



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102474482 A

(43) 申请公布日 2012. 05. 23

(21) 申请号 201080028948. 8

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2010. 06. 07

H04L 27/00(2006. 01)

H04B 1/707(2006. 01)

(30) 优先权数据

2009-158495 2009. 07. 03 JP

(85) PCT申请进入国家阶段日

2011. 12. 28

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2010/003783 2010. 06. 07

(87) PCT申请的公布数据

W02011/001601 JA 2011. 01. 06

(71) 申请人 松下电器产业株式会社

地址 日本大阪府

(72) 发明人 狩野信吾

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 邸万奎

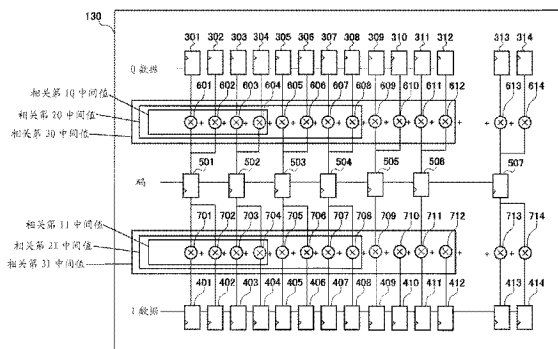
权利要求书 3 页 说明书 10 页 附图 13 页

(54) 发明名称

载波频率同步检测电路及相关运算器

(57) 摘要

本发明提供即使载波频率大幅偏移,也能够检测码相位、载波频率、载波频率的相位的一致的相关运算器和载波频率同步检测电路。相关值计算单元(130)包括:n个存储元件(501~507),存储扩频码;n的整数倍个第1延迟元件(401~414),将I分量基带信号延迟某一固定时间间隔而依序移位;以及n的整数倍个第1乘法器(701~714),分别进行依序移位的I分量的基带信号和存储元件(501~507)之间的乘法运算。对于Q分量基带信号,也采用与上述I分量基带信号的情况同样的结构。



1. 载波频率同步检测电路,包括:

码生成单元,生成用于与进行了扩频处理的接收信号同步地进行解扩处理的扩频码;

混频单元,从接收信号中去除载波频率分量;

相关值计算单元,计算由所述混频单元去除了载波频率分量的接收信号和由所述码生成单元生成的扩频码的相关值、以及规定相关长度的多个相关中间值;

相关值平均单元,以固定周期将多个周期的从所述相关值计算单元输出的相关值进行平均化;

最大挑选单元,选择经平均化的相关值中的最大相关值;

码相位选择单元,基于由所述最大挑选单元选择出的相关值,判定扩频码序列的生成定时;

相关中间值观察单元,根据从所述相关值计算单元输出的相关中间值,输出载波频率和载波相位的校正值;以及

载波频率产生单元,基于从所述相关中间值观察单元输出的载波频率的校正值和载波相位的校正值,将载波频率输出到所述混频单元。

2. 如权利要求 1 所述的载波频率同步检测电路,

所述相关值计算单元包括:

n 个存储元件,存储扩频码,其中, n 为 2 以上的任意自然数;

n 的整数倍个第 1 延迟元件,通过将同相分量的基带信号延迟某一固定时间间隔而依序移位;

n 的整数倍个第 1 乘法器,分别进行由所述第 1 延迟元件依序移位的同相分量的基带信号和所述存储元件之间的乘法运算;

n 的整数倍个第 2 延迟元件,将正交分量的基带信号延迟某一固定时间间隔而依序移位;以及

n 的整数倍个第 2 乘法器,分别进行由所述第 2 延迟元件依序移位的正交分量的基带信号和所述存储元件之间的乘法运算,

将 n 的整数倍个所述第 1 乘法器中的从第 1 至第  $(1 \times k)$  的第 1 乘法器的输出的累加运算的结果作为相关第 1 同相中间值输出,并将从第 1 至第  $(2 \times k)$  的第 1 乘法器的输出的累加运算的结果作为相关第 2 同相中间值输出,其后作为相关第 m 同相中间结果依序输出,其中, k 为 2 以上的任意自然数,并且

将 n 的整数倍个所述第 2 乘法器中的从第 1 至第  $(1 \times k)$  的第 2 乘法器的输出的累加运算的结果作为相关第 1 正交中间值输出,并将从第 1 至第  $(2 \times k)$  的第 1 乘法器的输出的累加运算的结果作为相关第 2 正交中间值输出,其后作为相关第 m 正交中间结果依序输出。

3. 如权利要求 1 所述的载波频率同步检测电路,

所述相关中间值观察单元,

在使 X 轴方向上的间隔为等间隔、升序地从左向右依序地排列相关第 1 中间值至相关第 m 中间值,在 Y 轴方向上表示了所述中间值的大小的中间相关值的分布特性中,

在从相关第 1 中间值至相关第 m 中间值分布于下述区域内、即以直线连结相关第 m 中间值和相关第 1 中间值,由对所述直线在 Y 轴方向加上固定值  $\Delta Y1$  所得的线段和减去固定值  $\Delta Y2$  所得的线段包围的区域内,保持从所述相关中间值观察单元输出的载波

频率校正值和载波相位校正值,并保持从所述码产生单元输出的扩频码的相位。

4. 如权利要求 1 所述的载波频率同步检测电路,  
所述相关中间值观察单元,

在使 X 轴方向上的间隔为等间隔、升序地从左向右依序地排列相关第 1 中间值至相关第 m 中间值,在 Y 轴方向上表示了所述中间值的大小的中间相关值的分布特性中,

在从相关第 1 中间值至相关第 m 中间值分布于以直线将相关第 m 中间值在 Y 轴方向加上固定值  $\Delta Y1$  所得的点、以及减去固定值  $\Delta Y2$  所得的点和相关第 1 中间值连结所形成的区域内的情况下,保持从所述相关中间值观察单元输出的载波频率校正值和载波相位校正值,并保持从所述码产生单元输出的扩频码的相位。

5. 如权利要求 1 所述的载波频率同步检测电路,  
所述相关中间值观察单元,

在使 X 轴方向上的间隔为等间隔、升序地从左向右依序地排列相关第 1 中间结果至相关第 m 中间结果的值,在 Y 轴方向上表示了所述中间值的大小的中间相关值的分布特性中,

在以直线连结相关第 m 中间值和相关第 1 中间值,对所述直线在 Y 轴方向加上固定值  $\Delta Y1$  所得的第 1 线段和减去固定值  $\Delta Y2$  所得的第 2 线段,从相关第 1 中间值至相关第 m 中间值大于所述第 1 线段分布的第 1 数和小于所述第 2 线段分布的第 2 数都为 1 以下的情况下,保持从所述相关中间值观察单元输出的载波频率校正值,变更从所述相关中间值观察单元输出的载波相位校正值,并保持从所述码产生单元输出的扩频码的相位。

6. 如权利要求 1 所述的载波频率同步检测电路,  
所述相关中间值观察单元,

在使 X 轴方向上的间隔为等间隔、升序地从左向右依序地排列相关第 1 中间结果至相关第 m 中间结果的值,在 Y 轴方向上表示了所述中间值的大小的中间相关值的分布特性中,

在以直线连结相关第 m 中间值和相关第 1 中间值,对所述直线在 Y 轴方向加上固定值  $\Delta Y1$  所得的第 1 线段和减去固定值  $\Delta Y2$  所得的第 2 线段,从相关第 1 中间值至相关第 m 中间值大于所述第 1 线段分布的第 1 数和小于所述第 2 线段分布的第 2 数都为大于 1 的数且一致,或都为大于 1 的数且所述第 1 数和所述第 2 数之差为 1 的情况下,保持从所述相关中间值观察单元输出的载波频率校正值,变更从所述相关中间值观察单元输出的载波相位校正值,并保持从所述码产生单元输出的扩频码的相位。

7. 如权利要求 1 所述的载波频率同步检测电路,  
所述相关中间值观察单元,

在使 X 轴方向上的间隔为等间隔、升序地从左向右依序地排列相关第 1 中间结果至相关第 m 中间结果的值,在 Y 轴方向上表示了所述中间值的大小的中间相关值的分布特性中,

在以直线连结相关第 m 中间值和相关第 1 中间值,对所述直线在 Y 轴方向加上固定值  $\Delta Y1$  所得的第 1 线段和减去固定值  $\Delta Y2$  所得的第 2 线段,从相关第 1 中间值至相关第 m 中间值大于所述第 1 线段分布的中间值和小于所述第 2 线段分布的中间值交替出现的情况下,变更从所述相关中间值观察单元输出的载波频率校正值,并保持从所述码产生单元输出的扩频码的相位。

8. 如权利要求 1 所述的载波频率同步检测电路,  
所述相关中间值观察单元,

在使 X 轴方向上的间隔为等间隔、升序地从左向右依序地排列相关第 1 中间结果至相关第 m 中间结果的值,在 Y 轴方向上表示了所述中间值的大小的中间相关值的分布特性中,

在以直线连结相关第 m 中间值和相关第 1 中间值,对所述直线在 Y 轴方向加上固定值  $\Delta Y1$  所得的第 1 线段和减去固定值  $\Delta Y2$  所得的第 2 线段,从相关第 1 中间值至相关第 m 中间值大于所述第 1 线段分布的中间值和小于所述第 2 线段分布的中间值未交替出现的情况下,变更从所述码产生单元输出的扩频码的相位。

9. 相关运算器,用于进行由以每 1 码元 n 码片的扩频码扩频过的同相分量和正交分量的基带信号构成的复数基带信号和扩频码之间的相关的相关运算器,其中,n 为 2 以上的任意自然数,所述相关运算器包括:

n 个存储元件,存储扩频码;

n 的整数倍个第 1 延迟元件,通过将同相分量的基带信号延迟某一固定时间间隔而依序移位;

n 的整数倍个第 1 乘法器,分别进行由第 1 延迟元件依序移位的同相分量的基带信号和所述存储元件之间的乘法运算;

n 的整数倍个第 2 延迟元件,通过将正交分量的基带信号延迟某一固定时间间隔而依序移位;以及

n 的整数倍个第 2 乘法器,分别进行由第 2 延迟元件依序移位的正交分量的基带信号和所述存储元件之间的乘法运算,

将 n 的整数倍个第 1 乘法器中的从第 1 至第  $(1 \times k)$  的第 1 乘法器的输出的累加运算的结果作为相关第 1 同相中间值输出,并将从第 1 至第  $(2 \times k)$  的第 1 乘法器的输出的累加运算的结果作为相关第 2 同相中间值输出,其后作为相关第 m 同相中间结果依序输出,并且

将 n 的整数倍个第 2 乘法器中的从第 1 至第  $(1 \times k)$  的第 1 乘法器的输出的累加运算的结果作为相关第 1 正交中间值输出,并将从第 1 至第  $(2 \times k)$  的第 2 乘法器的输出的累加运算的结果作为相关第 2 正交中间值输出,其后作为相关第 m 正交中间结果依序输出。

## 载波频率同步检测电路及相关运算器

### 技术领域

[0001] 本发明涉及载波频率同步检测电路及相关运算器。

### 背景技术

[0002] 近年来,以 GPS(Global Positioning System,全球定位系统)为代表的 SPS(Satellite Positioning System:卫星定位系统)的接收机作为汽车导航系统、或船舶的导航装置、飞机的导航装置的位置传感器而被广泛利用。

[0003] 在 GPS 系统中,作为接收侧的 GPS 接收机基于从作为发送侧的多个定位卫星(例如,NAVSTAR(Navigation Satellite Time and Ranging,卫星测时测距导航)卫星或 GLONASS(Global Navigation Satellite System,全球导航卫星系统)卫星)发送的扩频信号,测定接收机本身的位置。作为发送侧的多个定位卫星利用扩频码序列对发送到接收侧的信号进行扩频处理(扰频)。然后,多个定位卫星将经扩频处理的信号(以下,记载为扩频信号),以相同的载波频率进行调制后,发送到作为接收侧的 GPS 接收机。

[0004] 作为接收侧的 GPS 接收机接收从定位卫星发送的扩频信号。然后, GPS 接收机通过混频(mixing),将载波频率向基带进行频率解调,并利用由 GPS 接收机生成的扩频码序列对接收到的扩频信号进行解扩处理,取出原来的信号。

[0005] 扩频信号通信系统,若未取得发送侧的定位卫星和作为接收侧的 GPS 接收机的扩频码序列的相位的同步,则无法在接收侧进行解扩。但是,由于定位卫星高速移动,所以载波频率因多普勒效应也变动数十 kHz。因此,在 GPS 接收机中,为了与变动了的载波频率取得同步,进行频率误差检测控制(例如,参照专利文献 1)。

[0006] 图 1 是表示专利文献 1 中记载的、进行频率误差检测控制的接收机的结构的方框图。在该扩频通信系统中,假设将 1 码元的信号通过 n 码片(chip)的扩频码进行扩频而进行说明。

[0007] 如图 1 所示,接收机 10 包括:无线单元 11、由解扩器 12 及峰值检测单元 13 构成的定时检测装置 14、由解扩器 15 及旋转校正单元 16 构成的信道估计装置 17、解调单元 18、AFC(Automatic Frequency Control,自动频率控制)控制电路 19、以及 TCX0(Temperature Compensated Xtal Oscillator,温度补偿晶体振荡器)20。

[0008] 无线单元 11 通过以 TCX020 生成的基准频率信号为基础对接收到的高频信号进行正交检波,并通过进行 A/D(Digital/Analog,数字/模拟)转换,转换为数字信号的 I(同相相位)分量、Q(正交相位)分量的基带信号 21 和基带信号 22。

[0009] TCX020 将通过 AFC 控制电路 19 控制频率的信号作为基准频率信号输出。

[0010] 解扩器 12 通过将扩频码乘以来自无线单元 11 的 I 分量和 Q 分量的基带信号 21 和 22,进行解扩。

[0011] 峰值检测单元 13 通过对在解扩器 12 中进行解扩时相关值成为峰值的定时进行检测,检测扩频定时。

[0012] 解扩器 15 通过使用由峰值检测单元 13 获得的扩频定时对来自无线单元 11 的 I

分量和 Q 分量的基带信号 21 和基带信号 22 进行解扩, 获得由 I 分量和 Q 分量的码元构成的复数码元。

[0013] 图 2 是表示上述解扩器 12 和解扩器 15 的电路结构的图。

[0014] 解扩器 12 和解扩器 15 是用于对由以每 1 码元 n 码片的扩频码扩频的 I 分量和 Q 分量的基带信号构成的复数基带信号进行解扩的解扩器。由于解扩器 12 和解扩器 15 采用相同结构, 所以以解扩器 12 为代表进行说明。

[0015] 如图 2 所示, 解扩器 12 由第 1 相关器 30、第 2 相关器 40、m 个相位旋转器 50-1 ~ 50-m、第 1 加法器 61、以及第 2 加法器 62 构成。

[0016] 第 1 相关器 30 包含将 I 分量的基带信号延迟某一固定时间间隔而依序移位的至少 n-1 的整数倍个第 1 延迟元件 31-1、...、31-OSR(n-1)、以及分别进行由第 1 延迟元件依序移位的 I 分量的基带信号和扩频码之间的乘法运算的 n 个第 1 乘法器 32-1、...、32-n。另外, 第 1 相关器 30 包含 m(= n/k) 个第 1 加法器 33-1、...、33-m, m(= n/k) 个第 1 加法器 33-1、...、33-m 对来自 n 个第 1 乘法器中的 k 个第 1 乘法器的输出进行累加运算, 并分别作为 I 分量的中间信号而输出。

[0017] 第 2 相关器 40 包含将 Q 分量的基带信号延迟某一固定时间间隔而依序移位的与每 1 码元的码片数 n 相同数量的第 2 延迟元件 41-1、...、41-OSR(n-1)、以及分别进行由第 2 延迟元件依序移位的 I 分量的基带信号和扩频码之间的乘法运算的 n 个第 2 乘法器 42-1、...、42-n。另外, 第 2 相关器 40 包含 m 个第 2 加法器 43-1、...、43-m, m 个第 2 加法器 43-1、...、43-m 对来自 n 个第 2 乘法器中的 k 个第 2 乘法器的输出进行累加运算, 并分别作为 Q 分量的中间信号而输出。

[0018] m 个相位旋转器 50-1 ~ 50-m 通过以对每 1 组复数中间信号偏移基准转角  $\delta$  的 m 阶段的相位转角使在复数平面上的相位旋转, 从而对包含由各个第 1 相关器生成的 m 个 I 分量的中间信号和由各个第 2 相关器生成的 m 个 Q 分量的中间信号的 m 组复数中间信号进行旋转校正。

[0019] 第 1 加法器 61 通过进行由各个相位旋转器进行旋转校正后的 m 个复数中间信号的 I 分量彼此的累加运算, 从而计算 I 分量的相关值。

[0020] 第 2 加法器 62 通过进行由各个相位旋转器进行旋转校正后的 m 个复数中间信号的 Q 分量彼此的累加运算, 从而计算 Q 分量的相关值。

[0021] 现有技术文献

[0022] 专利文献

[0023] 专利文献 1: 日本专利特开 2001-069040 号公报

## 发明内容

[0024] 发明要解决的问题

[0025] 然而, 在这样的现有的频率误差检测控制中, 只可在向解扩器的各个相位旋转器输入的相关值的中间值的分布为大致相同的值的特定狭窄范围内修正误差。例如, 在现有的载波频率同步检测电路中, 在由 GPS 接收机接收到从卫星发送的扩频信号时载波频率因多普勒效应而大幅偏移的情况下, 无法修正频率误差。

[0026] 本发明的目的在于, 提供即使载波频率大幅偏移, 也能够检测码相位、载波频率、

载波频率的相位的一致载波频率同步检测电路和相关运算器。

[0027] 解决问题的方案

[0028] 本发明的载波频率同步检测电路所采用的结构包括：码生成单元，生成用于与进行了扩频处理的接收信号同步地进行解扩处理的扩频码；混频单元，从接收信号中去除载波频率分量；相关值计算单元，计算由所述混频单元去除了载波频率分量的接收信号和由所述码生成单元生成了的扩频码的相关值、以及规定相关长度的多个相关中间值；相关值平均单元，以固定周期将多个周期的从所述相关值计算单元输出的相关值进行平均化；最大挑选单元，选择经平均化的相关值中的最大相关值；码相位选择单元，基于由所述最大挑选单元选择出的相关值，判定扩频码序列的生成定时；相关中间值观察单元，根据从所述相关值计算单元输出的相关中间值，输出载波频率和载波相位的校正值；以及载波频率产生单元，基于从所述相关中间值观察单元输出的载波频率的校正值和载波相位的校正值，将载波频率输出到所述混频单元。

[0029] 本发明的相关运算器用于进行由以每 1 码元  $n$  ( $n$  为 2 以上的任意自然数) 码片的扩频码扩频过的同相分量和正交分量的基带信号构成的复数基带信号和扩频码之间的相关的相关运算器，所述相关运算器所采用的结构包括： $n$  个存储元件，存储扩频码； $n$  的整数倍个第 1 延迟元件，通过将同相分量的基带信号延迟某一固定时间间隔而依序移位； $n$  的整数倍个第 1 乘法器，分别进行由第 1 延迟元件依序移位的同相分量的基带信号和所述存储元件之间的乘法运算； $n$  的整数倍个第 2 延迟元件，通过将正交分量的基带信号延迟某一固定时间间隔而依序移位；以及  $n$  的整数倍个第 2 乘法器，分别进行由第 2 延迟元件依序移位的正交分量的基带信号和所述存储元件之间的乘法运算，将  $n$  的整数倍个第 1 乘法器中的从第 1 至第  $(1 \times k)$  的第 1 乘法器的输出的累加运算的结果作为相关第 1 同相中间值输出，并将从第 1 至第  $(2 \times k)$  的第 1 乘法器的输出的累加运算的结果作为相关第 2 同相中间值输出，其后作为相关第  $m$  同相中间结果依序输出，并且将  $n$  的整数倍个第 2 乘法器中的从第 1 至第  $(1 \times k)$  的第 1 乘法器的输出的累加运算的结果作为相关第 1 正交中间值输出，并将从第 1 至第  $(2 \times k)$  的第 2 乘法器的输出的累加运算的结果作为相关第 2 正交中间值输出，其后作为相关第  $m$  正交中间结果依序输出。

[0030] 发明的效果

[0031] 根据本发明，基于相关中间值的分布特性，决定载波频率的偏移量，从而即使载波频率大幅偏移，也能够检测码相位、载波频率、载波频率的相位的一致，并且能够修正宽范围的频率误差。

## 附图说明

[0032] 图 1 是表示现有的进行频率误差检测控制的接收机的结构的方框图。

[0033] 图 2 是现有的接收机的解扩器的电路结构图。

[0034] 图 3 是表示本发明的实施方式的载波频率同步检测电路的结构方框图。

[0035] 图 4 是上述实施方式的载波频率同步检测电路的相关值计算单元的电路图。

[0036] 图 5 是表示通过上述实施方式的载波频率同步检测电路的相关值计算单元计算出的相关中间值的分布形状的图。

[0037] 图 6 是表示通过上述实施方式的载波频率同步检测电路的相关值计算单元计算

出的相关中间值的分布形状的图。

[0038] 图 7 是表示通过上述实施方式的载波频率同步检测电路的相关值计算单元计算出的相关中间值的分布形状的图。

[0039] 图 8 是表示通过上述实施方式的载波频率同步检测电路的相关值计算单元计算出的相关中间值的分布形状的图。

[0040] 图 9 是用于在通过上述实施方式的载波频率同步检测电路的相关值计算单元计算出的相关中间值的分布形状中,说明相关中间值观察单元的判定的图。

[0041] 图 10 是用于在通过上述实施方式的载波频率同步检测电路的相关值计算单元计算出的相关中间值的分布形状中,说明相关中间值观察单元的判定的图。

[0042] 图 11 是用于在通过上述实施方式的载波频率同步检测电路的相关值计算单元计算出的相关中间值的分布形状中,说明相关中间值观察单元的判定的图。

[0043] 图 12 是用于在通过上述实施方式的载波频率同步检测电路的相关值计算单元计算出的相关中间值的分布形状中,说明相关中间值观察单元的判定的图。

[0044] 图 13 是用于在通过上述实施方式的载波频率同步检测电路的相关值计算单元计算出的相关中间值的分布形状中,说明相关中间值观察单元的判定的图。

[0045] 标号说明

[0046] 100 :载波频率同步检测电路

[0047] 110 :混频单元

[0048] 120 :码生成单元

[0049] 130 :相关值计算单元

[0050] 140 :相关值平均单元

[0051] 150 :最大挑选 (sort) 单元

[0052] 160 :码相位选择单元

[0053] 170 :相关中间值观察单元

[0054] 180 :载波频率产生单元

[0055] 501 ~ 507 :存储元件

[0056] 301 ~ 314 :第 2 延迟元件

[0057] 401 ~ 414 :第 1 延迟元件

[0058] 601 ~ 614 :第 2 乘法器

[0059] 701 ~ 714 :第 1 乘法器

### 具体实施方式

[0060] 以下,参照附图详细地说明本发明的实施方式。

[0061] (实施方式)

[0062] 图 3 是表示本发明的一实施方式的载波频率同步检测电路的结构方框图。本实施方式的载波频率同步检测电路能够适用于具备 GPS 系统的定位功能的移动终端装置。移动终端装置为移动电话 /PHS(Personal Handy-Phone System, 个人手持电话系统) 等可移动终端,也可以为移动笔记本型电脑、PDA(Personal Digital Assistants, 个人数字助理) 等移动信息终端。



[0063] 如图 3 所示,载波频率同步检测电路 100 构成为包括混频单元 110、码生成单元 120、相关值计算单元 130、相关值平均单元 140、最大挑选单元 150、码相位选择单元 160、相关中间值观察单元 170、以及载波频率产生单元 180。

[0064] 混频单元 110 从接收信号中去除载波频率分量。

[0065] 码生成单元 120 生成用于与实施扩频处理的接收信号同步地进行解扩处理的扩频码。码生成单元 120 生成与由发送侧实施扩频处理的扩频码序列相同的扩频码序列,并输出到相关值计算单元 130。

[0066] 相关值计算单元 130 计算由混频单元 110 去除了载波频率分量的接收信号和由码生成单元 120 生成的扩频码之间的相关值和相关中间值。

[0067] 相关值平均单元 140 以固定周期将多个周期的从相关值计算单元 130 输出的相关值进行平均化。

[0068] 最大挑选单元 150 选择平均化相关值中具有最大值的平均化相关值,并将选择出的相关值的码相位信息输出到码相位选择单元 160。

[0069] 码相位选择单元 160 基于由最大挑选单元 150 选择出的相关值,判定扩频码序列的生成定时。

[0070] 相关中间值观察单元 170 根据从相关值计算单元 130 输出的相关中间值,输出载波频率、载波相位的校正值。相关中间值观察单元 170 基于从相关值计算单元 130 输出的相关中间值,判定载波频率、载波频率相位是否一致。

[0071] 载波频率产生单元 180 基于从相关中间值观察单元 170 输出的载波频率、载波相位的校正值,产生载波频率,并将产生的载波频率输出到混频单元 110。

[0072] 图 4 是表示上述相关值计算单元 130 的详细结构的电路图。

[0073] 如图 4 所示,相关值计算单元 130 进行相关值计算,该相关值计算用于获得由以每 1 码元  $n$  码片的扩频码被扩频的 I 分量(同相分量)和 Q 分量(正交分量)的基带信号构成的复数基带信号与扩频码的相关。

[0074] 相关值计算单元 130 包括: $n$  个存储元件 501 ~ 507,存储扩频码; $n$  的整数倍个第 1 延迟元件 401 ~ 414,通过将 I 分量的基带信号延迟某一固定时间间隔而依序移位;以及  $n$  的整数倍个第 1 乘法器 701 ~ 714,分别进行由第 1 延迟元件 401 ~ 414 依序移位的 I 分量的基带信号与存储元件 501 ~ 507 之间的乘法运算。相关值计算单元 130 包括: $n$  的整数倍个第 2 延迟元件 301 ~ 314,通过将 Q 分量的基带信号延迟某一固定时间间隔而依序移位;以及  $n$  的整数倍个第 2 乘法器 601 ~ 614,分别进行由第 2 延迟元件 301 ~ 314 依序移位的 Q 分量的基带信号与存储元件 501 ~ 507 之间的乘法运算。

[0075] 相关值计算单元 130 将  $n$  的整数倍个第 1 乘法器 701 ~ 714 中的从第 1 至第  $(1 \times k)$  的第 1 乘法器的输出的累加运算的结果作为相关第 1I 中间值输出,并将从第 1 至第  $(2 \times k)$  的第 1 乘法器的输出的累加运算的结果作为相关第 2I 中间值输出,其后作为相关第  $mI$  中间结果依序输出。另外,相关值计算单元 130 将  $n$  的整数倍个第 2 乘法器 601 ~ 614 中的从第 1 至第  $(1 \times k)$  的第 2 乘法器的输出的累加运算的结果作为相关第 1Q 中间值输出,并将从第 1 至第  $(2 \times k)$  的第 2 乘法器的输出的累加运算的结果作为相关第 2Q 中间值输出,其后作为相关第  $mQ$  中间结果依序输出。

[0076] 以下,说明如上构成的载波频率同步检测电路的动作。

[0077] [相关值计算单元 130 的动作]

[0078] 相关值计算单元 130 是用于进行由以每 1 码元  $n$  码片的扩频码被扩频的 I 分量和 Q 分量的基带信号构成的复数基带信号和扩频码之间的相关的相关器。

[0079] 首先,将扩频码预先存储在  $n$  个存储元件 501 ~ 507 中。

[0080] 在本实施方式中,通过将 I 分量的基带信号延迟  $1/2$  码片的时间间隔而依序移位,并存储到  $n$  的 2 倍个数的延迟元件 401 ~ 414 中。

[0081]  $n$  的 2 倍个乘法器 701 ~ 714 分别进行存储在延迟元件 401、402 ~ 414 中的 I 分量的基带信号和存储在存储元件 501 ~ 507 中的扩频码之间的乘法运算。

[0082] 在图 4 中,以将每 4 个乘法器的输出相加为例,表示相关中间值。

[0083] 将乘法器 701 ~ 704 的输出相加的结果作为相关第 1I 中间值,将乘法器 701 ~ 708 的输出相加的结果作为相关第 2I 中间值,将乘法器 701 ~ 712 的输出相加的结果作为相关第 3I 中间值,其后输出将乘法器 701 至 4 的倍数为止的乘法器的输出相加的相关中间值。

[0084] 同样地,将乘法器 601 ~ 604 的输出相加的结果作为相关第 1Q 中间值,将乘法器 601 ~ 608 的输出相加的结果作为相关第 2Q 中间值,将乘法器 601 ~ 612 的输出相加的结果作为相关第 3Q 中间值,其后输出将乘法器 601 至 4 的倍数为止的乘法器的输出相加的相关中间值。

[0085] [相关中间值观察单元 170 的动作]

[0086] 图 5 至图 8 是表示通过相关值计算单元 130 计算出的相关中间值的分布形状的图。相关中间值观察单元 170 观察图 5 至图 8 所示的相关中间值。

[0087] 如图 5 至图 8 所示,相关中间值根据载波频率、载波相位、码相位的一致而分布形状不同。

[0088] 如图 5 至图 8 所示,相关中间值根据载波频率、载波相位、码相位的一致而分布形状不同。

[0089] 也就是说,如图 5 所示,在载波频率、载波相位、码相位一致的情况下,相关中间值的分布呈直线增加或减少。

[0090] 如图 6 所示,在载波频率、码相位一致而载波相位不一致的情况下,相关中间值呈直线与正弦波的相加状地分布。

[0091] 如图 7 所示,在载波频率、载波相位不一致而码相位一致的情况下,相关中间值的分布呈正弦波状地分布。

[0092] 如图 8 所示,若码相位不一致,则相关中间值无秩序地分布。

[0093] 相关中间值观察单元 170 着眼于该特性,校正向混频单元 110 输出的载波频率,以使相关中间值从正弦波状变化为直线状即可。具体而言,相关中间值观察单元 170 进行下述判断 [1] ~ [4]。

[0094] 图 9 至图 13 是用于在由相关值计算单元 130 计算出的相关中间值的分布形状中说明相关中间值观察单元 170 的判定的图。

[0095] [1] 《呈直线状增加或减少的分布》

[0096] 如上述图 5 所示,在依序显示从相关第 1I 中间结果至相关第  $mI$  中间结果的值或从相关第 1Q 中间结果至相关第  $mQ$  中间结果的值的中间相关值的分布特性中呈直线状增加

或减少而分布的情况下,能够由混频单元 110 从接收信号中去除载波频率的频率分量和相位分量,判断为由码生成单元生成的扩频码一致。

[0097] (例 1)

[0098] 图 9 是相关中间值观察单元 170 判定为呈直线状增加或减少的分布的方法的一例。

[0099] 如图 9 所示,存在如下特征:在将从相关第 1 中间值至相关第  $m$  中间值升序地从左向右且使 X 轴方向上的间隔为等间隔地依序排列、而在 Y 轴方向上表示了所述中间值的大小的中间相关值的分布特性中,从相关第 1 中间值至相关第  $m$  中间值分布于以直线连结相关第  $m$  中间值和相关第 1 中间值,由在 Y 轴方向上加上固定值  $\Delta Y1$  所得的第 1 线段和减去固定值  $\Delta Y2$  所得的第 2 线段包围的区域内。

[0100] (例 2)

[0101] 图 10 是相关中间值观察单元 170 判定为呈直线状增加或减少的分布的方法的另一例。

[0102] 如图 10 所示,存在如下特征:在将从相关第 1 同相中间值至相关第  $m$  同相中间值升序地从左向右且使 X 轴方向上的间隔为等间隔地依序排列、而在 Y 轴方向上表示了所述中间值的大小的中间相关值的分布特性中,从相关第 1 中间值至相关第  $m$  中间值分布于以直线将相关第  $m$  中间值在 Y 轴方向加上固定值  $\Delta Y1$  所得的点、以及减去所述固定值  $\Delta Y2$  所得的点和相关第 1 中间值连结所形成的区域内。

[0103] 上述  $\Delta Y1$ 、 $\Delta Y2$  在接收到无信号分量而仅有噪声分量的接收信号的情况下,使用多次测量相关第  $m$  中间值并进行统计处理所得的值的、成为 3 西格玛值或 4 西格玛的值。

[0104] [2] 《分布成直线和正弦波的相加状》

[0105] 如上述图 6 所示,在依序显示了从相关第  $1I$  中间结果至相关第  $mI$  中间结果的值或从相关第  $1Q$  中间结果至相关第  $mQ$  中间结果的值的中间相关值的分布特性中,分布成直线和正弦波的相加状的情况下,判断为进行了扩频处理的接收信号的载波频率分量一致,载波频率的相位产生偏移。

[0106] (例 3)

[0107] 图 11 是相关中间值观察单元 170 判定为分布成直线和正弦波的相加状的方法的一例。

[0108] 如图 11 所示,存在如下特征:在将从相关第 1 中间结果至相关第  $m$  中间结果的值升序地从左向右且使 X 轴方向上的间隔为等间隔地依序排列、而在 Y 轴方向上表示了所述中间值的大小的中间相关值的分布特性中,以直线连结相关第  $m$  中间值和相关第 1 中间值,由在 Y 轴方向加上固定值  $\Delta Y1$  所得的第 1 线段和减去固定值  $\Delta Y2$  所得的第 2 线段包围的区域内,相关第 1 中间值至相关第  $m$  中间值大于所述第 1 线段而分布的数、以及小于所述第 2 线段而分布的数为 1 以下。

[0109] 在图 11 中,表示大于第 1 线段而分布的区域 A 有 1 处,小于第 2 线段而分布的区域 B 有 1 处。

[0110] 上述  $\Delta Y1$ 、 $\Delta Y2$  在接收到无信号分量而仅有噪声分量的接收信号的情况下,使用多次测量相关第  $m$  中间值并进行统计处理所得的值成为 3 西格玛值或 4 西格玛的值。

[0111] [3] 《呈正弦波分布》

[0112] 如上述图 7 所示,在依序显示了从相关第 1I 中间结果至相关第 mI 中间结果的值或从相关第 1Q 中间结果至相关第 mQ 中间结果的值的中间相关值的分布特性中呈正弦波分布的情况下,判断为进行了扩频处理的接收信号的载波频率分量存在偏移,且扩频码一致。

[0113] (例 4)

[0114] 图 12 是相关中间值观察单元 170 判定为呈正弦波分布的方法的一例。

[0115] 如图 12 所示,存在如下特征:在将从相关第 1 中间结果至相关第 m 中间结果的值升序地从左向右且使 X 轴方向上的间隔为等间隔地依序排列、而在 Y 轴方向上表示了所述中间值的大小的中间相关值的分布特性中,对于以直线连结相关第 m 中间值和相关第 1 中间值,在 Y 轴方向加上固定值  $\Delta Y1$  所得的第 1 线段和减去固定值  $\Delta Y2$  所得的第 2 线段,从相关第 1 中间值至相关第 m 中间值大于所述第 1 线段而分布的第 1 个数、以及小于所述第 2 线段而分布的第 2 个数为大于 1 的数且一致或为大于 1 的数且数字的值仅 1 个不同。

[0116] 在图 12 中,表示大于第 1 线段而分布的区域为区域 A1、区域 A2 至区域 A5 的 5 处,小于第 2 线段而分布的区域为区域 B1、区域 B2 至区域 B5 的 5 处。

[0117] (例 5)

[0118] 另外,如图 12 所示,存在如下特征:在将从相关第 1 中间结果至相关第 m 中间结果的值升序地从左向右且使 X 轴方向上的间隔为等间隔地依序排列、而在 Y 轴方向上表示了所述中间值的大小的中间相关值的分布特性中,对于以直线连结相关第 m 中间值和相关第 1 中间值,在 Y 轴方向加上固定值  $\Delta Y1$  所得的第 1 线段和减去固定值  $\Delta Y2$  所得的第 2 线段,大于第 1 线段而分布的中间值和小于所述第 2 线段而分布的中间值交替出现。

[0119] 在上述(例 5)中,表示大于第 1 线段分布的区域和小于第 2 线段分布的区域为区域 A1、区域 B1、区域 A2、区域 B2、i- 区域 A5、区域 B5 交替出现。

[0120] 上述  $\Delta Y1$ 、 $\Delta Y2$  在接收到无信号分量而仅有噪声分量的接收信号的情况下,使用多次测量相关第 m 中间值并进行统计处理所得的值成为 3 西格玛值或 4 西格玛的值。

[0121] [4]《无秩序地分布》

[0122] 如上述图 8 所示,在依序显示了从相关第 1I 中间结果至相关第 mI 中间结果的值或从相关第 1Q 中间结果至相关第 mQ 中间结果的值的中间相关值的分布特性中无秩序地分布的情况下,判断为扩频码不一致。

[0123] (例 6)

[0124] 判定为无秩序地分布的方法的一例为都不符合从上述(例 1)至(例 5)所示的判定方法的任一个的情况。

[0125] (例 7)

[0126] 图 13 是相关中间值观察单元 170 判定为无秩序地分布的方法的另一例。

[0127] 如图 13 所示,存在如下特征:在将从相关第 1 中间结果至相关第 m 中间结果的值升序地从左向右且使 X 轴方向上的间隔为等间隔地依序排列、而在 Y 轴方向上表示了所述中间值的大小的中间相关值的分布特性中,对于以直线连结相关第 m 中间值和相关第 1 中间值,在 Y 轴方向加上固定值  $\Delta Y1$  所得的第 1 线段和减去固定值  $\Delta Y2$  所得的第 2 线段,从相关第 1 中间值至相关第 m 中间值大于所述第 1 线段而分布的中间值和小于所述第 2 线段而分布的中间值未交替出现。

[0128] 以上,说明了在通过相关值计算单元 130 计算出的相关中间值的分布形状中的、

相关中间值观察单元 170 的判定。

[0129] 其次,相关中间值观察单元 170 基于观察结果,校正载波频率或载波相位,以使相关中间值从正弦波状变为增加或减少的直线状。

[0130] 例如,在观察了上述图 7 的中间相关值的分布特性的情况下,载波相位不一致。因此,将载波相位错开的校正指示给载波频率产生单元 180。或者,相关中间值观察单元 170 计算载波频率或载波相位的校正量,并输出到载波频率产生单元 180。载波频率产生单元 180 基于从相关中间值观察单元 170 输出的载波频率、载波相位的校正量,产生消除载波频率的偏移量的载波频率,并将所产生的载波频率输出到混频单元 110。

[0131] 如上详细地说明那样,载波频率同步检测电路 100 包括:混频单元 110、码生成单元 120、相关值计算单元 130、相关值平均单元 140、最大挑选单元 150、码相位选择单元 160、相关中间值观察单元 170、以及载波频率产生单元 180。相关值计算单元 130 包括:n 个存储元件 501 ~ 507,存储扩频码;n 的整数倍个第 1 延迟元件 401 ~ 414,通过将 I 分量的基带信号延迟某一固定时间间隔而依序移位;以及 n 的整数倍个第 1 乘法器 701 ~ 714,分别进行由第 1 延迟元件 401 ~ 414 依序移位的 I 分量的基带信号与存储元件 501 ~ 507 之间的乘法运算。另外,相关值计算单元 130 包括:n 的整数倍个第 2 延迟元件 301 ~ 314,通过将 Q 分量的基带信号延迟某一固定时间间隔而依序移位;以及 n 的整数倍个第 2 乘法器 601 ~ 614,分别进行由第 2 延迟元件 301 ~ 314 依序移位的 Q 分量的基带信号与存储元件 501 ~ 507 之间的乘法运算。

[0132] 然后,在 I 分量和 Q 分量的各个分量中,将 n 的整数倍个第 1 乘法器或第 2 乘法器中的从第 1 乘法器至第  $(1 \times k)$  的第 1 乘法器或第 2 乘法器的输出的累加运算的结果作为相关第 1 中间值输出,并将从第 1 乘法器至第  $(2 \times k)$  的第 1 乘法器或第 2 乘法器的输出的累加运算的结果作为相关第 2 中间值输出,其后作为相关第 m 中间结果依序输出。相关中间值观察单元 170 根据相关值计算单元 130 的相关中间值的分布特性,决定载波频率的偏移量,并输出载波频率、载波相位的校正量。

[0133] 由此,即使由 GPS 接收机接收到从卫星发送的扩频信号时载波频率因多普勒效应而较大偏移,也能够检测码相位、载波频率、载波频率的相位的一致,并能够校正宽范围的频率误差。

[0134] 以上的说明为本发明的优选实施方式的例证,本发明的范围并不限于此。

[0135] 而且,在上述各个实施方式中,使用了相关运算器和载波频率同步检测电路的名称,这是因为方便说明,当然也可以为定位用接收装置、频率误差测量方法等。

[0136] 另外,构成上述移动无线机的各个电路单元的种类、数量和连接方法等并不限于上述实施方式。

[0137] 2009 年 7 月 3 日提交的特愿第 2009-158495 号的日本专利申请所包含的说明书、附图以及说明书摘要的公开内容全部引用于本申请。

[0138] 工业实用性

[0139] 本发明的载波频率同步检测电路和相关运算器对捕捉从 GPS 等定位卫星发出的信号的载波频率同步检测电路和定位系统极为有用。另外,对搭载该载波频率同步检测电路和定位方法的移动电话机或 PHS 等移动终端装置等极为有用。而且,不仅 GPS 定位系统,也可以广泛地适用于伽利略 (Galileo) 系统、俄罗斯的 GLONASS、美国的 WAAS (Wide

Area Augmentation System, 广域增强系统)、日本的 MSAS (Multi-Functional Satellite Augmentation System, 多功能卫星增强系统)、欧州的 EGNOS (European Geostationary Navigation Overlay Service, 欧洲地球同步卫星导航增强服务系统) 等发送通过同步的多个调制码进行了扩频的多个卫星信号的定位系统。

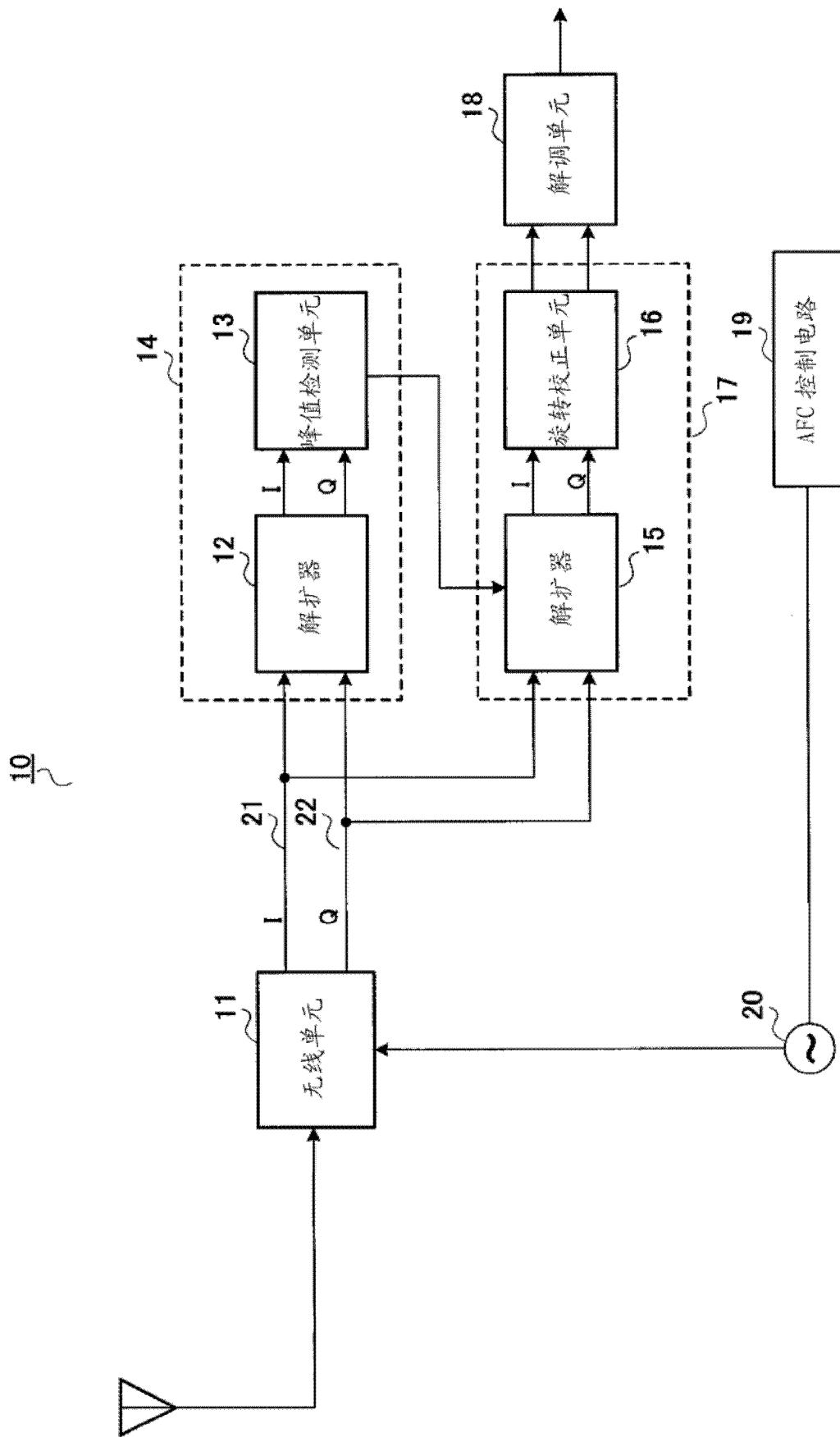


图 1

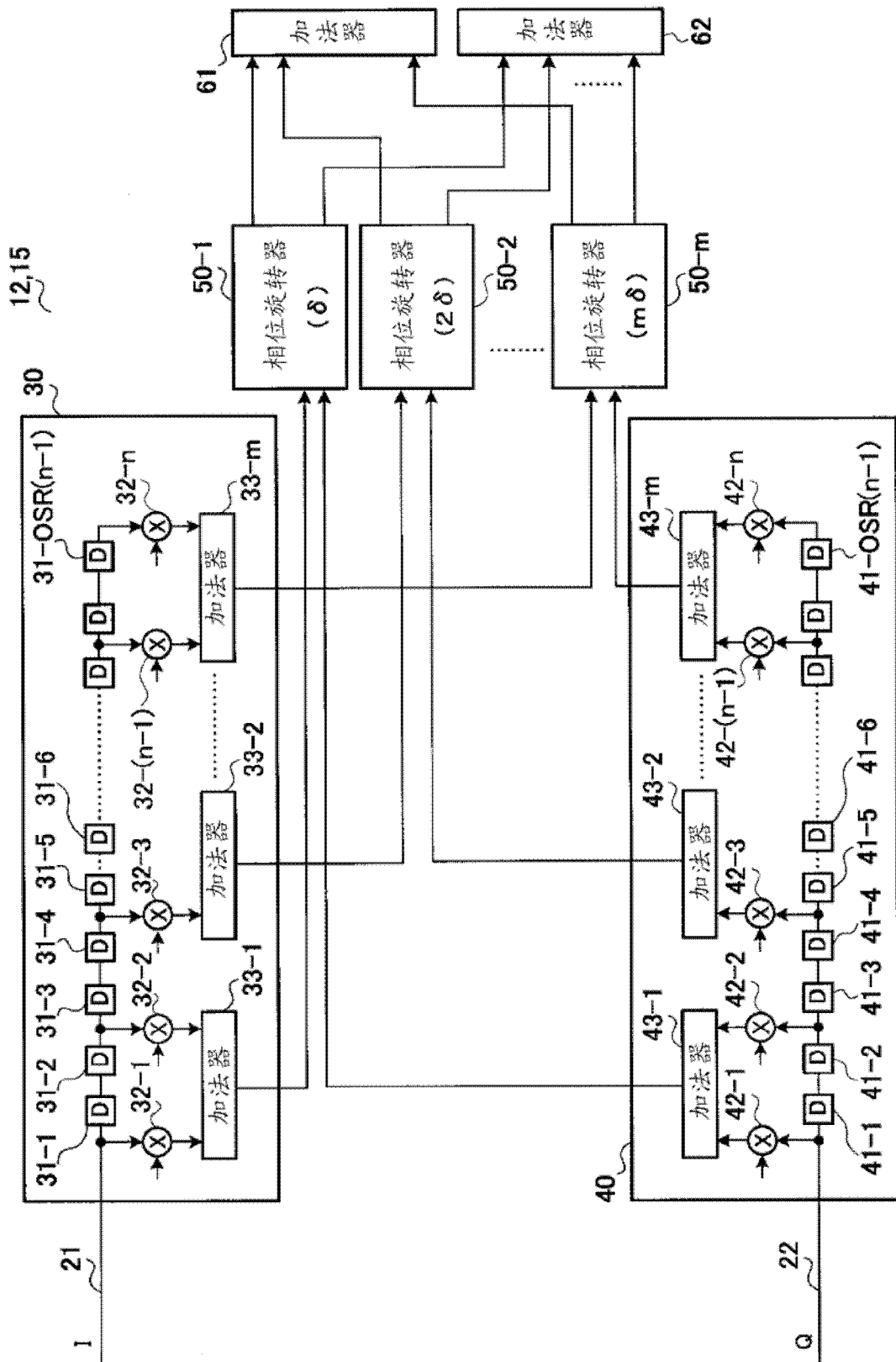


图 2



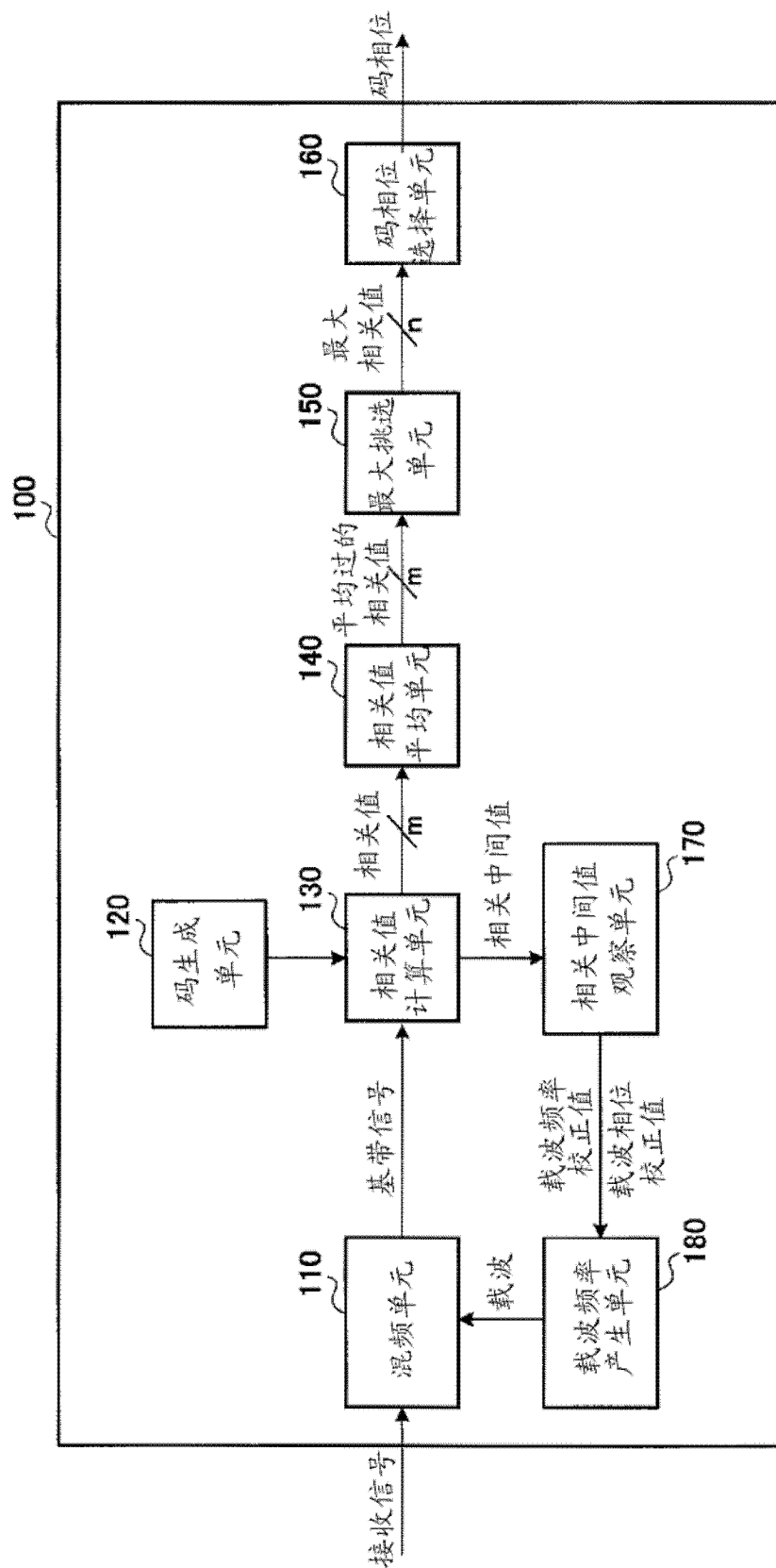


图 3

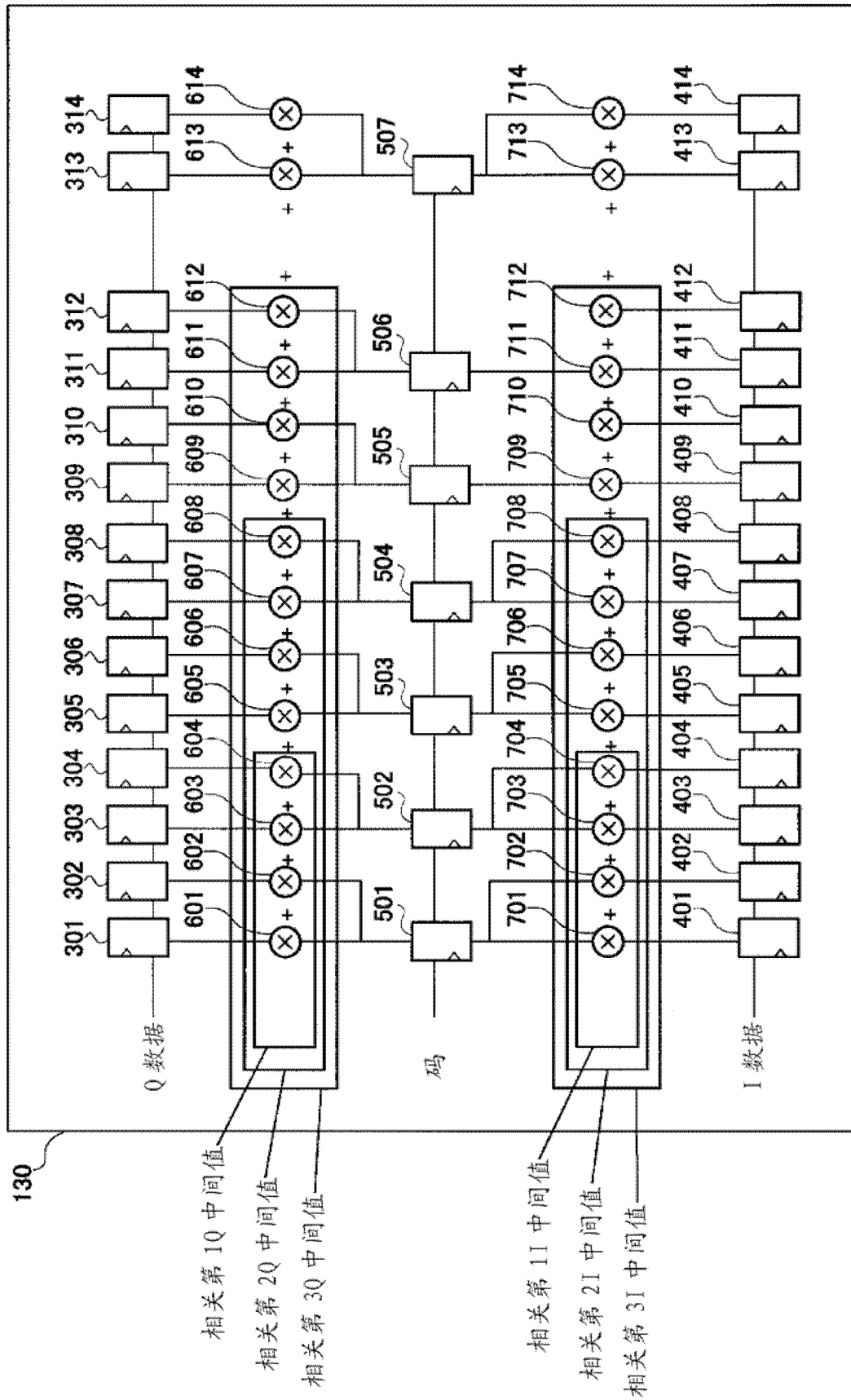


图 4

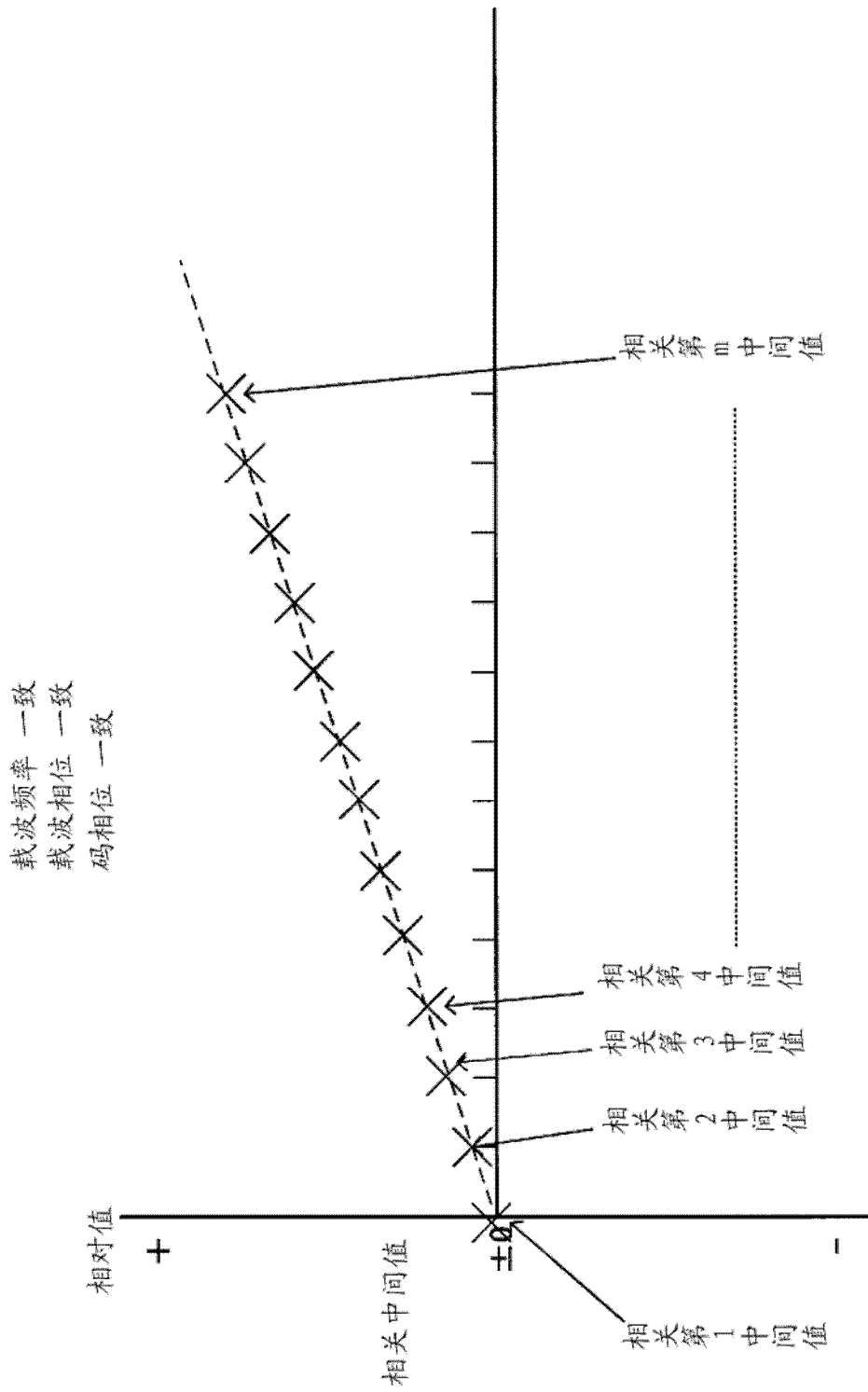


图5

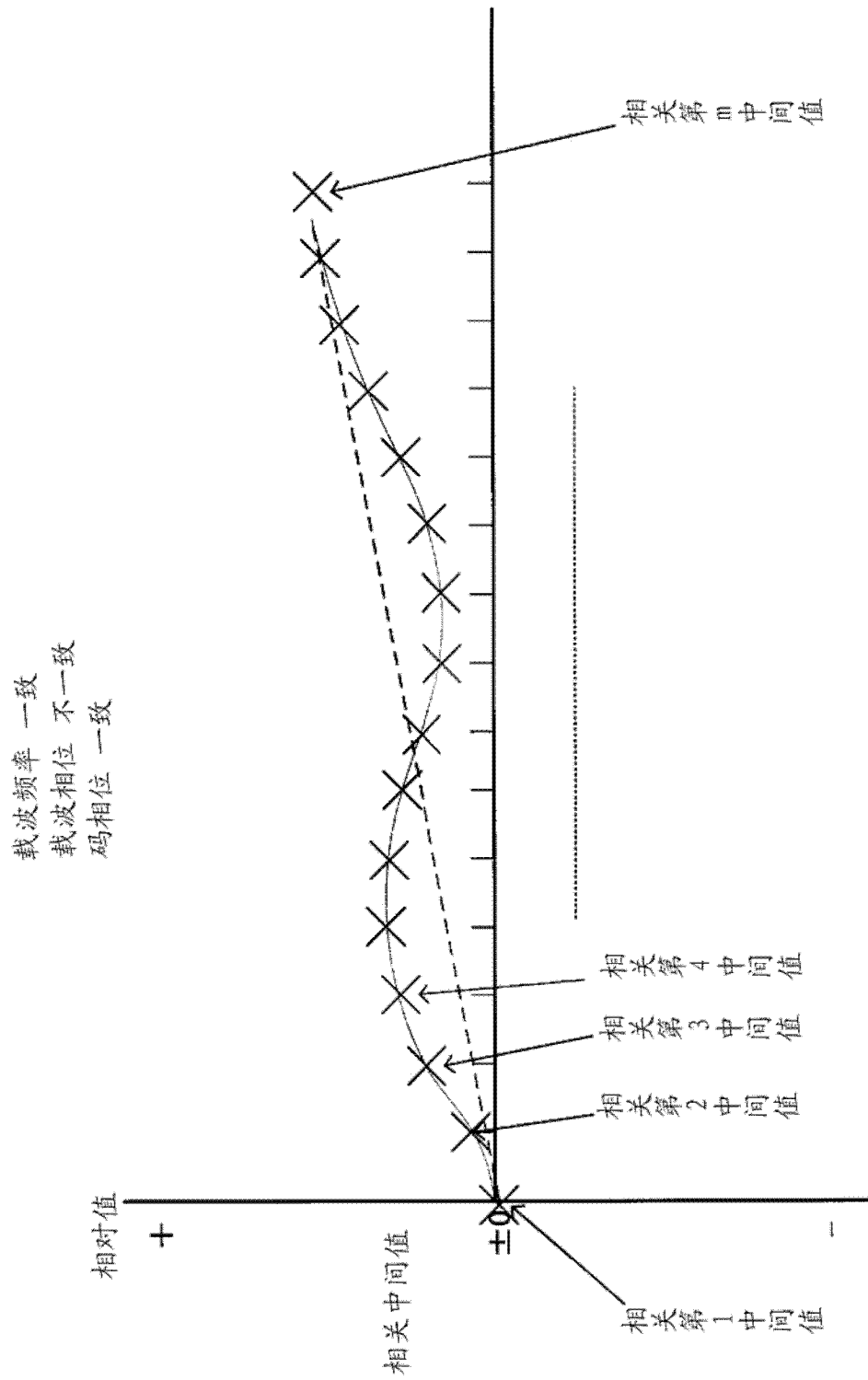


图6

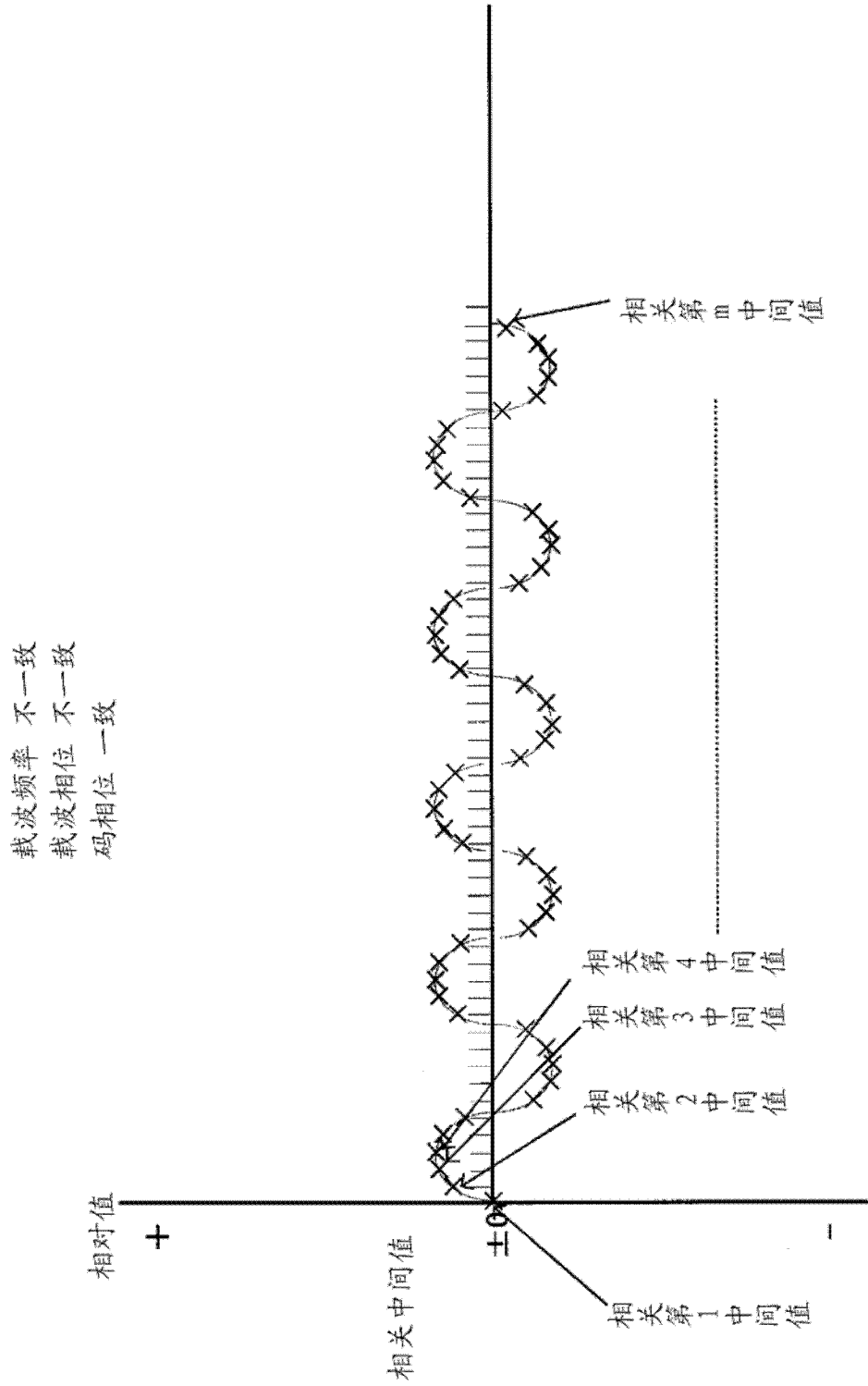


图7

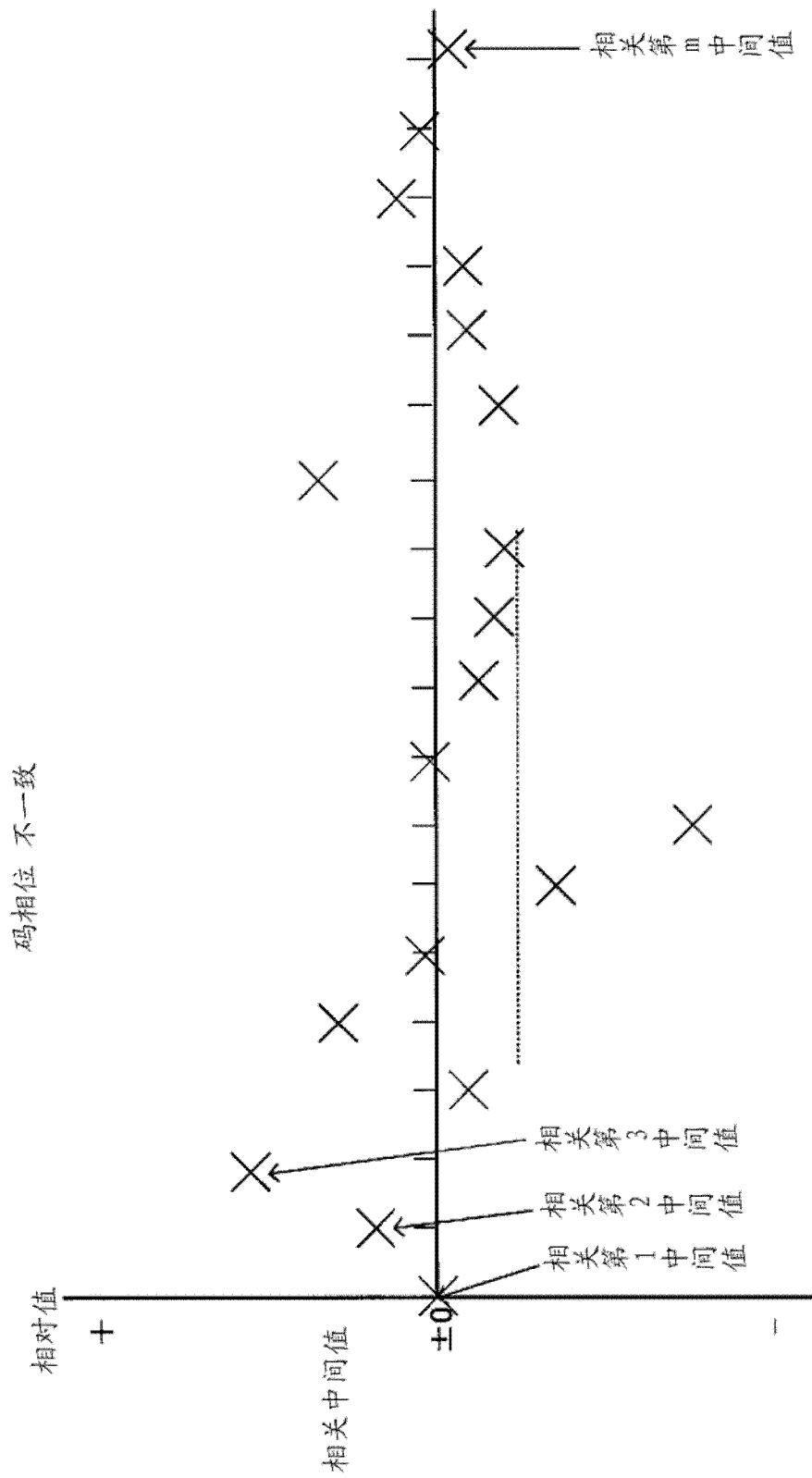


图 8

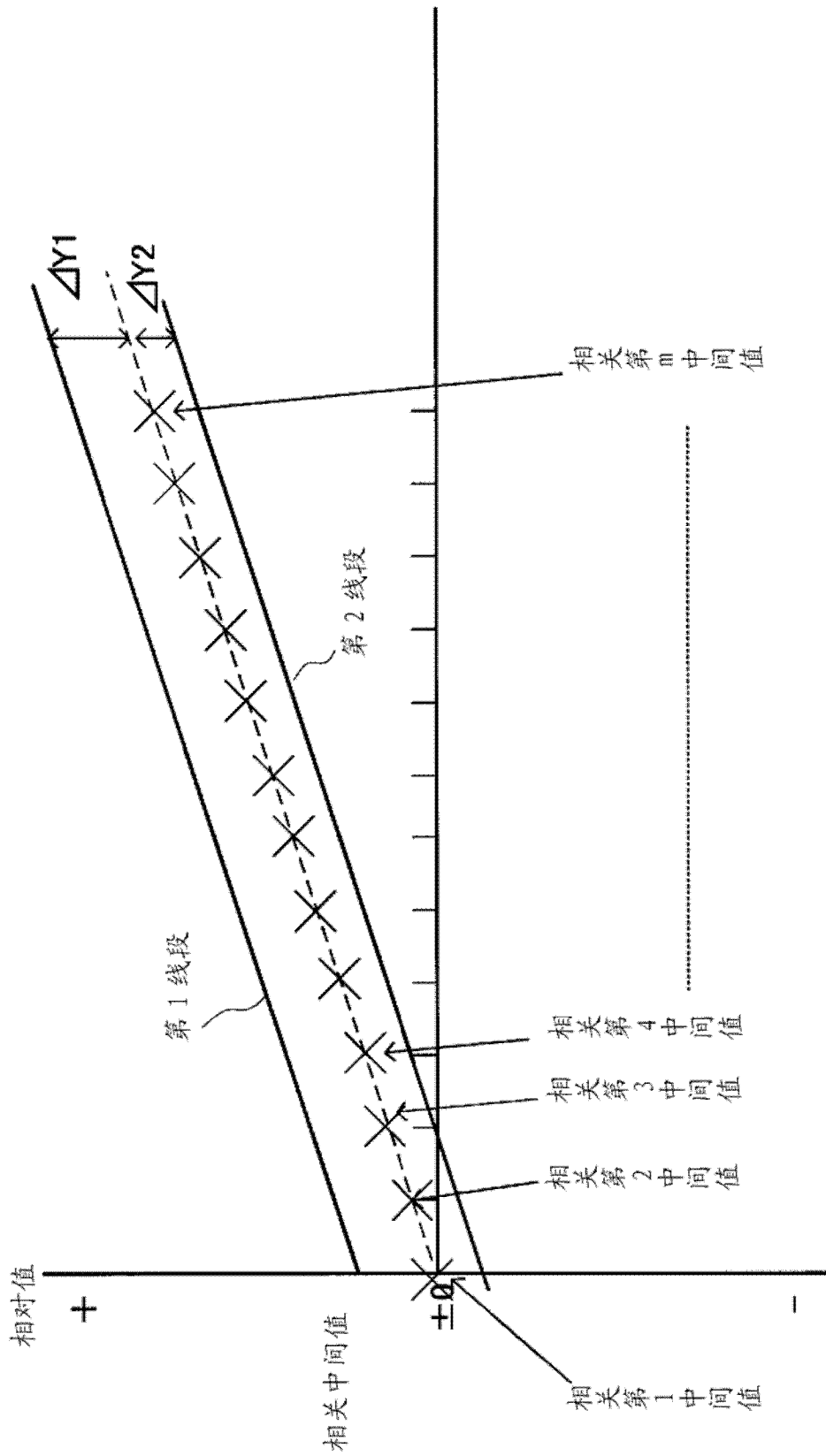


图9

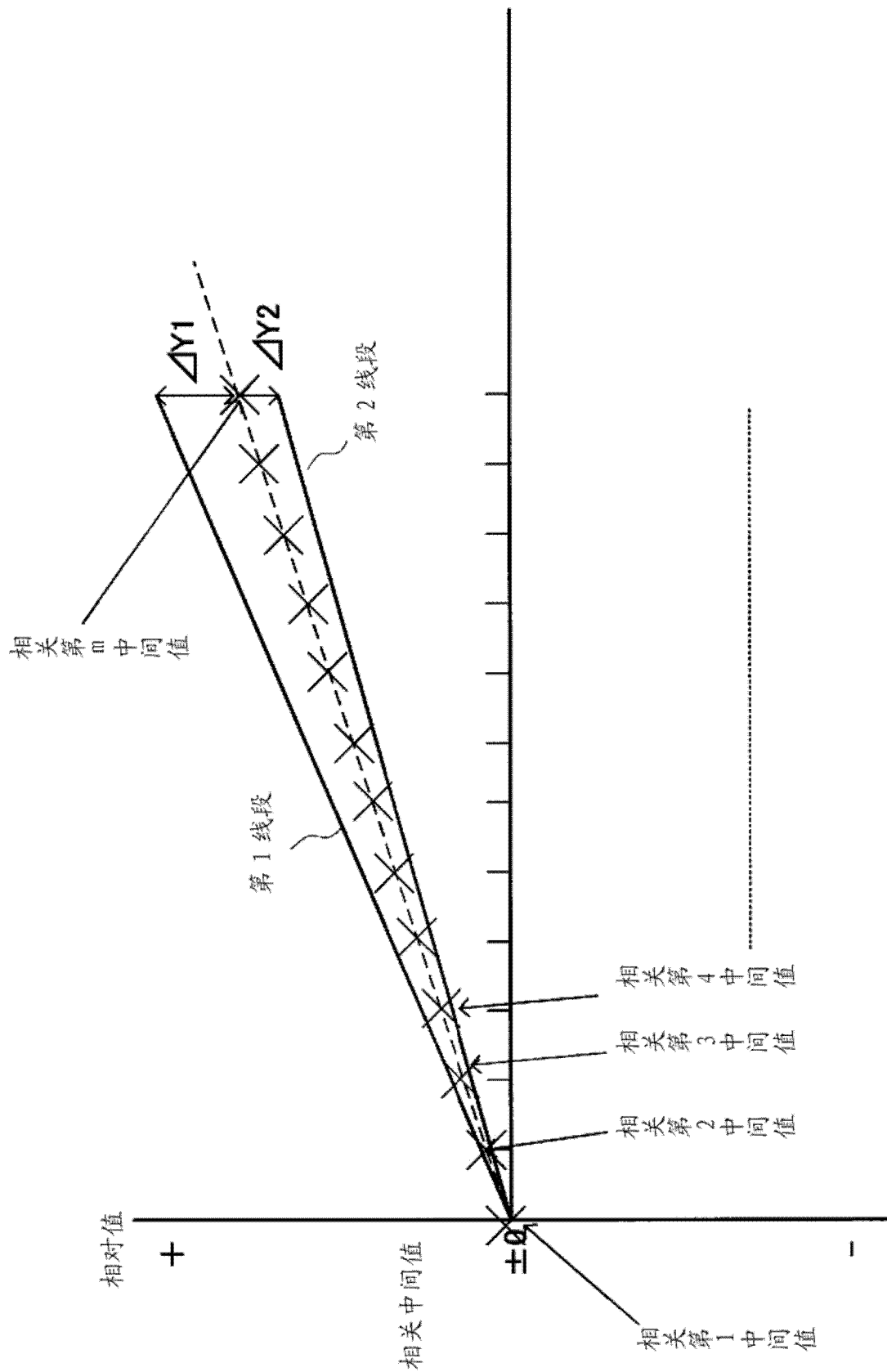


图 10



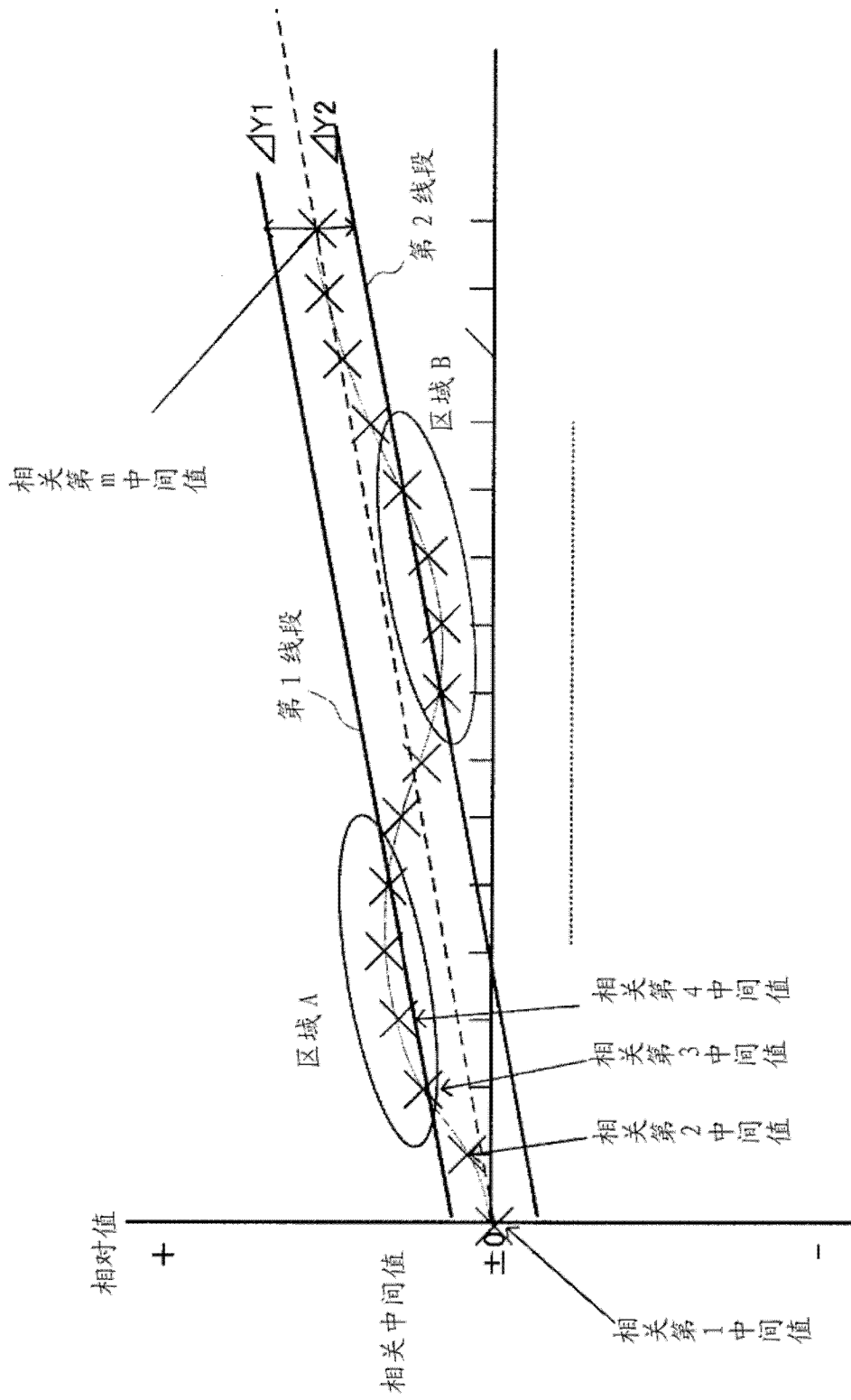


图 11

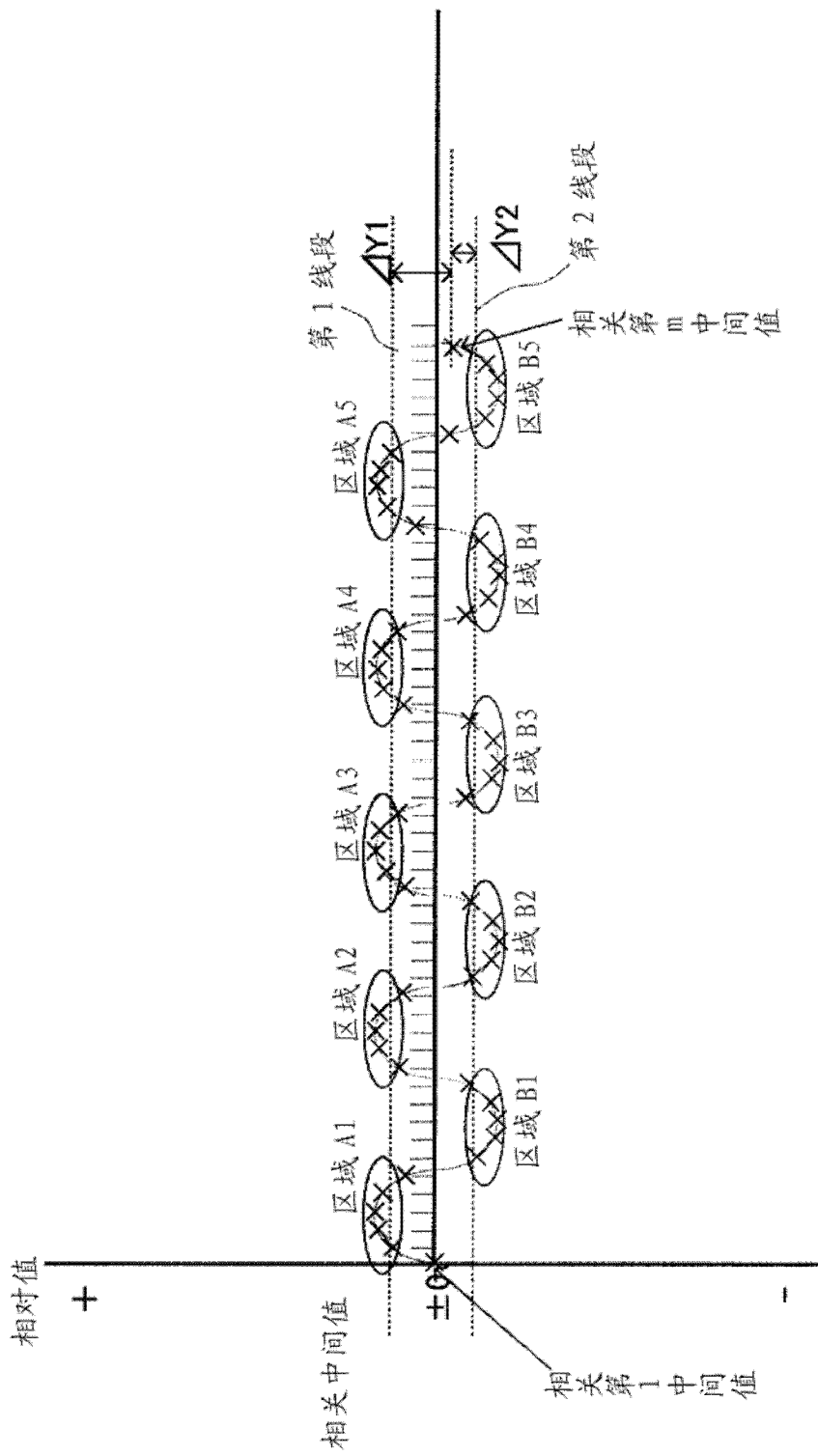


图 12

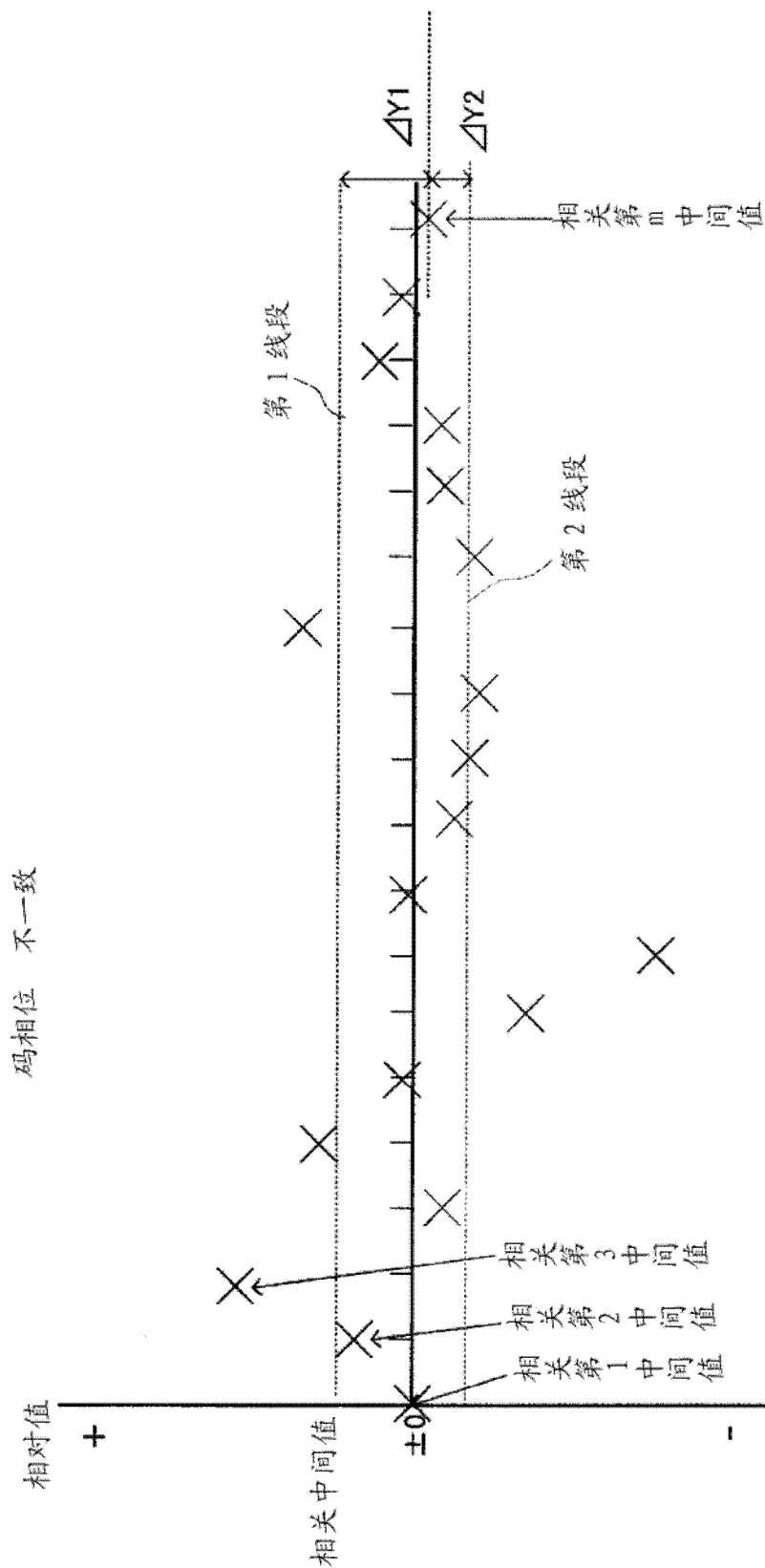


图 13