られた値が閾値よりも大きければ得られた値を累算する累算手段と、除算手段による除算と累算手段による累算とを所定回数繰返す反復手段と、所定回数繰返した後の累算手段の累算結果の大きさに基づいてずれの大きさを決定し、かつ累算結果の符号に基づいてずれの方向を決定する決定手段とを含む。

10 好ましくは、複数の周波数変換手段の各々は、対応する第1のデジタル信号のサンプリングの基準位置を算出されたずれの大きさおよび方向に基づいて補正する。

15 好ましくは、無線受信装置は、複数の周波数変換手段とシンボルタイミング検出手段との間に設けられ、複数の第2のデジタル信号をそれぞれ帯域制限する複数のフィルタ手段をさらに備える。

この発明のさらに他の局面によれば、多値変調された信号を複数のアンテナで受信しアダプティブアレイ処理する無線受信装置は、複数の信号変換手段と、複数の周波数変換手段と、シンボルタイミング検出手段と、複数の信号抽出手段と、信号処理手段と、タイミングずれ検出手段と、受信指向性合成手段とを備える。

20 複数の信号変換手段は、複数のアンテナで受信した複数の信号をそれぞれ、第1のサンプリング周波数を有する複数の第1のデジタル信号に変換する。複数の周波数変換手段は、複数の第1のデジタル信号をそれぞれサンプリングして、第2のサンプリング周波数を有する複数の第2のデジタル信号に変換する。シンボルタイミング検出手段は、複数の第2のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングを検出する。複数の信号抽出手段は、複数の第2のデジタル信号からシンボル点を抽出する。信号処理手段は、抽出されたシンボル点に対し所定のデジタル信号処理を施す。タイミングずれ検出手段は、シンボルタイミング検出手段によって検出されたシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出する。受信指向性合成手段は、複数の第2のデジタル信号にアダプ

25

タイプアレイ処理を施して、受信指向性が制御されたアレイ合成出力を形成する。シンボルタイミング検出手段は、アレイ合成出力と、所定の参照信号との相関値に関するデータを算出してタイミングずれ検出手段に与える。タイミングずれ検出手段は、シンボルタイミング検出手段から与えられる相関値に関するデータの、
5 最大のシンボル点の値と、最大のシンボル点の前後の値とに2次曲線近似を施すことにより、最大のシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出し、かつ検出したタイミングのずれに基づき、複数の周波数変換手段の複数の第1のデジタル信号のサンプリングのタイミングを制御し、かつ複数の信号抽出手段のシンボル点抽出のタイミングを制御する。

10 この発明のさらに他の局面によれば、多値変調された信号を受信しデジタル処理する無線受信装置におけるシンボルタイミング制御方法は、受信した信号を第1のサンプリング周波数を有する第1のデジタル信号に変換するステップと、第1のデジタル信号をサンプリングして、第2のサンプリング周波数を有する第2のデジタル信号に変換するステップと、第2のデジタル信号におけるシンボル点の
15 タイミングを検出するステップと、第2のデジタル信号から、検出されたタイミングのシンボル点を抽出するステップと、抽出されたシンボル点に対し所定のデジタル信号処理を施すステップと、検出されたシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出するステップとを備える。第1のデジタル信号をサンプリングするステップは、検出されたタイミングのずれに応じて、正しいシンボル点のタイミングでシンボル点が検出されるように、第1の
20 デジタル信号をサンプリングするタイミングを調整する。

好ましくは、シンボル点のタイミングを検出ステップは、第2のデジタル信号と、所定の参照信号との相関値が最大値を取るタイミングを、第2のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングと判定する。

25 好ましくは、タイミングのずれを検出するステップは、最大値の前後の相関値の大きさと、最大値の大きさとの関係に基づいて、ずれの大きさおよび方向を算出する。

好ましくは、タイミングのずれを検出するステップは、最大値の前後の相関値のそれぞれの大きさの二乗の差を算出し、算出された差を最大値の大きさの二乗

で除算するステップと、除算の結果得られた値を所定の閾値と比較し、得られた値が閾値よりも大きければ得られた値を累算するステップと、除算と累算とを所定回数繰返すステップと、所定回数繰返した後の累算結果の大きさに基づいてずれの大きさを決定し、かつ累算結果の符号に基づいてずれの方向を決定するステップとを含む。

好ましくは、第1のデジタル信号をサンプリングするステップは、第1のデジタル信号のサンプリングの基準位置を前記算出されたずれの大きさおよび方向に基づいて補正する。

好ましくは、シンボルタイミング制御方法は、第2のデジタル信号を帯域制限するステップをさらに備える。

この発明のさらに他の局面によれば、多値変調された信号を複数のアンテナで受信しアダプティブアレイ処理する無線受信装置におけるシンボルタイミング制御方法は、複数のアンテナで受信した複数の信号をそれぞれ、第1のサンプリング周波数を有する複数の第1のデジタル信号に変換するステップと、複数の第1のデジタル信号をそれぞれサンプリングして、第2のサンプリング周波数を有する複数の第2のデジタル信号に変換するステップと、複数の第2のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングを検出するステップと、複数の第2のデジタル信号からシンボル点を抽出するステップと、抽出されたシンボル点に対し所定のデジタル信号処理を施すステップと、検出されたシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出するステップと、複数の第2のデジタル信号にアダプティブアレイ処理を施して、受信指向性が制御されたアレイ合成出力を形成するステップとを備える。シンボル点のタイミングを検出するステップは、アレイ合成出力と、所定の参照信号との相関値に関するデータを算出するステップを含む。タイミングずれを検出するステップは、相関値に関するデータの、最大のシンボル点の値と、最大のシンボル点の前後の値とに2次曲線近似を施すことにより、最大のシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出するステップと、検出したタイミングのずれに基づき、複数の第1のデジタル信号のサンプリングのタイミングを制御し、かつシンボル点抽出のタイミングを制御するステップとを含む。

この発明のさらに他の局面によれば、多値変調された信号を受信しデジタル処理する無線受信装置におけるシンボルタイミング制御プログラムは、コンピュータに、受信した信号を第1のサンプリング周波数を有する第1のデジタル信号に変換するステップと、第1のデジタル信号をサンプリングして、第2のサンプリング周波数を有する第2のデジタル信号に変換するステップと、第2のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングを検出するステップと、第2のデジタル信号から、検出されたタイミングのシンボル点を抽出するステップと、抽出されたシンボル点に対し所定のデジタル信号処理を施すステップと、検出されたシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出するステップとを実行させる。第1のデジタル信号をサンプリングするステップは、検出されたタイミングのずれに応じて、正しいシンボル点のタイミングでシンボル点

5
10
15
20
25

が検出されるように、第1のデジタル信号をサンプリングするタイミングを調整する。

好ましくは、シンボル点のタイミングを検出ステップは、第2のデジタル信号と、所定の参照信号との相関値が最大値を取るタイミングを、第2のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングと判定する。

好ましくは、タイミングのずれを検出するステップは、最大値の前後の相関値の大きさと、最大値の大きさとの関係に基づいて、ずれの大きさおよび方向を算出する。

好ましくは、タイミングのずれを検出するステップは、最大値の前後の相関値のそれぞれの大きさの二乗の差を算出し、算出された差を最大値の大きさの二乗で除算するステップと、除算の結果得られた値を所定の閾値と比較し、得られた値が閾値よりも大きければ得られた値を累算するステップと、除算と累算とを所定回数繰返すステップと、所定回数繰返した後の累算結果の大きさに基づいてずれの大きさを決定し、かつ累算結果の符号に基づいてずれの方向を決定するステップとを含む。

20
25

好ましくは、第1のデジタル信号をサンプリングするステップは、第1のデジタル信号のサンプリングの基準位置を算出されたずれの大きさおよび方向に基づいて補正する。

好ましくは、シンボルタイミング制御プログラムは、第2のデジタル信号を帯域制限するステップをさらに備える。

この発明のさらに他の局面によれば、多値変調された信号を複数のアンテナで受信しアダプティブアレイ処理する無線受信装置におけるシンボルタイミング制御プログラムは、コンピュータに、複数のアンテナで受信した複数の信号をそれぞれ、第1のサンプリング周波数を有する複数の第1のデジタル信号に変換するステップと、複数の第1のデジタル信号をそれぞれサンプリングして、第2のサンプリング周波数を有する複数の第2のデジタル信号に変換するステップと、複数の第2のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングを検出するステップと、
5 複数の第2のデジタル信号からシンボル点を抽出するステップと、抽出されたシンボル点に対し所定のデジタル信号処理を施すステップと、検出されたシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出するステップと、複数の第2のデジタル信号にアダプティブアレイ処理を施して、受信指向性が制御されたアレイ合成出力を形成するステップとを実行させる。シンボル点のタイミングを検出するステップは、アレイ合成出力と、所定の参照信号との相
10 関値に関するデータを算出するステップを含む。タイミングずれを検出するステップは、相関値に関するデータの、最大のシンボル点の値と、最大のシンボル点の前後の値とに2次曲線近似を施すことにより、最大のシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出するステップと、検出した
20 タイミングのずれに基づき、複数の第1のデジタル信号のサンプリングのタイミングを制御し、かつシンボル点抽出のタイミングを制御するステップとを含む。

したがって、この発明によれば、移動体通信システムにおいて多値変調方式を採用した場合でも、周波数変換手段におけるシンボル点のサンプリングタイミングのずれを本来の正しいタイミングに補正することにより、サンプリングタイミ
25 ングのずれに起因する受信エラーの発生を防止することができる。

図面の簡単な説明

図1は、この発明の実施の形態1による無線受信装置の構成を示す機能ブロック図である。

図 2 A および 2 B は、この発明の実施の形態 1 の原理を説明する波形図である。

図 3 は、この発明の実施の形態 1 による無線受信装置の動作を説明するフロー図である。

5 図 4 は、この発明の実施の形態 1 による無線受信装置の動作を説明するフロー図である。

図 5 は、従来の無線受信装置の動作を説明するフロー図である。

図 6 は、この発明の実施の形態 1 による無線受信装置の動作を説明するフロー図である。

10 図 7 は、この発明の実施の形態 1 による無線受信装置の P H S 基地局への適用例を示す機能ブロック図である。

図 8 は、この発明の実施の形態 2 による無線受信装置の構成を示す機能ブロック図である。

図 9 は、この発明の実施の形態 2 の原理を説明する波形図である。

15 図 1 0 ～図 1 2 は、この発明の実施の形態 2 による無線受信装置の動作を説明するフロー図である。

図 1 3 は、従来の無線受信装置の構成を示す機能ブロック図である。

図 1 4 は、図 1 3 に示したシンボルタイミング検出回路 7 およびシンボルタイミング抽出器 8 の構成を示す機能ブロック図である。

図 1 5 は、相関値の二乗の値の変化を示す図である。

20 図 1 6 は、相関値の二乗の値の変化の他の態様を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、この発明の実施の形態を図面を参照して詳しく説明する。なお、図中同一または相当部分には同一符号を付してその説明は繰返さない。

25 [実施の形態 1]

図 1 は、この発明の実施の形態 1 による、たとえば P H S のような移動体通信システムの基地局に適用される無線受信装置の構成を示す機能ブロック図である。なお、以下に説明する各実施の形態では、多値変調方式として周知の 1 6 Q A M を採用するものとする。したがって、最終段の判定部 1 0 においては 1 6 Q A M

によるシンボル点の判定がなされる。

図 1 に示した無線受信装置は、図 1 3 に示した従来の無線受信装置と以下の部分を除いて同じである。すなわち、シンボルタイミング検出回路 1 7 は、基本的に図 1 4 に示したシンボルタイミング検出回路 7 と同じ構成を有しており、図 1
5 4 の加算器 7 d から出力される相関値の二乗のデータが、最大値検出部 7 e に与えられるだけでなく、外部にも供給される。また、最大値検出部 7 e からは相関値の二乗が最大となるタイミングを示す信号が外部に供給される。

この外部に供給された相関値の二乗のデータおよび最大値タイミングデータは、シンボルタイミングずれ検出回路 1 8 に与えられる。シンボルタイミングずれ検
10 出回路 1 8 は、相関値の二乗のデータおよび最大値タイミングデータに基づいて、サンプリング周波数変換器 1 5 におけるサンプリングのタイミングを調整するタイミング信号を発生してサンプリング周波数変換器 1 5 に与える。

図 2 A および 2 B は、図 1 のシンボルタイミングずれ検出回路が、サンプリング周波数変換器 1 5 におけるサンプリングのタイミングずれを補正する原理を模
15 式的に示す波形図である。

図 2 A および 2 B はそれぞれ、図 1 5 または図 1 6 に示した、シンボルタイミング検出回路 1 7 から供給される相関値の二乗のグラフのピーク部分を拡大して示すグラフであり、白丸はそれぞれ相関値の二乗の信号点を示している。

図 2 A は、図 1 5 に示すように、サンプリング周波数変換器 1 5 において正しいタイミングでサンプリングがなされた場合の相関値の二乗のピーク部分を表わしている。この図では、最大値を示す点 a 2 が相関値の二乗のピークにあり、したがってその前後の相関値の二乗の点 a 1, a 3 がほぼ同じ大きさを有している。

これに対し、図 2 B は、図 1 6 に示すように、サンプリング周波数変換器 1 5 においてずれたタイミングでサンプリングがなされた場合の相関値の二乗のピーク部分を表わしている。この図では、最大値を示す点 b 2 が相関値の二乗のピークではなく、したがってその前後の相関値の二乗の点 b 1, b 3 は大きさが異な
25 っている。

このことから、相関値の二乗の最大値 (a 2, b 2) の前後の 2 つの相関値の

二乗 (a_1 および a_3 , b_1 および b_3) の差の大きさおよび変化の方向を検出することによって、相関値の最大値がピークの位置からどちらの方向にどれだけずれているのか、すなわちサンプリング周波数変換器 15 のサンプリングのタイミングが本来のタイミングからどちらの方向にどれだけずれているかを判定することができる。

そして、検出されたずれの大きさおよび方向だけ、サンプリング周波数変換器 15 のサンプリングのタイミングを補正すれば、正しいタイミングでシンボル点を抽出することができるようになる。

図 1 に示した無線受信装置の構成のうち、直交検波器 4 から後段の機能は、たとえばデジタル・シグナル・プロセッサ (DSP) などのデジタル信号処理部 20 を用いてソフトウェアで実現することができる。上述のこの発明の実施の形態 1 による無線受信装置の動作は、実際には、図 3, 図 4 および図 6 に示すフロー図に従ってソフトウェアで実行されるものである。この DSP 20 は、以下の各フロー図の各ステップを備えるプログラムを図示しないメモリから読み出して実行する。このプログラムは、外部からインストールすることができる。

図 3 は、図 1 のシンボルタイミング検出回路 17 における相関値の大きさの二乗のデータ、およびその最大値のタイミングを検出する動作を示すフロー図である。

図 3 を参照して、ステップ S 1 において、相関値計算ポジションに開始位置を入れる。そして、ステップ S 2 において、相関値計算ポジションが終了位置であるか否かが判定される。

終了位置でないと判定されると、ステップ S 3 に進み、相関値計算ポジションのデジタル受信信号と既知の参照データとの複素乗算および複素加算により、相関値およびその大きさの二乗値が求められる。

次に、ステップ S 4 において、相関値計算ポジションを次の位置にする。

ステップ S 2 において、相関値計算ポジションが終了位置になったことが判定されるまで、ステップ S 3 および 4 の処理が繰り返され、終了位置になったことが判定されると、ステップ S 5 において、相関値の大きさの二乗が最大となるタイミング位置が見出される。

図4は、図1のシンボルタイミング検出回路18におけるサンプリングタイミング変更データを形成する動作を示すフロー図である。

まず、ステップS11において、図3の処理で得られた、相関値の大きさの二乗のデータと、その最大値のタイミング位置を示すデータとを取得する。

5 次に、ステップS12において、最大値の前後の相関値の二乗の大きさの差を求め、その差を、相関値の二乗の大きさの最大値で除算する。そしてその結果を α とする。

次に、ステップS13において、 α が所定の閾値より大きいかな否かが判定される。大きくなければ、ステップS14において、 α の累算値である β をゼロとし、処理の回数をカウントするカウンタCNTの値をゼロとする。

一方、ステップS13において、 α が閾値より大きいと判定されると、 α の累算値である β に、今回算出された α が加算される。そしてカウンタCNTを1だけインクリメントする。

次に、ステップS16において、CNTが所定の閾値以上かな否かが判定され、
15 以上でなければ処理を終了しする。そして、図3の処理において次のデータが算出されれば、ステップS11においてそのデータを取得して、ステップS12からステップS16の処理が、CNTを1インクリメントしながら繰返される。

そして、ある回数、処理を繰返した後、ステップS16においてCNTが閾値以上になったと判定されると、ステップS17に進む。

20 ステップS17では、それまでの処理でえられた α の累算結果である β に対し、所定の係数 a を乗算した $a \times \beta$ の絶対値を、サンプリングタイミングの変化量、すなわちサンプリング周波数変換器15におけるサンプリングタイミングの補正量とする。

また、 β の符号を、サンプリングタイミングの変化方向、すなわちサンプリング周波数変換器15におけるサンプリングタイミングの補正方向とする。

図5は、対比の目的で、図13の従来のサンプリング周波数変換器5の動作を示すフロー図である。従来のサンプリング周波数変換器5では、ステップS20において、任意の基準タイミング位置から、（入力信号のサンプリング周波数） $\div$ （出力信号のサンプリング周波数）の値ごとのタイミングで、入力信号をサン

プリングして出力していた。

これに対し、図6は、図1のサンプリング周波数変換器15におけるサンプリングタイミング変更動作を示すフロー図である。

図6を参照して、まずステップS30において、図4の処理で算出された $a \times \beta$ のデータを取得する。

そして、ステップS31において、任意の基準タイミング位置に $a \times \beta$ を加えることにより、サンプリング周波数変換器15においてサンプリングを開始する基準タイミングを、シンボルタイミングずれ検出回路18によって検出されたサンプリングタイミングのずれの大きさおよび方向に関して、補正することが可能になる。

この結果、シンボルタイミング抽出器8では正しいタイミングでシンボル点が抽出され、後段の判定器10において16QAM方式により正しくシンボル点の判定がなされる。

図7は、上述の実施の形態による無線受信装置を、複数アンテナで信号を受信するPHSの基地局に適用した場合の構成を示す機能ブロック図である。

図7を参照して、図示しない4本のアンテナからそれぞれ対応する図示しない4個の周波数変換回路を介して与えられたアナログ受信信号は、対応するアナログ／デジタル変換器3a～3dによってデジタル信号に変換される。

これらのデジタル受信信号は、対応する直交検波器4a～4dに与えられ、直交検波される。

直交検波器4a～4dの出力は、サンプリング周波数変換器15a～15dに与えられ、サンプリング周波数変換器15a～15dは、与えられたデジタル受信信号を間欠的にサンプリングすることによって、デジタル受信信号のサンプリング周波数をより低いサンプリング周波数に変換している。

サンプリング周波数変換器15a～15dのデジタル信号出力は、帯域制限のために帯域制限フィルタ6a～6dに与えられる。

帯域制限フィルタ6a～6dの出力は、シンボルタイミング検出回路27に与えられるとともに、シンボルタイミング抽出器29に与えられる。シンボルタイミング検出回路27は、帯域制限フィルタ6a～6dのデジタル信号出力のうち、

受信レベルが最大の信号を選択し、そのデジタル信号および既知の参照データに基づいて、選択したデジタル信号出力のうち、シンボル点の存在するタイミングを検出し、そのタイミングを示すタイミング信号をシンボルタイミング抽出器 29 に与える。

- 5 シンボルタイミング抽出器 29 は、シンボルタイミング検出回路 27 からのタイミング信号に基づいて、帯域制限フィルタ 6 a ～ 6 d のデジタル信号出力のうち、受信レベルが最大の信号を選択し、そのデジタル信号のシンボル点のデータを抽出する。

10 シンボルタイミング抽出器 29 で抽出されたシンボル点のデータは、受信指向性制御回路 30 に与えられ、周知のアダプティブアレイ処理などにより受信信号の指向性が制御される。

受信指向性制御回路 30 の出力は、判定器 10 に与えられ、周知の 16 QAM 方式に基づく I Q 座標平面上のシンボル点の判定がなされ、その結果が復調データとして出力される。

- 15 シンボルタイミング検出回路 27 は、4 系統の受信信号のうち受信レベルが最大の信号を選択する点を除いて、図 1 のシンボルタイミング検出回路 17 と同じ動作をし、シンボルタイミングずれ検出回路 28 は、検出されたタイミング補正用の信号を、4 個のサンプリング周波数変換器 15 a ～ 15 d に共通に与える。

20 このように、この発明は、無線受信装置が複数系列設けられた基地局（たとえばアダプティブアレイ基地局）においても適用可能であり、同等の効果を奏する。

[実施の形態 2]

図 8 は、この発明の実施の形態 2 による無線受信装置の構成を示す機能ブロック図である。

- 25 図 8 に示したこの発明の実施の形態 2 は、上述の実施の形態 1 の無線受信装置を改良したものである。

すなわち、図 1 および図 7 に示した実施の形態 1 による無線受信装置では、帯域制限フィルタの出力をそのまま用いてシンボルタイミングの検出、ひいてはシンボルタイミングのずれの検出を行なっていたが、以下に説明する実施の形態 2 による無線受信装置では、複数アンテナを用いてアダプティブアレイ受信が可

能なアダプティブアレイ無線受信装置（たとえばPHSにおけるアダプティブアレイ基地局）において、受信信号のアダプティブアレイ処理の結果算出されるアレイ合成出力を用いて、シンボルタイミングの検出およびシンボルタイミングのずれの検出を行なっている。

- 5 さらに、実施の形態1におけるシンボルタイミングのずれの検出方法（図2A～図4参照）に代えて、実施の形態2では、以下に説明する2次曲線近似の方法を採用している。

これらの改良点については、以下に詳細に説明する。

- 10 まず図8を参照して、アレイアンテナを構成する4本のアンテナ1a～1dからそれぞれ対応する4個の周波数変換回路2a～2dを介して与えられたアナログ受信信号は、対応するアナログ／デジタル変換器（A/D）3a～3dによってデジタル信号に変換される。

これらのデジタル受信信号は、対応する直交検波器4a～4dに与えられ、直交検波される。

- 15 直交検波器4a～4dの出力は、サンプリング周波数変換器31a～31dに与えられ、サンプリング周波数変換器31a～31dは、与えられたデジタル受信信号を間欠的にサンプリングすることによって、デジタル受信信号のサンプリング周波数をより低いサンプリング周波数に変換している。

- 20 サンプリング周波数変換器31a～31dのデジタル信号出力はそれぞれ、帯域制限のための図示しない帯域制限フィルタを介して、対応するシンボルタイミング抽出器32a～32dに与えられるとともに、受信指向性合成回路34に与えられる。

シンボルタイミング抽出器32a～32dは、後述するように、入力デジタル信号のシンボル点のデータを抽出する。

- 25 シンボルタイミング抽出器32a～32dで抽出されたシンボル点のデータは、受信指向性制御回路33に与えられ、周知のアダプティブアレイ処理などにより受信信号の指向性が制御される。

アダプティブアレイ処理とは、無線受信装置、たとえば基地局の複数のアンテナからなるアレイアンテナで端末から受信した信号に基づいて、アンテナごとの

受信係数（ウェイト）からなる受信ウェイトベクトルを計算して適応制御することによって、特定の端末からの信号を正確に抽出する処理である。

このようなアダプティブアレイ処理を採用したアダプティブアレイ基地局においては、受信信号のシンボルごとにこのような受信ウェイトベクトルを計算する
5 受信ウェイトベクトル計算機が設けられ、この受信ウェイトベクトル計算機は、
受信信号の各フレームの先頭部分に設けられた既知の参照信号区間（ウェイト推
定区間）において、受信信号と算出された受信ウェイトベクトルとの複素乗算和
（アレイ合成出力信号）と、当該既知の参照信号との誤差の 2 乗を減少させるよ
う受信ウェイトベクトルを収束させる処理、すなわち特定の端末からの受信指向
10 性を収束させるアダプティブアレイ処理を実行する。

アダプティブアレイ処理では、このような受信ウェイトベクトルの収束を、時間や信号電波の伝搬路特性の変動に応じて適応的に行ない、受信信号中から干渉成分やノイズを除去し、特定の端末ユーザからの受信信号を抽出している。

このような受信ウェイトベクトル計算機では、アレイ合成出力信号と参照信号
15 との誤差の 2 乗に基づく最急降下法 MMSE (Minimum Mean Square Error) に
よりウェイトの学習を行うアルゴリズムである、RLS (Recursive Least
Squares) アルゴリズム、LMS (Least Mean Square) アルゴリズム、SMI
(Sample Matrix Inversion) アルゴリズムなどのアダプティブアレイアルゴ
リズムを使用している。このような RLS アルゴリズム、LMS アルゴリズム、S
20 MI アルゴリズムなどは、アダプティブアレイ処理の分野では周知の技術である。

このようなアダプティブアレイ処理を採用した無線受信装置については、たとえば、飯沼敏範他著、「アダプティブアレイアンテナ方式 PHS 基地局」、S A
N Y O T E C H N I C A L R E V I E W (三洋電機技報)、三洋電機株式会
社、2000 年 5 月 1 日発行、第 32 巻、第 1 号、p. 80-88 などに詳細に
25 開示されているので、ここではアダプティブアレイ処理の詳細についての説明は
省略する。

受信指向性制御回路 33 の出力は、判定器 10 に与えられ、周知の 16 QAM
方式に基づく I Q 座標平面上のシンボル点の判定がなされ、その結果が復調デー
タとして出力される。

一方、受信指向性制御回路 33 で上述のように算出された受信指向性形成情報、すなわち受信ウェイトベクトルは、受信指向性合成回路 34 に与えられる。また、この受信指向性合成回路 34 には、サンプリング周波数変換器 31a ~ 31d からのデジタル信号が与えられる。

5 受信指向性合成回路 34 は、サンプリング周波数変換器 31a ~ 31d からの入力デジタル信号と、受信指向性制御回路 33 からの受信ウェイトベクトルとの複素乗算和であるアレイ合成出力を形成し、シンボルタイミング検出回路 35 に与える。

10 シンボルタイミング検出回路 35 は、基本的に、図 14 に示したシンボルタイミング検出回路 7（および実施の形態 1 のシンボルタイミング検出回路 17）と同様の構成を有しており、図 14 のシンボルタイミング検出回路 7 においては、帯域制限フィルタの出力を入力として参照データとの相関値の二乗データを得ているのに対し、この実施の形態 2 では、シンボルタイミング検出回路 35 は、アレイ合成出力と参照データとの相関値の二乗データを演算してシンボルタイミングずれ検出回路 36 に与える。

15 図 9 は、シンボルタイミング検出回路 35 からシンボルタイミングずれ検出回路 36 に与えられる、アレイ合成出力と参照データとの相関値の二乗データの波形を示す図である。この波形図を参照して、この実施の形態 2 のシンボルタイミングずれ検出回路 36 によるシンボルタイミングずれの演算方法について説明する。

20 図 9 において、破線で示す曲線は、サンプリング周波数変換器 31a ~ 31d によって低くされる前の高いサンプリング周波数のデジタル信号に対応する相関値の二乗データを表わし、曲線上の X 印は、サンプリング周波数変換器 31a ~ 31d でサンプリングされたシンボル点に対応する相関値の二乗データを表わしている。

25 図 9 を参照して、X 印の二乗データのうち、ピーク値を a とし、ピークの 1 つ前の値を b とし、ピークの 1 つ後の値を c とする。そしてサンプリング点の間隔を Δt とする。

これらの 3 点を 2 次曲線近似した場合の、本来のピーク点からのシンボル点の

ずれ幅は、次式により算出される。

$$- \{ (c - b) / (c + b - 2a) \} \times (\Delta t / 2)$$

図 9 のピーク値 a のシンボルタイミングに対して、この式で表わされるずれ幅
だけずらすことにより、本来のピークに対応する正しいシンボルタイミングを得
ることができる。なお、この実施の形態 2 では、データのばらつきの影響を排除
5 するため、上述のように得られたシンボルタイミング推定値に対し、平均化処理
を施すことによりシンボルタイミングを最終的に決定する。これにより、シンボ
ルタイミング推定の精度を向上させることができる。

図 8 に戻って、シンボルタイミングずれ検出回路 36 は、上述のようにして算
10 出した正しいシンボルタイミングに基づいて、サンプリング周波数変換器 31a
～31d のサンプリングのタイミングを調整する。また、シンボルタイミングず
れ検出回路 36 は、上述のようにして算出した正しいシンボルタイミングに基づ
いて、シンボルタイミング抽出器 32a～32d のシンボル点抽出のタイミング
を調整する。これにより、正しいタイミングでシンボル点を抽出することができ
15 るようになる。

図 8 に示した無線受信装置の構成のうち、直交検波器 4a～4d から後段の機
能は、たとえばデジタル・シグナル・プロセッサ (DSP) などのデジタル信号
処理部を用いてソフトウェアで実現することができる。上述のこの発明の実施の
形態 2 による無線受信装置の動作は、実際には、図 10～図 12 に示すフロー図
20 に従ってソフトウェアで実行されるものである。この DSP は、以下の各フロー
図の各ステップを備えるプログラムを図示しないメモリから読み出して実行する。
このプログラムは、外部からインストールすることができる。

図 8 のシンボルタイミング検出回路 35 におけるアレイ合成出力と参照データ
との相関値の大きさの二乗のデータを検出する動作は、実施の形態 1 において図
25 3 に示した動作と同様であるので、ここでは説明を省略する。

図 10 のフロー図は、実施の形態 1 における図 4 のフロー図に対応し、正しい
シンボルタイミングのデータを形成する動作を示している。

図 10 を参照して、ステップ S41 において、シンボルタイミングずれ検出回
路 36 は、シンボルタイミング検出回路 35 で算出された相関値の二乗データ

(図 9) の最大値 a と、その前後の二乗データの値 b , c とをシンボルタイミング検出回路 35 から取得する。

次に、ステップ S 42 において、シンボルタイミングずれ検出回路 36 は、これらの 3 点を 2 次曲線近似した場合の、本来のピーク点からのシンボル点のずれ幅を演算する。

すなわち、前述したように、 $(c - b) \div (c + b - 2a) \times \Delta t \div 2$ で表わされるずれを算出し、その算出結果を、前回の演算の際に得られたピークのタイミングから減算する。そしてその結果を瞬時ピークタイミングとする。

ステップ S 43 において、前回の演算時のピークタイミングと瞬時ピークタイミングとの差を算出し、これに係数 α ($\alpha < 1$) を乗算したものと前回のピークタイミングに係数 $(1 - \alpha)$ を乗算したものを加えたものを今回のピークタイミングとする。

次に、ステップ S 44 において、今回のピークタイミングからシンボルタイミング抽出器 32a ~ 32d への入力値を計算する。すなわち、今回のピークタイミング値にピークタイミングのサンプリング時間を乗算したものを、シンボルタイミングのサンプリング時間で除算した結果の整数部を算出して入力値とする。

次に、ステップ S 45 において、今回のピークタイミングと、上述のシンボルタイミング抽出器への入力値とから、サンプリング周波数変換器 31a ~ 31d への入力値を算出する。すなわち、今回のピークタイミングから、シンボルタイミング抽出器への入力値をピークタイミングのサンプリング時間で除算した結果にシンボルタイミングのサンプリング時間を乗算したものを減算し、その減算結果にピークタイミングのサンプリング時間を乗算し、さらにサンプリング周波数変換器のサンプリング時間で除算した結果の整数部を算出して入力値とする。

次に、図 11 のフロー図は、実施の形態 1 における図 6 のフロー図に対応し、サンプリング周波数変換器 31a ~ 31d におけるサンプリングタイミングの変更動作を示している。

図 11 を参照して、まずステップ S 50 において、図 10 のステップ S 45 でサンプリングタイミングずれ検出回路 36 で算出されたサンプリング周波数変換器 31a ~ 31d への入力値を取得する。

次に、ステップ S 5 1 において、サンプリング周波数変換器 3 1 a ~ 3 1 d は、サンプリング周波数変換器への入力値に基づいて、入力信号のサンプリング周波数を出力信号のサンプリング周波数で除算した値ごとに、データを出力する。

次に、図 1 2 のフロー図は、サンプリングタイミング抽出器 3 2 a ~ 3 2 d に
5 おけるシンボルタイミングの抽出動作を示している。

図 1 2 を参照して、まずステップ S 6 0 において、図 1 0 のステップ S 4 4 でサンプリングタイミングずれ検出回路 3 6 で算出されたシンボルタイミング抽出器 3 2 a ~ 3 2 d への入力値を取得する。

次に、ステップ S 6 1 において、シンボルタイミング抽出器 3 2 a ~ 3 2 d は、
10 シンボルタイミング抽出器への入力値に基づいて、入力信号のサンプリング周波数をシンボルレート ($= 1 \div \text{シンボル時間}$) で除算した値ごとに、データを出力する。

以上の処理により、シンボルタイミング抽出器 3 2 a ~ 3 2 d では正しいタイミングでシンボル点が抽出され、後段の判定器 1 0 では 1 6 Q AM 方式により正
15 しくシンボル点の判定がなされる。

特に、この実施の形態 2 ではアダプティブアレイ処理によって得られたアレイ合成出力に基づいてシンボルタイミング検出を行なっている。すなわち、図 8 の受信指向性制御回路 3 3 で用いられるアダプティブアレイ技術は、複数のアンテナで得られる信号に適切な重み付けをした後、それらを合成することによって、
20 雑音や干渉波などの不要な信号成分を除去するものである。

受信指向性制御回路 3 3 から出力される受信指向性形成情報は、前述のように、このような重み付けに用いられる受信ウェイトベクトルであり、シンボルタイミング抽出器で抽出される前のデジタル信号にこのような受信ウェイトベクトルで重み付けした、不要信号成分が低減されたアレイ合成信号と、参照データとの相
25 関値を用いてシンボルタイミングの検出を行なうことにより、シンボルタイミング検出の精度を向上させることができる。

上述の各実施の形態では多値変調方式として、1 6 Q AM 方式を採用した場合について説明したが、この発明の対象となる多値変調方式は、1 6 Q AM 方式に限られるものではなく、他の多値変調方式にも適用可能である。

なお、上述の各実施の形態では、PHSの基地局にこの発明を適用した場合について説明したが、基地局に限らず、移動局にも適用できることはいうまでもない。

また、PHSは、時分割多元接続（TDMA：Time Division Multiple Access）により、時分割された各ユーザごとに上述の実施の形態による制御を行っている。しかしながらこの発明は、そのようなTDMA方式に限らず、たとえば符号分割多元接続（CDMA：Code Division Multiple Access）による移動体通信システムにも適用可能である。

また、上述の各実施の形態では、帯域制限フィルタをデジタルフィルタで実現する例を示したが、アナログBPF（バンドパスフィルタ）で実現した場合にもこの発明は適用可能である。

また、上述の各実施の形態では、複数アンテナを用いる場合として4本の場合を記したが、4本以外であってもこの発明は適用可能である。

以上のように、この発明によれば、PHSのような移動体通信システムにおいて、高速かつ大容量の伝送を可能にするために16QAMのような多値変調方式を採用した場合でも、周波数変換手段におけるシンボル点のサンプリングタイミングのずれを本来の正しいタイミングに補正することにより、サンプリングタイミングのずれに起因する受信エラーの発生を防止することができる。

20 産業上の利用可能性

以上のように、この発明に係る無線受信装置、シンボルタイミング制御方法、およびシンボルタイミング制御プログラムによれば、サンプリング周波数が低い場合でもシンボル点のサンプリングタイミングのずれを本来の正しいタイミングに補正することができるので、多値変調方式を採用した移動体通信システムの無線受信装置において特に有用である。

請求の範囲

1. 多値変調された信号を受信しデジタル処理する無線受信装置であって、

5 受信した信号を第1のサンプリング周波数を有する第1のデジタル信号に変換する信号変換手段(3)と、

前記第1のデジタル信号をサンプリングして、第2のサンプリング周波数を有する第2のデジタル信号に変換する周波数変換手段(15)と、

前記第2のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングを検出するシンボルタイミング検出手段(17)と、

10 前記第2のデジタル信号から、前記検出されたタイミングのシンボル点を抽出する信号抽出手段(8)と、

前記抽出されたシンボル点に対し所定のデジタル信号処理を施す信号処理手段(9, 10)と、

15 前記シンボルタイミング検出手段によって検出されたシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出するタイミングずれ検出手段(18)とを備え、

前記周波数変換手段は、前記タイミングずれ検出手段で検出されたタイミングのずれに応じて、前記シンボルタイミング検出手段によって正しいシンボル点のタイミングでシンボル点を検出されるように、前記第1のデジタル信号をサンプリングするタイミングを調整する、無線受信装置。

2. 前記シンボルタイミング検出手段は、前記第2のデジタル信号と、所定の参照信号との相関値が最大値を取るタイミングを、前記第2のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングと判定する、請求項1に記載の無線受信装置。

25 3. 前記タイミングずれ検出手段は、前記最大値の前後の相関値の大きさと、前記最大値の大きさとの関係に基づいて、前記ずれの大きさおよび方向を算出する、請求項2に記載の無線受信装置。

4. 前記タイミングずれ検出手段は、

前記最大値の前後の相関値のそれぞれの大きさの二乗の差を算出し、算出された差を前記最大値の大きさの二乗で除算する除算手段と、

前記除算の結果得られた値を所定の閾値と比較し、前記得られた値が前記閾値よりも大きければ前記得られた値を累算する累算手段と、

前記除算手段による除算と前記累算手段による累算とを所定回数繰返す反復手段と、

- 5 前記所定回数繰返した後の前記累算手段の累算結果の大きさに基づいて前記ずれの大きさを決定し、かつ前記累算結果の符号に基づいて前記ずれの方向を決定する決定手段とを含む、請求項 3 に記載の無線受信装置。

5. 前記周波数変換手段は、前記第 1 のデジタル信号のサンプリングの基準位置を前記算出されたずれの大きさおよび方向に基づいて補正する、請求項 3 に記載
10 の無線受信装置。

6. 前記周波数変換手段と前記シンボルタイミング検出手段との間に設けられ、前記第 2 のデジタル信号を帯域制限するフィルタ手段をさらに備える、請求項 1 に記載の無線受信装置。

7. 多値変調された信号を複数のアンテナで受信しデジタル処理する無線受信装
15 置であって、

前記複数のアンテナで受信した複数の信号をそれぞれ、第 1 のサンプリング周波数を有する複数の第 1 のデジタル信号に変換する複数の信号変換手段（3 a - 3 d）と、

- 前記複数の第 1 のデジタル信号をそれぞれサンプリングして、第 2 のサンプリング周波数を有する複数の第 2 のデジタル信号に変換する複数の周波数変換手段
20 （15 a - 15 d）と、

前記複数の第 2 のデジタル信号のうち信号レベルの相対的に高い第 2 のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングを検出するシンボルタイミング検出手段（27）と、

- 25 前記複数の第 2 のデジタル信号のうち信号レベルの相対的に高い第 2 のデジタル信号から、前記検出されたタイミングのシンボル点を抽出する信号抽出手段（29）と、

前記抽出されたシンボル点に対し所定のデジタル信号処理を施す信号処理手段（30, 10）と、

前記シンボルタイミング検出手段によって検出されたシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出するタイミングずれ検出手段（２８）とを備え、

前記複数の周波数変換手段の各々は、前記タイミングずれ検出手段で検出されたタイミングのずれに応じて、前記シンボルタイミング検出手段によって正しいシンボル点のタイミングでシンボル点が検出されるように、対応する前記第１のデジタル信号をサンプリングするタイミングを調整する、無線受信装置。

８．前記シンボルタイミング検出手段は、前記信号レベルの相対的に高い第２のデジタル信号と、所定の参照信号との相関値が最大値を取るタイミングを、前記第２のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングと判定する、請求項７に記載の無線受信装置。

９．前記タイミングずれ検出手段は、前記最大値の前後の相関値の大きさと、前記最大値の大きさとの関係に基づいて、前記ずれの大きさおよび方向を算出する、請求項８に記載の無線受信装置。

１０．前記タイミングずれ検出手段は、

前記最大値の前後の相関値のそれぞれの大きさの二乗の差を算出し、算出された差を前記最大値の大きさの二乗で除算する除算手段と、

前記除算の結果得られた値を所定の閾値と比較し、前記得られた値が前記閾値よりも大きければ前記得られた値を累算する累算手段と、

前記除算手段による除算と前記累算手段による累算とを所定回数繰返す反復手段と、

前記所定回数繰返した後の前記累算手段の累算結果の大きさに基づいて前記ずれの大きさを決定し、かつ前記累算結果の符号に基づいて前記ずれの方向を決定する決定手段とを含む、請求項９に記載の無線受信装置。

１１．前記複数の周波数変換手段の各々は、対応する前記第１のデジタル信号のサンプリングの基準位置を前記算出されたずれの大きさおよび方向に基づいて補正する、請求項９に記載の無線受信装置。

１２．前記複数の周波数変換手段と前記シンボルタイミング検出手段との間に設けられ、前記複数の第２のデジタル信号をそれぞれ帯域制限する複数のフィルタ

手段をさらに備える、請求項 7 に記載の無線受信装置。

1 3. 多値変調された信号を複数のアンテナで受信しアダプティブアレイ処理する無線受信装置であって、

5 前記複数のアンテナで受信した複数の信号をそれぞれ、第 1 のサンプリング周波数を有する複数の第 1 のデジタル信号に変換する複数の信号変換手段（3 a ～ 3 d）と、

前記複数の第 1 のデジタル信号をそれぞれサンプリングして、第 2 のサンプリング周波数を有する複数の第 2 のデジタル信号に変換する複数の周波数変換手段（3 1 a ～ 3 1 d）と、

10 前記複数の第 2 のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングを検出するシンボルタイミング検出手段（3 5）と、

前記複数の第 2 のデジタル信号からシンボル点を抽出する複数の信号抽出手段（3 2 a ～ 3 2 d）と、

15 前記抽出されたシンボル点に対し所定のデジタル信号処理を施す信号処理手段（3 3, 1 0）と、

前記シンボルタイミング検出手段によって検出されたシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出するタイミングずれ検出手段（3 6）と、

20 前記複数の第 2 のデジタル信号にアダプティブアレイ処理を施して、受信指向性が制御されたアレイ合成出力を形成する受信指向性合成手段（3 4）とを備え、

前記シンボルタイミング検出手段は、前記アレイ合成出力と、所定の参照信号との相関値に関するデータを算出して前記タイミングずれ検出手段に与え、

25 前記タイミングずれ検出手段は、前記シンボルタイミング検出手段から与えられる前記相関値に関するデータの、最大のシンボル点の値と、前記最大のシンボル点の前後の値とに 2 次曲線近似を施すことにより、前記最大のシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出し、かつ前記検出したタイミングのずれに基づき、前記複数の周波数変換手段の前記複数の第 1 のデジタル信号のサンプリングのタイミングを制御し、かつ前記複数の信号抽出手段のシンボル点抽出のタイミングを制御する、無線受信装置。

1 4. 多値変調された信号を受信しデジタル処理する無線受信装置におけるシンボルタイミング制御方法であって、

受信した信号を第1のサンプリング周波数を有する第1のデジタル信号に変換するステップと、

5 前記第1のデジタル信号をサンプリングして、第2のサンプリング周波数を有する第2のデジタル信号に変換するステップと、

前記第2のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングを検出するステップと、

10 前記第2のデジタル信号から、前記検出されたタイミングのシンボル点を抽出するステップと、

前記抽出されたシンボル点に対し所定のデジタル信号処理を施すステップと、
前記検出されたシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出するステップとを備え、

15 前記第1のデジタル信号をサンプリングするステップは、前記検出されたタイミングのずれに応じて、正しいシンボル点のタイミングでシンボル点を検出されるように、前記第1のデジタル信号をサンプリングするタイミングを調整する、シンボルタイミング制御方法。

1 5. 前記シンボル点のタイミングを検出ステップは、前記第2のデジタル信号と、所定の参照信号との相関値が最大値を取るタイミングを、前記第2のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングと判定する、請求項14に記載のシンボルタイミング制御方法。

1 6. 前記タイミングのずれを検出するステップは、前記最大値の前後の相関値の大きさと、前記最大値の大きさとの関係に基づいて、前記ずれの大きさおよび方向を算出する、請求項15に記載のシンボルタイミング制御方法。

25 1 7. 前記タイミングのずれを検出するステップは、

前記最大値の前後の相関値のそれぞれの大きさの二乗の差を算出し、算出された差を前記最大値の大きさの二乗で除算するステップと、

前記除算の結果得られた値を所定の閾値と比較し、前記得られた値が前記閾値よりも大きければ前記得られた値を累算するステップと、

前記除算と前記累算とを所定回数繰返すステップと、

前記所定回数繰返した後の累算結果の大きさに基づいて前記ずれの大きさを決定し、かつ前記累算結果の符号に基づいて前記ずれの方向を決定するステップとを含む、請求項 16 に記載のシンボルタイミング制御方法。

5 18. 前記第 1 のデジタル信号をサンプリングするステップは、前記第 1 のデジタル信号のサンプリングの基準位置を前記算出されたずれの大きさおよび方向に基づいて補正する、請求項 16 に記載のシンボルタイミング制御方法。

19. 前記第 2 のデジタル信号を帯域制限するステップをさらに備える、請求項 14 に記載のシンボルタイミング制御方法。

10 20. 多値変調された信号を複数のアンテナで受信しアダプティブアレイ処理する無線受信装置におけるシンボルタイミング制御方法であって、

前記複数のアンテナで受信した複数の信号をそれぞれ、第 1 のサンプリング周波数を有する複数の第 1 のデジタル信号に変換するステップと、

15 前記複数の第 1 のデジタル信号をそれぞれサンプリングして、第 2 のサンプリング周波数を有する複数の第 2 のデジタル信号に変換するステップと、

前記複数の第 2 のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングを検出するステップと、

前記複数の第 2 のデジタル信号からシンボル点を抽出するステップと、

前記抽出されたシンボル点に対し所定のデジタル信号処理を施すステップと、

20 前記検出されたシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出するステップと、

前記複数の第 2 のデジタル信号にアダプティブアレイ処理を施して、受信指向性が制御されたアレイ合成出力を形成するステップとを備え、

25 前記シンボル点のタイミングを検出するステップは、前記アレイ合成出力と、所定の参照信号との相関値に関するデータを算出するステップを含み、

前記タイミングずれを検出するステップは、

前記相関値に関するデータの、最大のシンボル点の値と、前記最大のシンボル点の前後の値とに 2 次曲線近似を施すことにより、前記最大のシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出するステップと、

前記検出したタイミングのずれに基づき、前記複数の第 1 のデジタル信号のサンプリングのタイミングを制御し、かつ前記シンボル点抽出のタイミングを制御するステップとを含む、シンボルタイミング制御方法。

5 2 1. 多値変調された信号を受信しデジタル処理する無線受信装置におけるシンボルタイミング制御プログラムであって、コンピュータに、

受信した信号を第 1 のサンプリング周波数を有する第 1 のデジタル信号に変換するステップと、

前記第 1 のデジタル信号をサンプリングして、第 2 のサンプリング周波数を有する第 2 のデジタル信号に変換するステップと、

10 前記第 2 のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングを検出するステップと、

前記第 2 のデジタル信号から、前記検出されたタイミングのシンボル点を抽出するステップと、

前記抽出されたシンボル点に対し所定のデジタル信号処理を施すステップと、

15 前記検出されたシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出するステップとを実行させ、

前記第 1 のデジタル信号をサンプリングするステップは、前記検出されたタイミングのずれに応じて、正しいシンボル点のタイミングでシンボル点が検出されるように、前記第 1 のデジタル信号をサンプリングするタイミングを調整する、
20 シンボルタイミング制御プログラム。

2 2. 前記シンボル点のタイミングを検出ステップは、前記第 2 のデジタル信号と、所定の参照信号との相関値が最大値を取るタイミングを、前記第 2 のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングと判定する、請求項 2 1 に記載のシンボルタイミング制御プログラム。

25 2 3. 前記タイミングのずれを検出するステップは、前記最大値の前後の相関値の大きさと、前記最大値の大きさととの関係に基づいて、前記ずれの大きさおよび方向を算出する、請求項 2 2 に記載のシンボルタイミング制御プログラム。

2 4. 前記タイミングのずれを検出するステップは、
前記最大値の前後の相関値のそれぞれの大きさの二乗の差を算出し、算出され

た差を前記最大値の大きさの二乗で除算するステップと、

前記除算の結果得られた値を所定の閾値と比較し、前記得られた値が前記閾値よりも大きければ前記得られた値を累算するステップと、

前記除算と前記累算とを所定回数繰返すステップと、

- 5 前記所定回数繰返した後の累算結果の大きさに基づいて前記ずれの大きさを決定し、かつ前記累算結果の符号に基づいて前記ずれの方向を決定するステップとを含む、請求項 2 3 に記載のシンボルタイミング制御プログラム。

- 10 2 5: 前記第 1 のデジタル信号をサンプリングするステップは、前記第 1 のデジタル信号のサンプリングの基準位置を前記算出されたずれの大きさおよび方向に基づいて補正する、請求項 2 3 に記載のシンボルタイミング制御プログラム。

2 6: 前記第 2 のデジタル信号を帯域制限するステップをさらに備える、請求項 2 1 に記載のシンボルタイミング制御プログラム。

- 15 2 7: 多値変調された信号を複数のアンテナで受信しアダプティブアレイ処理する無線受信装置におけるシンボルタイミング制御プログラムであって、コンピュータに、

前記複数のアンテナで受信した複数の信号をそれぞれ、第 1 のサンプリング周波数を有する複数の第 1 のデジタル信号に変換するステップと、

前記複数の第 1 のデジタル信号をそれぞれサンプリングして、第 2 のサンプリング周波数を有する複数の第 2 のデジタル信号に変換するステップと、

- 20 前記複数の第 2 のデジタル信号におけるシンボル点のタイミングを検出するステップと、

前記複数の第 2 のデジタル信号からシンボル点を抽出するステップと、

前記抽出されたシンボル点に対し所定のデジタル信号処理を施すステップと、

- 25 前記検出されたシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出するステップと、

前記複数の第 2 のデジタル信号にアダプティブアレイ処理を施して、受信指向性が制御されたアレイ合成出力を形成するステップとを実行させ、

前記シンボル点のタイミングを検出するステップは、前記アレイ合成出力と、所定の参照信号との相関値に関するデータを算出するステップを含み、

前記タイミングずれを検出するステップは、

前記相関値に関するデータの、最大のシンボル点の値と、前記最大のシンボル点の前後の値とに2次曲線近似を施すことにより、前記最大のシンボル点のタイミングの、正しいシンボル点のタイミングからのずれを検出するステップと、

- 5 前記検出したタイミングのずれに基づき、前記複数の第1のデジタル信号のサンプリングのタイミングを制御し、かつ前記シンボル点抽出のタイミングを制御するステップとを含む、シンボルタイミング制御プログラム。

FIG. 1

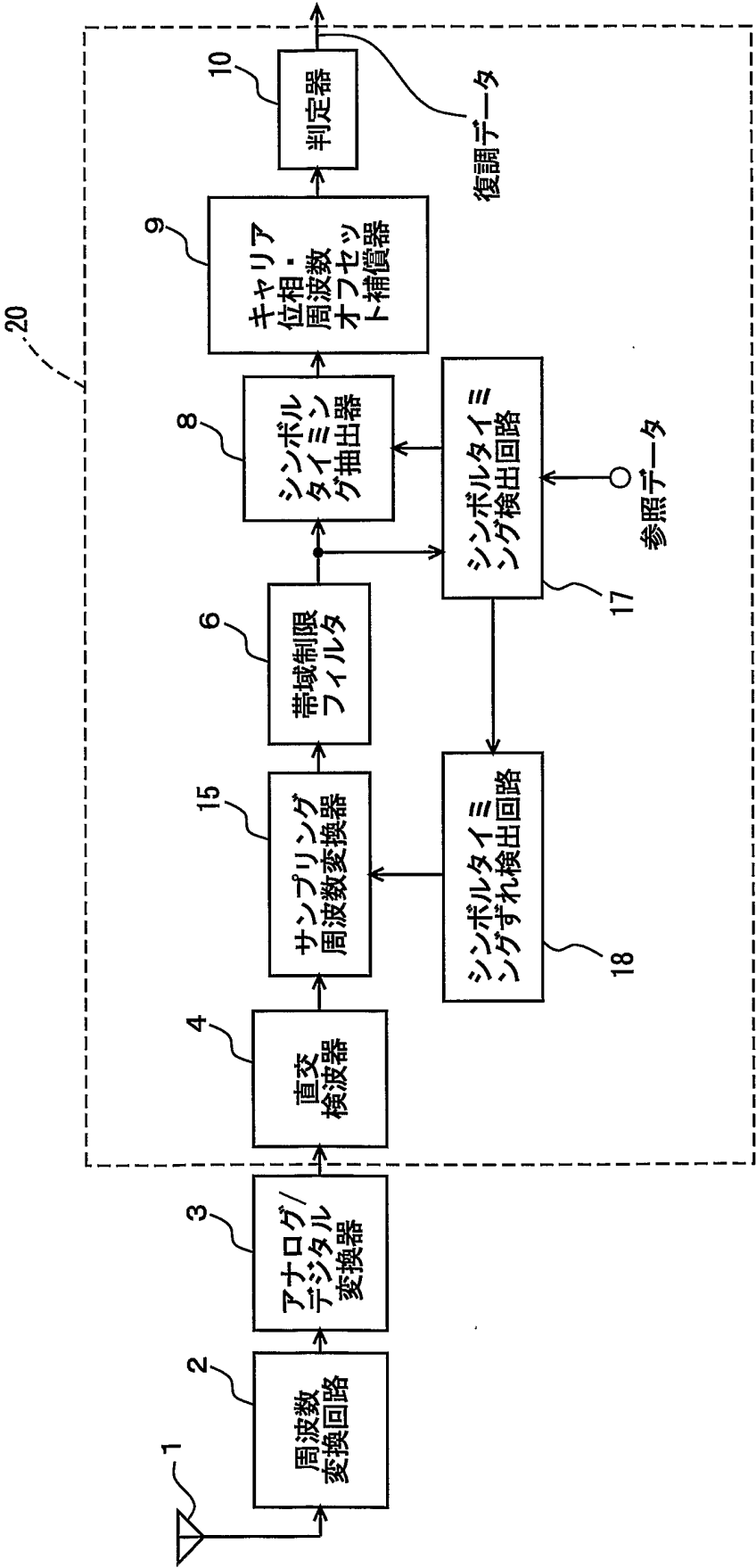


FIG. 2B

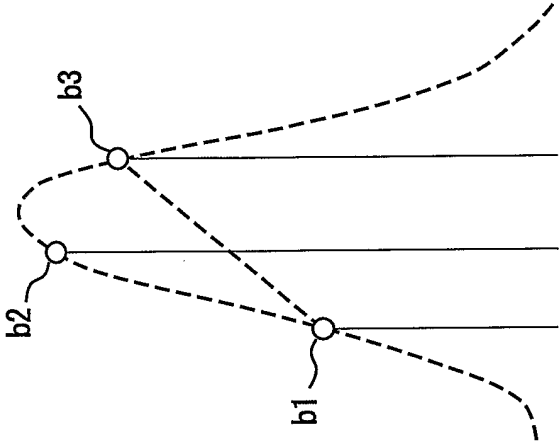


FIG. 2A

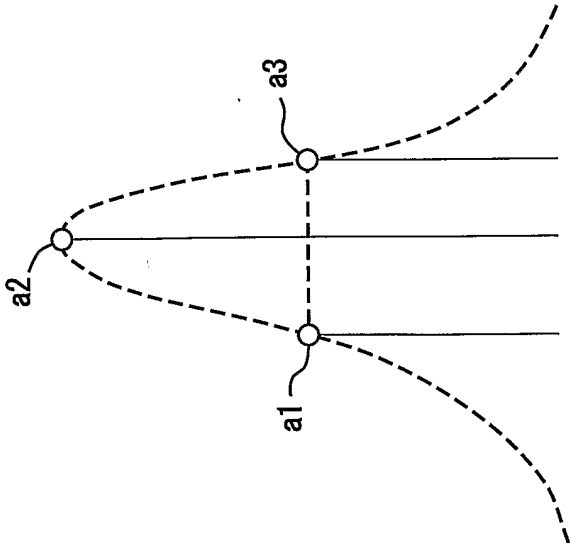


FIG. 3

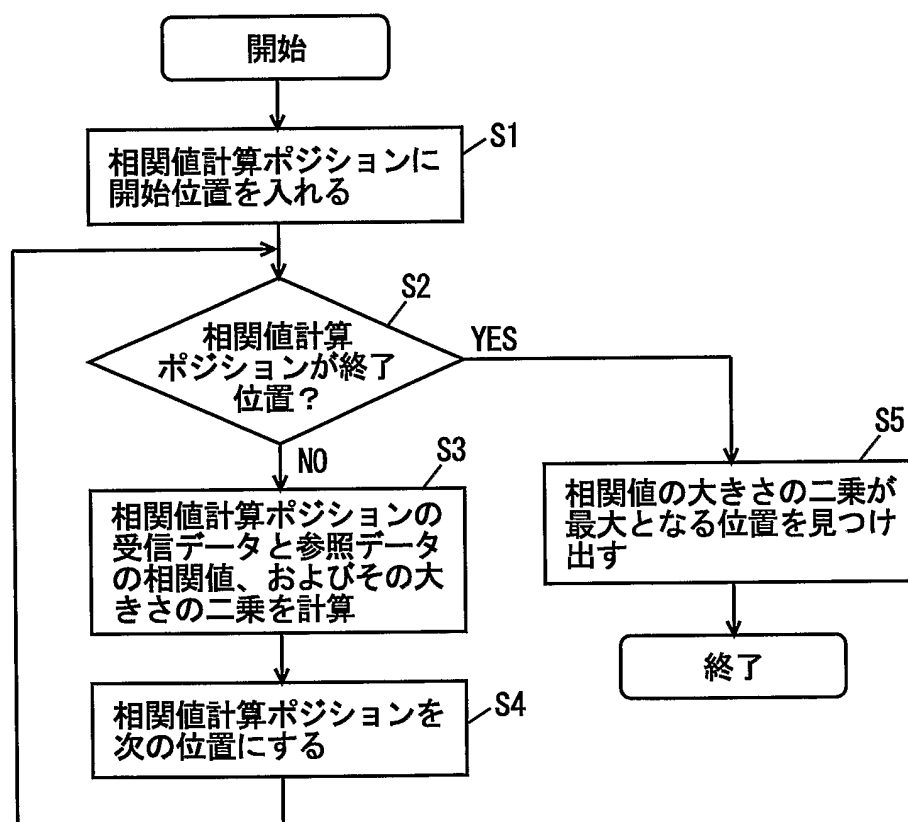


FIG. 4

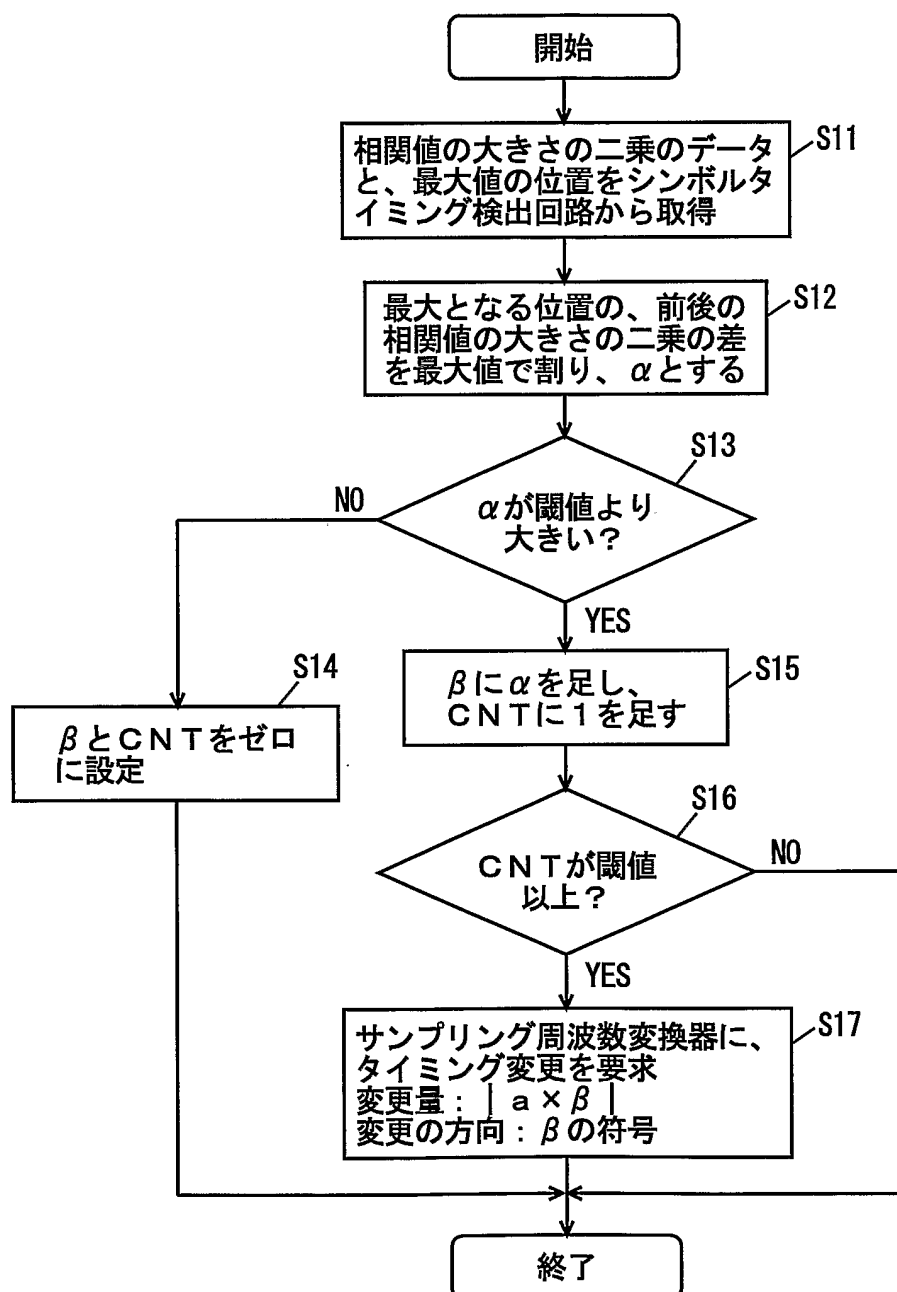


FIG. 5

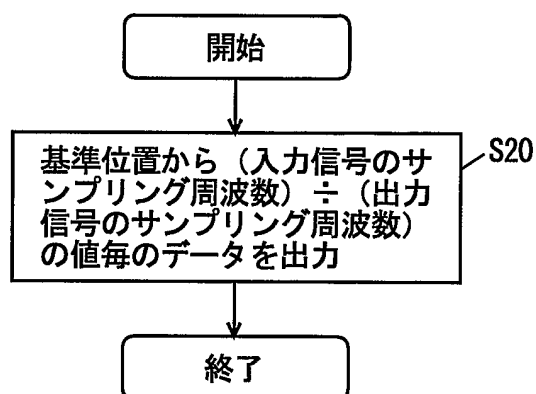


FIG. 6

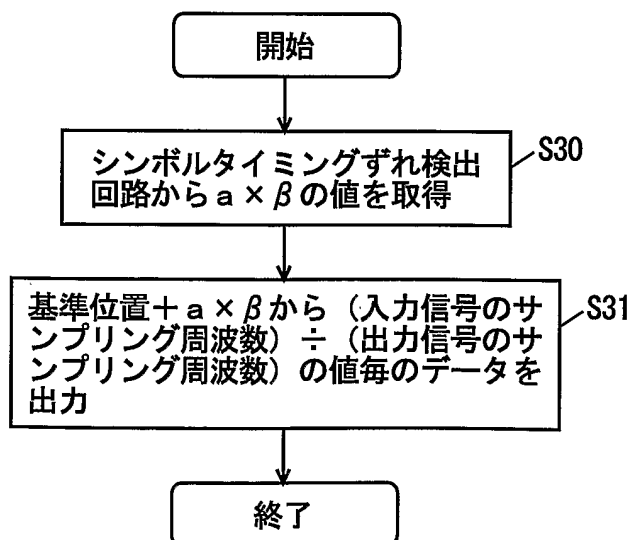


FIG. 7

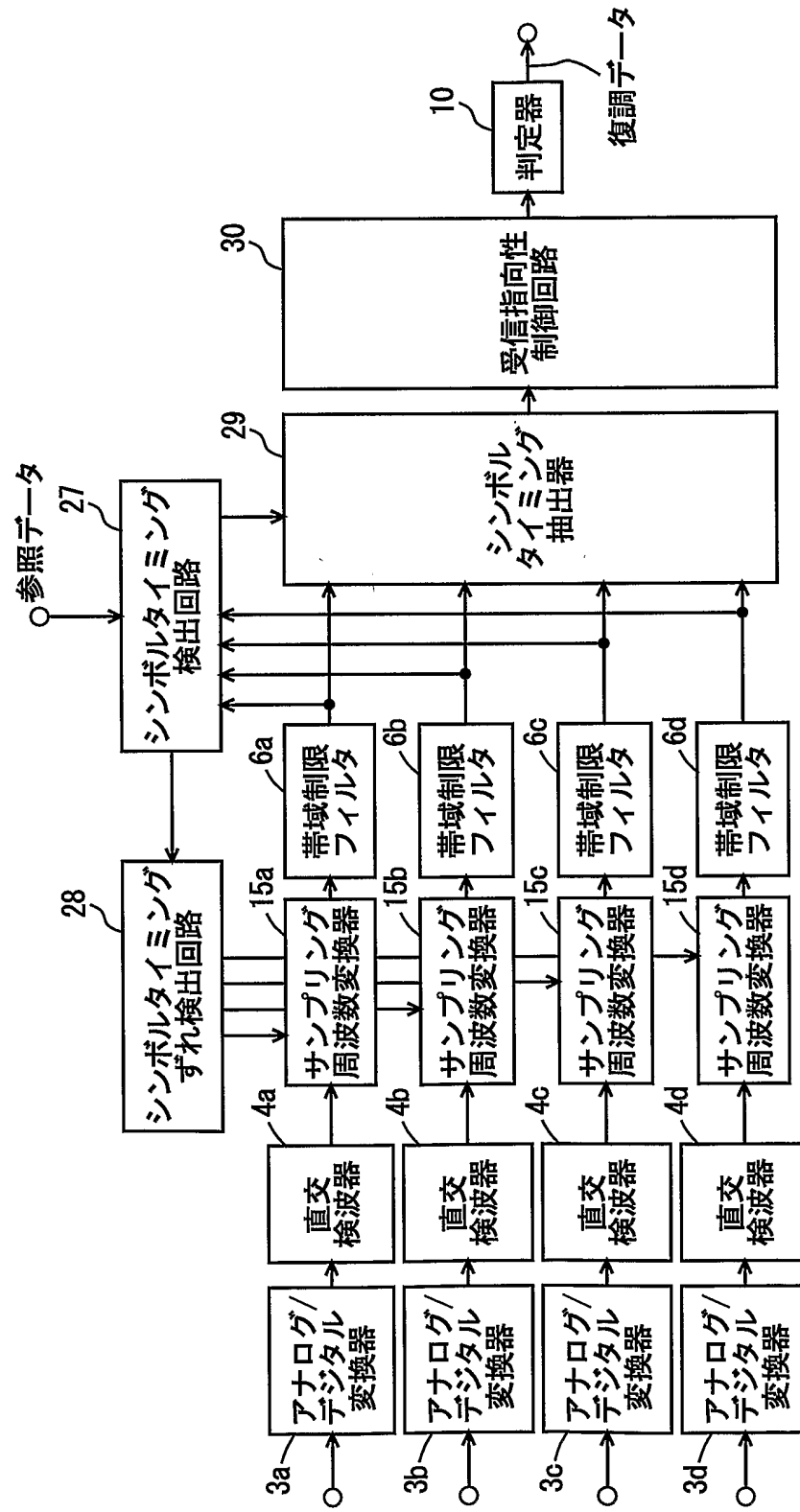


FIG. 8

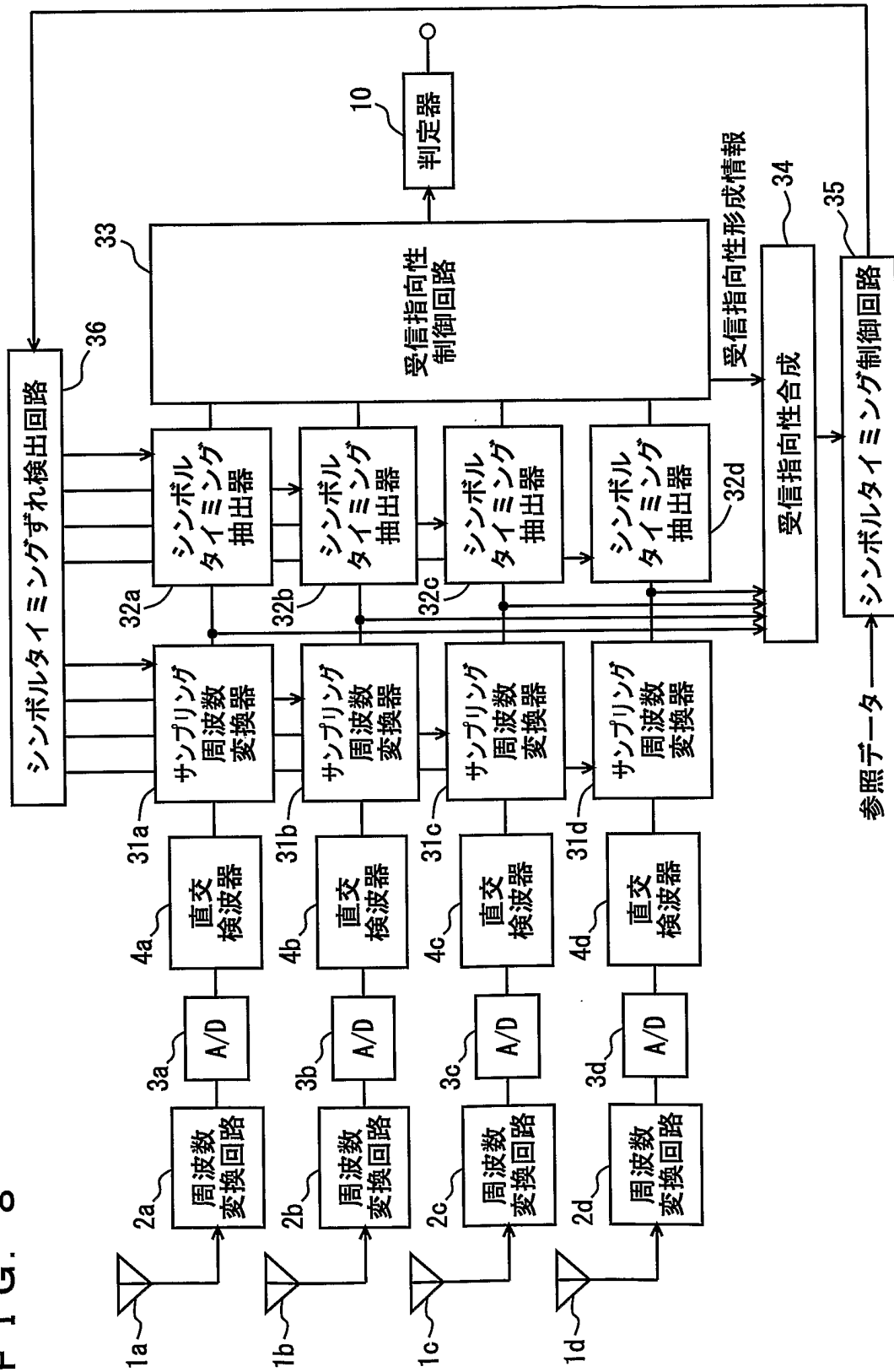


FIG. 9

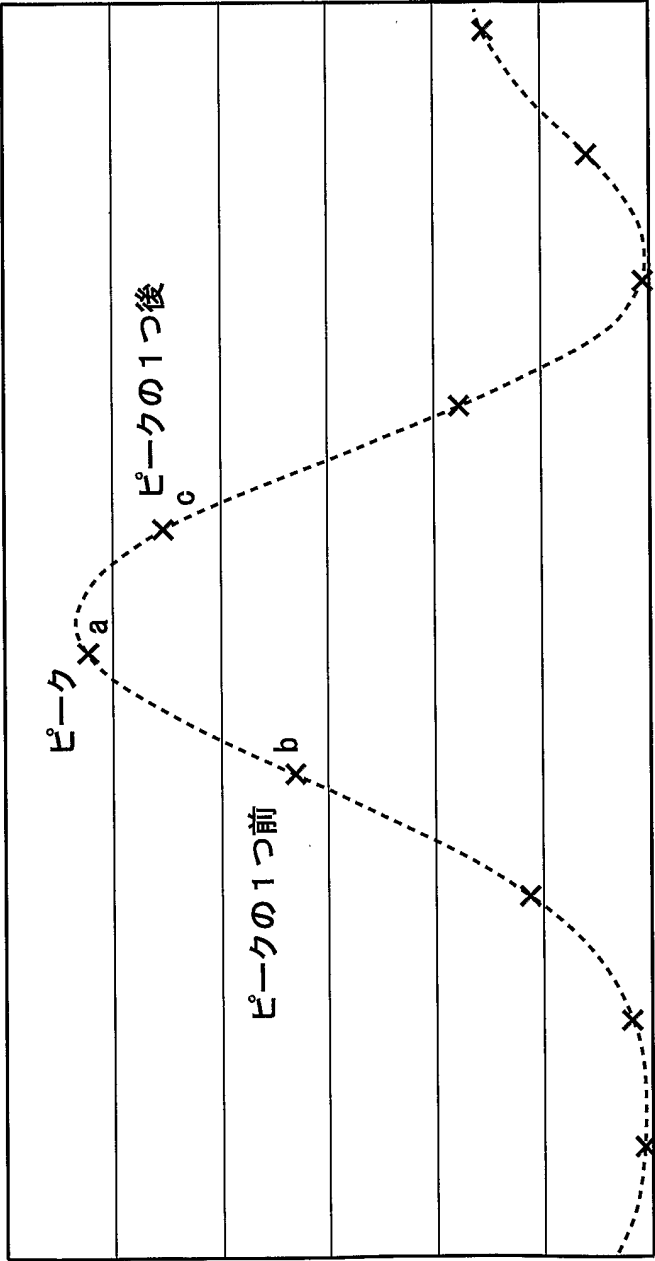


FIG. 10

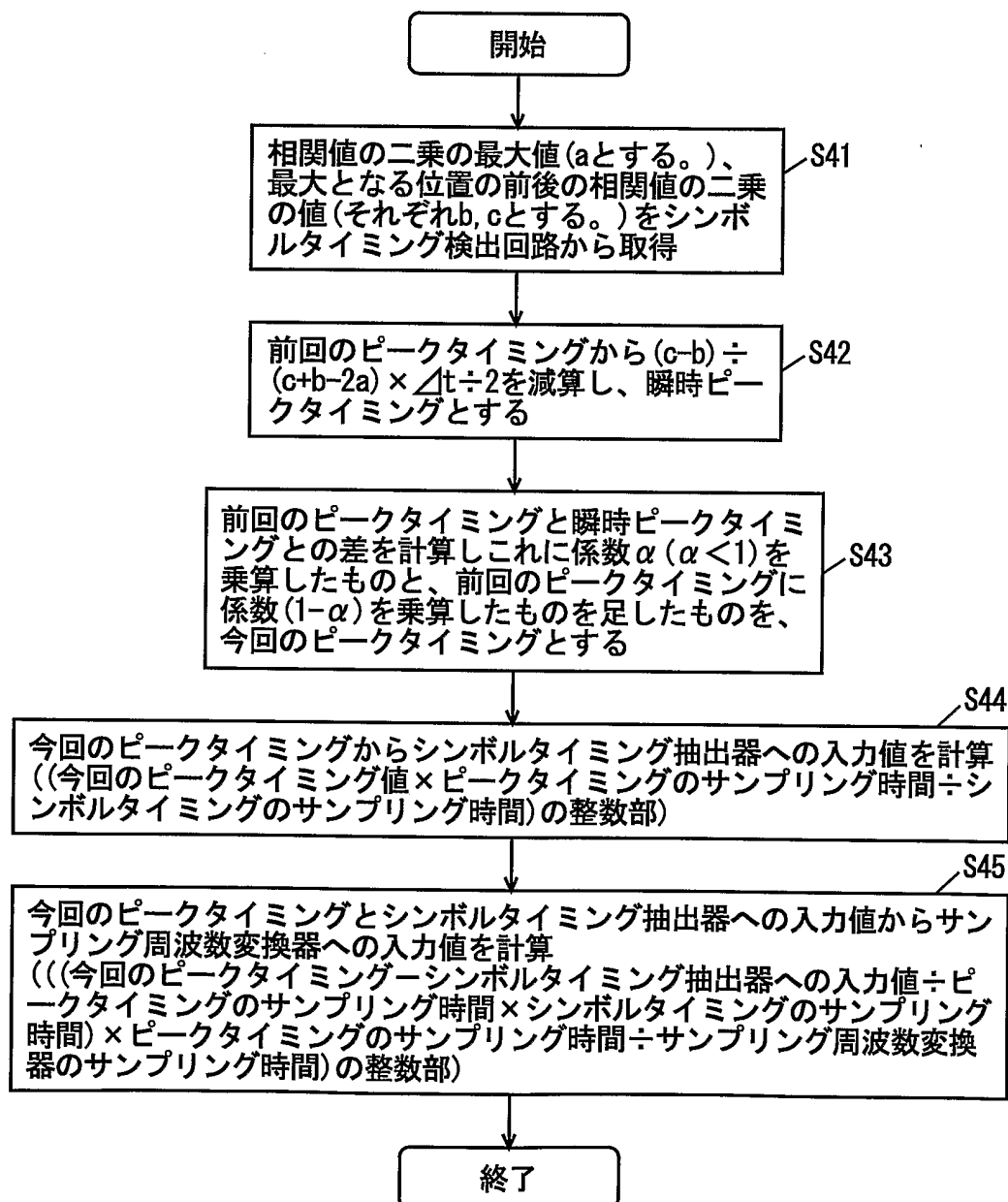


FIG. 11

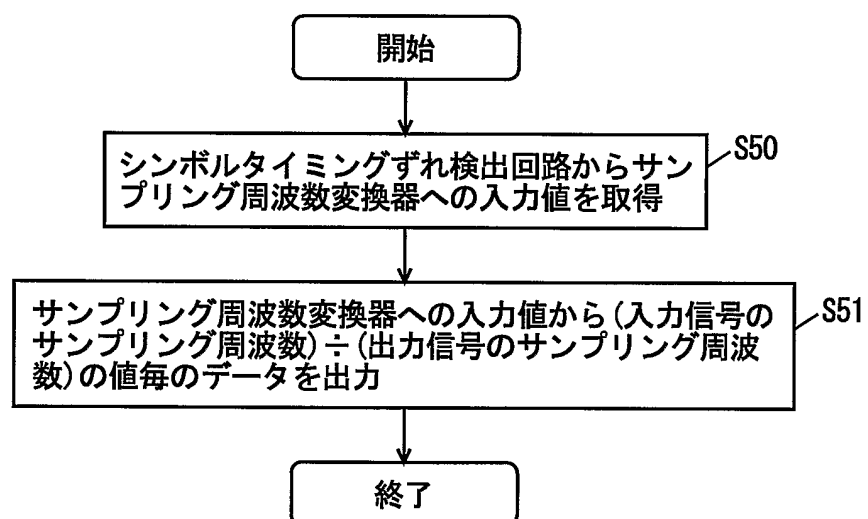


FIG. 12

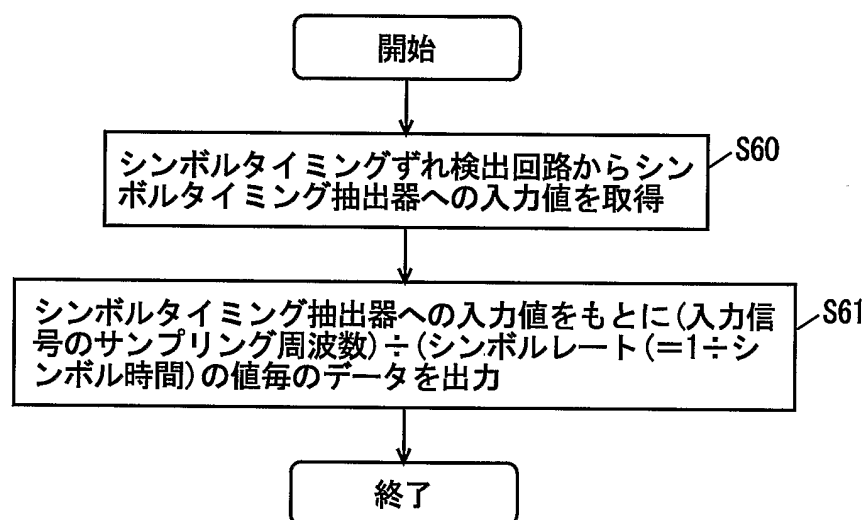


FIG. 13

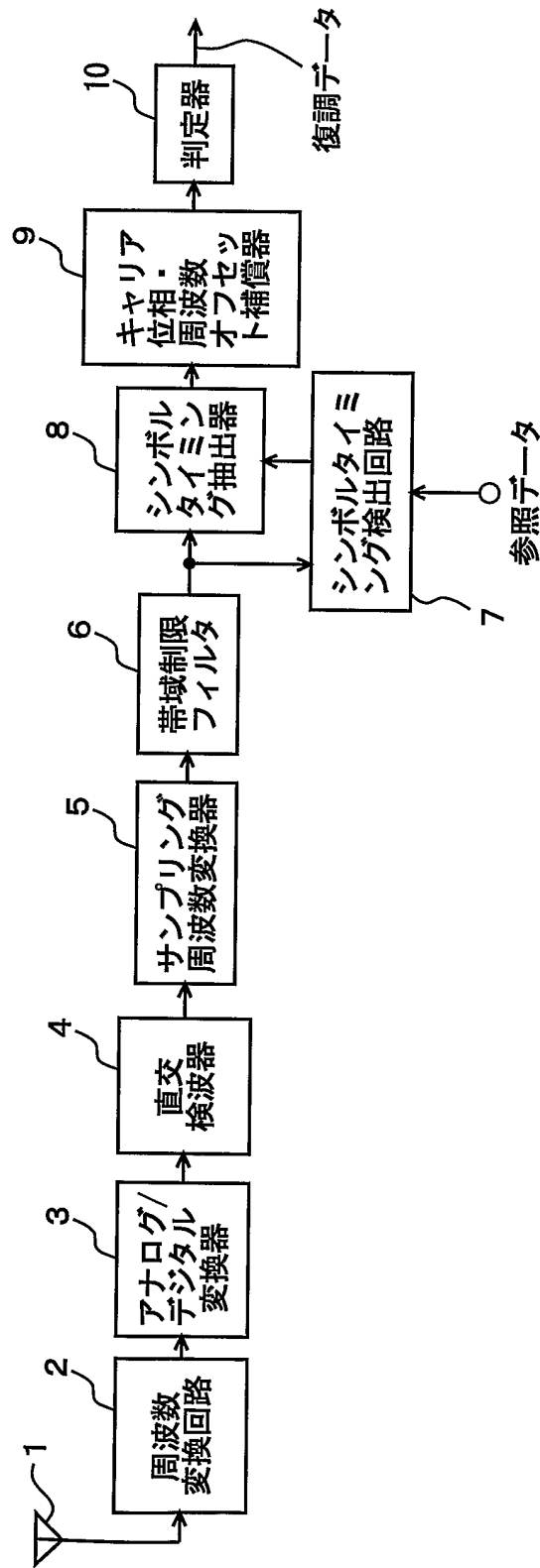


FIG. 14

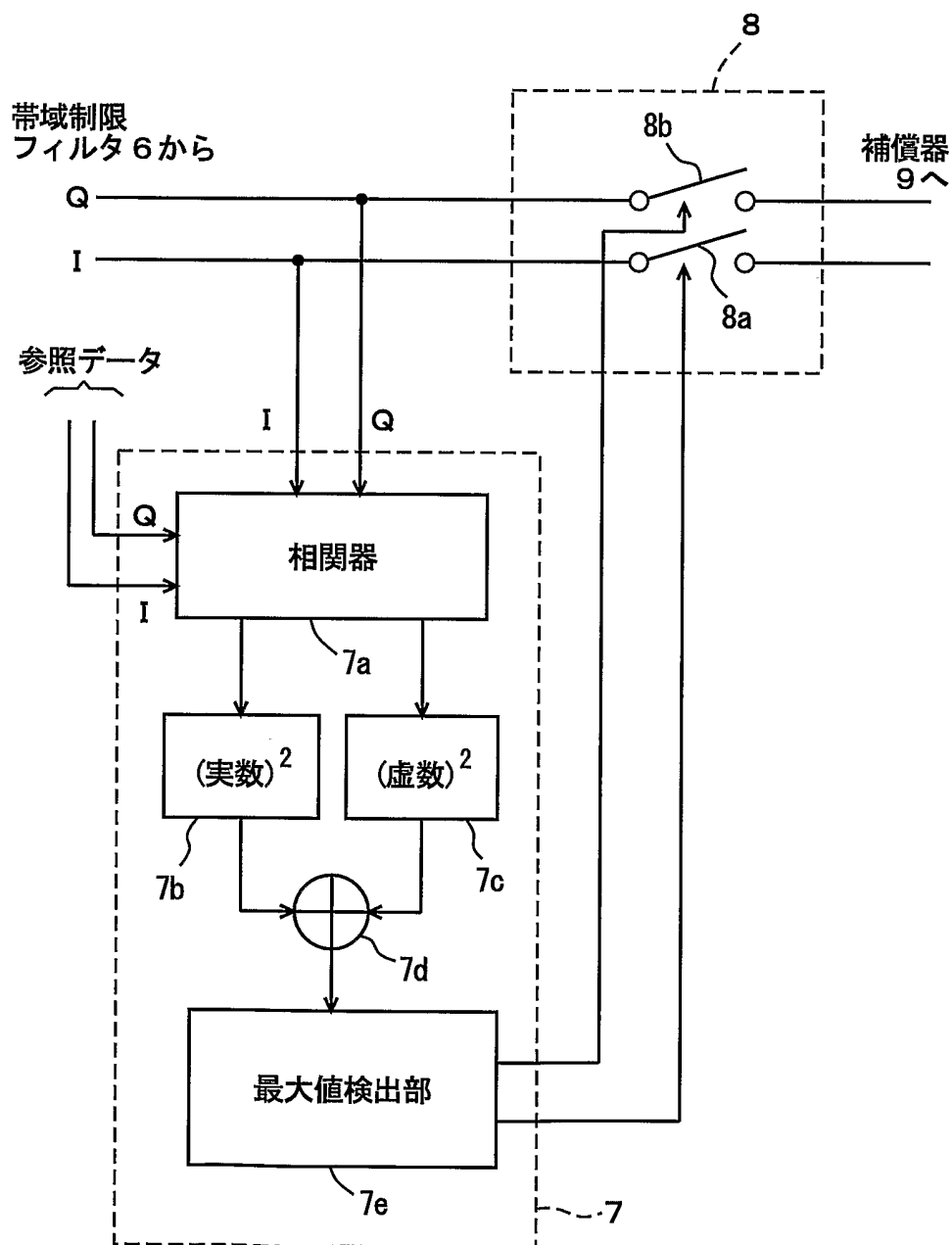


FIG. 15

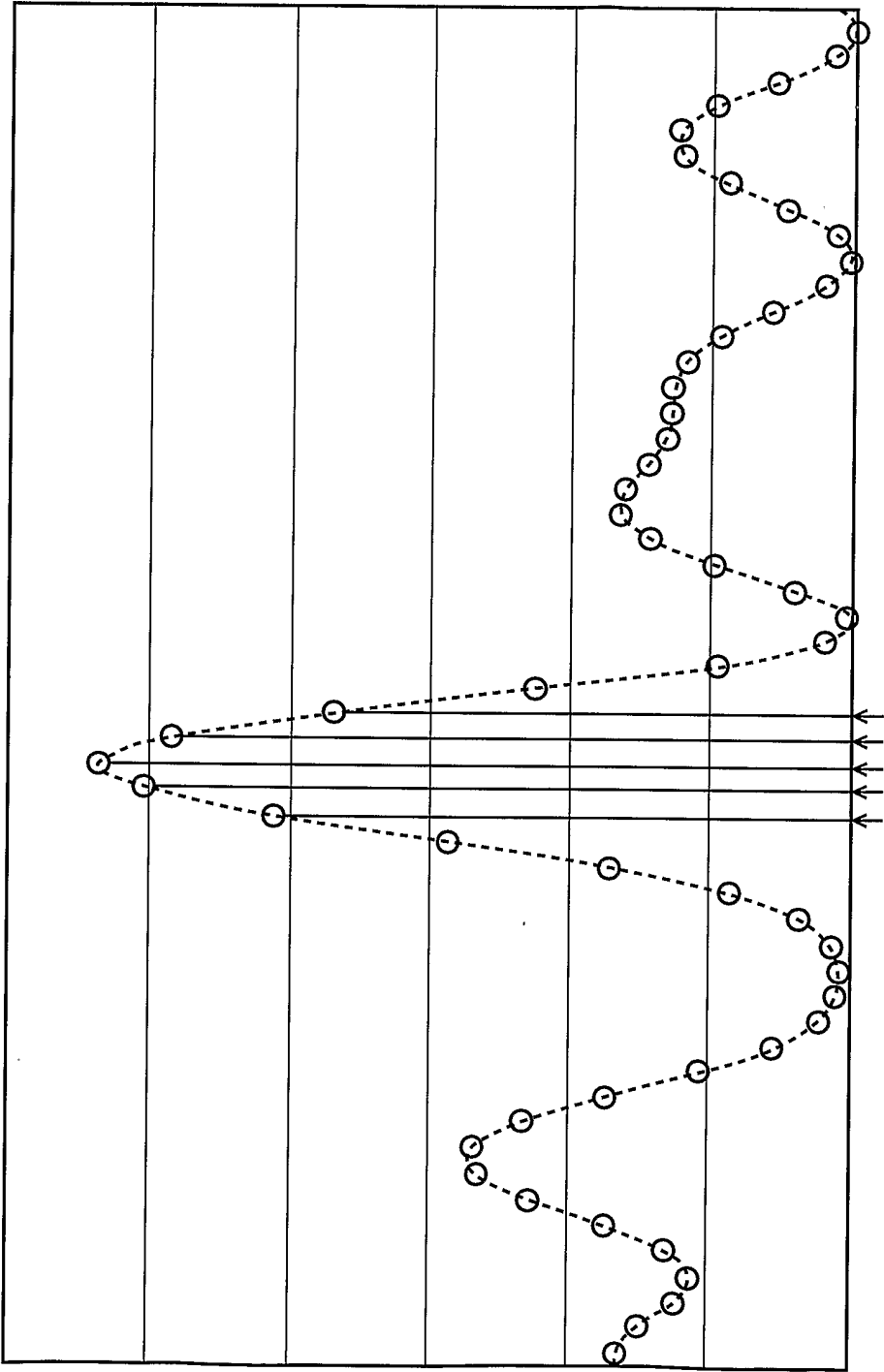
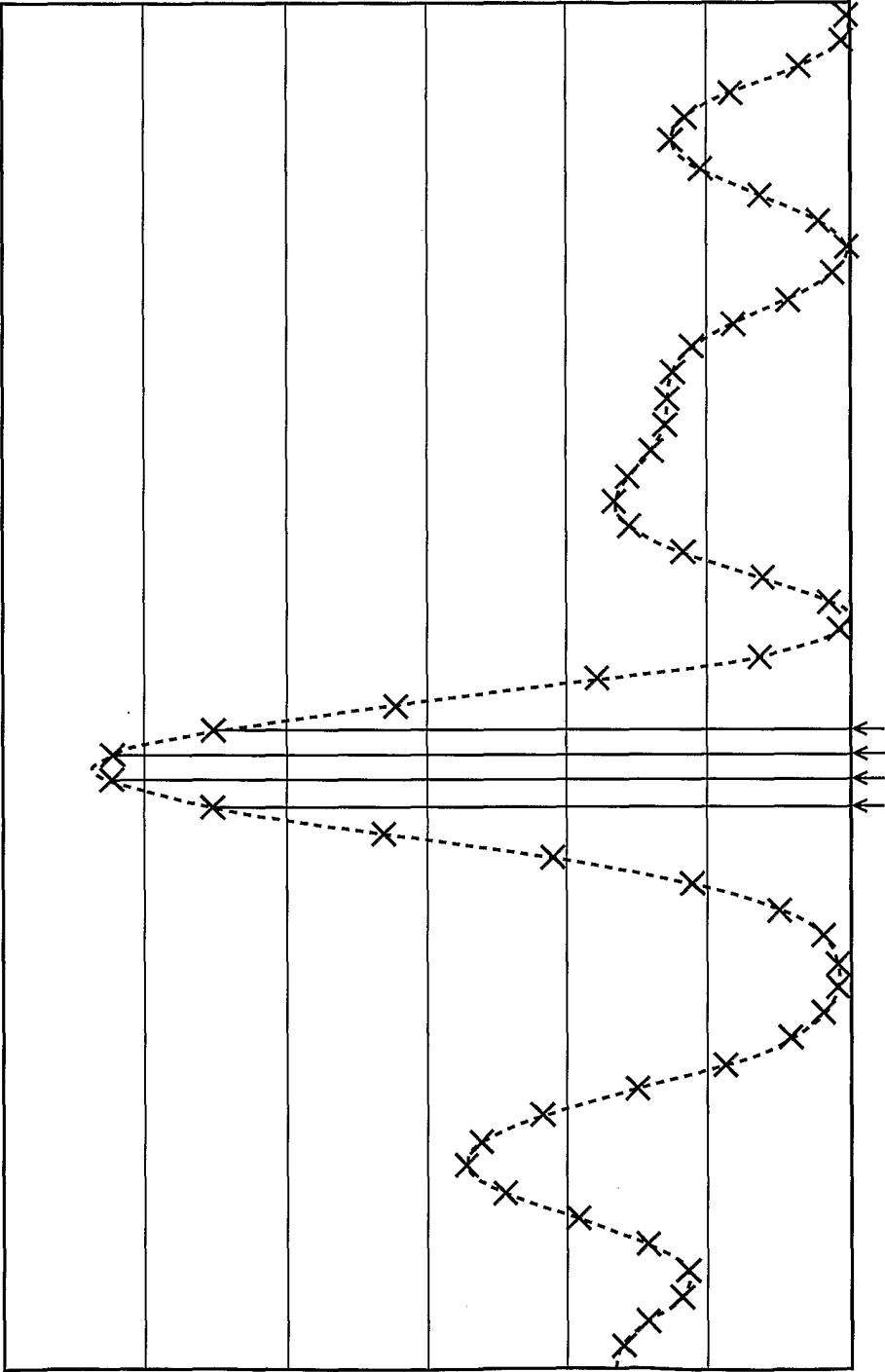


FIG. 16



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP02/12031

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ H04L27/00-27/38, H04L7/00

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)

Int.Cl⁷ H04L27/00-27/38, H04L7/00

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

Jitsuyo Shinan Koho	1926-2002	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2002
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2002	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2002

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.
A	JP 11-168521 A (NEC Corp.), 22 June, 1999 (22.06.99), Fig. 1; column 18 (Family: none)	1-27
A	JP 8-23361 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 23 January, 1996 (23.01.96), Fig. 3; columns 2, 5 (Family: none)	1-27
A	JP 2000-341183 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 08 December, 2000 (08.12.00), Figs. 6, 8, 9; columns 11, 12 & EP 1102419 A1	7-12

☒ 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 document 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
11 December, 2002 (11.12.02)

Date of mailing of the international search report
24 December, 2002 (24.12.02)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP02/12031

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2001-285161 A (Sanyo Electric Co., Ltd.), 12 October, 2001 (12.10.01), Fig. 1; columns 72, 73 & WO 01/076101 A1	13,20,27
A	JP 2001-230713 A (Hitachi Kokusai Electric Inc.), 24 August, 2001 (24.08.01), Fig. 1; column 44 (Family: none)	13,20,27
A	JP 7-297871 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 10 November, 1995 (10.11.95), Fig. 7; columns 10 to 13 (Family: none)	2,8,15,22
A	JP 2000-101480 A (Siemens AG.), 07 April, 2000 (07.04.00), Figs. 1, 2; column 19 & DE 19842712 C	3,9,16,23
A	JP 2001-237816 A (Denso Corp.), 31 August, 2001 (31.08.01), Fig. 4; column 24 & US 2001/15988 A1	4,10,17,24
A	JP 58-187046 A (N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken), 01 November, 1983 (01.11.83), Fig. 1; page 14, upper right column, lines 1 to 2 & EP 91167 A1	4,10,17,24
A	JP 61-222349 A (Fujitsu Ltd.), 02 October, 1986 (02.10.86), Fig. 1; page 3, upper left column, lines 7 to 10 (Family: none)	6,12,19,26

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int Cl⁷ H04L 27/00-27/38, H04L 7/00

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 Cl⁷ H04L 27/00-27/38, H04L 7/00

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 1926-2002年
日本国公開実用新案公報 1971-2002年
日本国登録実用新案公報 1994-2002年
日本国実用新案登録公報 1996-2002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 請求の範囲の番号
A	JP 11-168521 A (日本電気株式会社) 1999. 06. 22, 第1図, 本文第18欄 (ファミリーなし)	1-27
A	JP 8-23361 A (松下電器産業株式会社) 1996. 01. 23, 第3図, 本文第2欄、第5欄 (ファミリーなし)	1-27
A	JP 2000-341183 A (松下電器産業株式会社) 2000. 12. 08, 第6図、第8図、第9図、本文第11欄、第12欄 & EP 1102419 A1	7-12

☒ 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 11. 12. 02

国際調査報告の発送日

24.12.02

国際調査機関の名称及びあて先
日本国特許庁 (ISA/JP)
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)
彦田 克文



5K 9182

電話番号 03-3581-1101 内線 3555

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 請求の範囲の番号
A	JP 2001-285161 A (三洋電機株式会社) 2001. 10. 12, 第1図、本文第72欄、第73欄 & WO 01/076101 A1	13, 20, 27
A	JP 2001-230713 A (株式会社日立国際電気) 2001. 08. 24, 第1図、本文第44欄 (ファミリーなし)	13, 20, 27
A	JP 7-297871 A (松下電器産業株式会社) 1995. 11. 10, 第7図、本文第10~13欄 (ファミリーなし)	2, 8, 15, 22
A	JP 2000-101480 A (シーメンス アクチエンゲゼルシャフト) 2000. 04. 07, 第1図、第2図、本文第19欄 & DE 19842712 C	3, 9, 16, 23
A	JP 2001-237816 A (株式会社デンソー) 2001. 08. 31, 第4図、本文第24欄 & US 2001/15988 A1	4, 10, 17, 24
A	JP 58-187046 A (エヌ・ベー・フィリップス・フルーイランペンフアブリケン) 1983. 11. 01, 第1図、本文第14頁右上欄第1行~第2行 & EP 91167 A1	4, 10, 17, 24
A	JP 61-222349 A (富士通株式会社) 1986. 10. 02, 第1図、本文第3頁左上欄第7行~第10行 (ファミリーなし)	6, 12, 19, 26