



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102081161 B

(45) 授权公告日 2015. 01. 14

(21) 申请号 201010568318. 1

(22) 申请日 2010. 11. 30

(30) 优先权数据

2009-271897 2009. 11. 30 JP

(73) 专利权人 精工爱普生株式会社

地址 日本东京

(72) 发明人 山形整功 照内则生

(74) 专利代理机构 北京康信知识产权代理有限公司
11240

代理人 余刚 吴孟秋

(51) Int. Cl.

G01S 19/30 (2010. 01)

G01S 19/29 (2010. 01)

G01S 19/13 (2010. 01)

(56) 对比文件

US 2007/0253471 A1, 2007. 11. 01, 说明书第 [0002], [0009]–[0012], [0029]–[0038], [0040]–[0041], [0047]–[0048], [0066]–[0067], [0091], [0097], [0100], [0121], [0124], [0129] 段, 图 3b.

US 2007/0253471 A1, 2007. 11. 01, 说明书第 [0002], [0009]–[0012], [0029]–[0038], [0040]–[0041], [0047]–[0048], [0066]–[0067], [0091], [0097], [0100], [0121], [0124], [0129] 段, 图 3b.

CN 101356449 A, 2009. 01. 28, 说明书第 20 页最后 1 段, 图 8.

CN 101088025 A, 2007. 12. 12, 说明书第 4 页第 2–5 段, 图 3.

CN 1615596 A, 2005. 05. 11, 全文.

CN 101042430 A, 2007. 09. 26, 全文.

JP 特开 2007–256111 A, 2007. 10. 04, 全文.

US 2009/0262019 A1, 2009. 10. 22, 全文.

CN 101568851 A, 2009. 10. 28, 全文.

CN 1303483 A, 2001. 07. 11, 全文.

张一等. 高动态单频干扰环境下的 FFT 直扩捕获方案. 《哈尔滨工业大学学报》. 2007, 第 39 卷 (第 9 期), 1431–1435.

审查员 伍晓霞

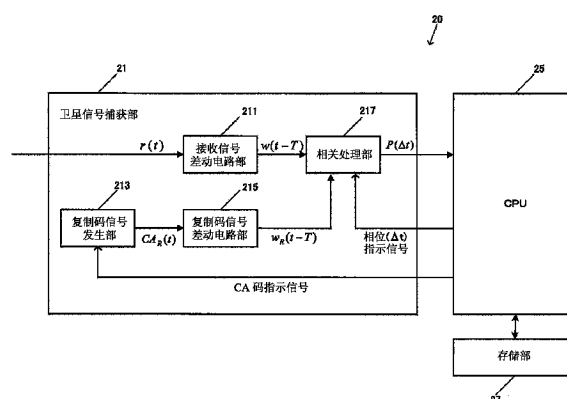
权利要求书2页 说明书17页 附图17页

(54) 发明名称

卫星信号捕获方法及卫星信号接收装置

(57) 摘要

本发明公开了一种用于缩短捕获卫星信号所需时间的卫星信号捕获方法及卫星信号接收装置。在基带处理电路部 (20) 的卫星信号捕获部 (21) 中, 接收了从 GPS 卫星发送的 GPS 卫星信号的接收信号 $r(t)$ 在接收信号差动电路部 (211) 中被差动, 生成 CA 码的差动码信号 $w(t-T)$ 。由复制码信号发生部 (213) 生成的复制码信号 $C_{A_R}(t)$ 在复制码信号差动电路部 (215) 中被差动, 生成差动复制码信号 $w_R(t-T)$ 。在相关处理部 (217) 中进行差动码信号 $w(t-T)$ 和差动复制码信号 $w_R(t-T)$ 的相关处理, 相关值 $P(\Delta t)$ 输出到 CPU 25。利用 CPU 25 进行基于相关值 $P(\Delta t)$ 的 GPS 卫星信号捕获。



1. 一种卫星信号捕获方法,其特征在于,包括:

使用接收来自定位用卫星的卫星信号所得的第一接收信号至第三接收信号,生成对所述卫星信号的扩展码实施差动后的差动码;

进行使用所述差动码和作为所述扩展码的复制码的扩展码复制码的规定的相關处理,取得相關值;以及

根据所述相關值捕获所述卫星信号,

其中,取得所述相關值包括:

根据所述差动码预测所述扩展码;以及

把作为预测到的所述扩展码的预测码与所述扩展码复制码进行相關运算。

2. 根据权利要求 1 所述的卫星信号捕获方法,其特征在于,

所述第二接收信号是与所述第一接收信号相差时间 T 的信号,

所述第三接收信号是与所述第一接收信号相差时间 $2T$ 的信号。

3. 根据权利要求 2 所述的卫星信号捕获方法,其特征在于,

生成所述差动码包括:

通过自乘所述第二接收信号来计算复共轭;以及

把所述第一接收信号、所述复共轭的信号、所述第三接收信号相乘来计算所述差动码。

4. 根据权利要求 2 或 3 所述的卫星信号捕获方法,其特征在于,

所述卫星信号捕获方法还包括:

使用所述第一接收信号、与所述第一接收信号相差时间 T' 的第四接收信号以及与所述第一接收信号相差时间 $2T'$ 的第五接收信号,生成第二差动码,其中,所述时间 T' 与所述时间 T 不同;

进行使用所述第二差动码和所述扩展码复制码的规定的相關处理,取得第二相關值;以及

根据所述相關值及所述第二相關值捕获所述卫星信号。

5. 根据权利要求 1 至 3 中任一项所述的卫星信号捕获方法,其特征在于,

取得所述相關值包括:

对所述扩展码复制码实施差动,生成差动复制码;以及

把所述差动码和所述差动复制码进行相關运算。

6. 根据权利要求 4 所述的卫星信号捕获方法,其特征在于,

取得所述相關值包括:

对所述扩展码复制码实施差动,生成差动复制码;以及

把所述差动码和所述差动复制码进行相關运算。

7. 根据权利要求 2 或 3 所述的卫星信号捕获方法,其特征在于,

所述扩展码复制码包括第一扩展码复制码、与所述第一扩展码复制码相差所述时间 $2T$ 的第二扩展码复制码,

取得所述相關值包括:

通过把所述第一扩展码复制码和所述第二扩展码复制码相乘,从而生成对所述扩展码复制码实施差动后的差动复制码;以及

把所述差动码和所述差动复制码进行相關运算。

8. 根据权利要求 4 中所述的卫星信号捕获方法,其特征在于,

所述扩展码复制码包括第一扩展码复制码、与所述第一扩展码复制码相差所述时间 $2T$ 的第二扩展码复制码,

取得所述相关值包括:

通过把所述第一扩展码复制码和所述第二扩展码复制码相乘,从而生成对所述扩展码复制码实施差动后的差动复制码;以及

把所述差动码和所述差动复制码进行相关运算。

9. 根据权利要求 1 至 3 中任一项所述的卫星信号捕获方法,其特征在于,

所述卫星信号捕获方法还包括:通过错开所述接收信号的相位并进行使用所述差动码和所述扩展码复制码的所述规定的相关处理来搜索相关峰值,

捕获所述卫星信号是根据所述相关峰值来捕获所述卫星信号,而不需要错开频率地搜索相关峰值来捕获卫星信号。

10. 根据权利要求 4 所述的卫星信号捕获方法,其特征在于,

所述卫星信号捕获方法还包括:通过错开所述接收信号的相位并进行使用所述差动码和所述扩展码复制码的所述规定的相关处理来搜索相关峰值,

捕获所述卫星信号是根据所述相关峰值来捕获所述卫星信号,而不需要错开频率地搜索相关峰值来捕获卫星信号。

卫星信号捕获方法及卫星信号接收装置

技术领域

[0001] 本发明涉及卫星信号捕获方法及卫星信号接收装置。

背景技术

[0002] GPS(Global Positioning System,全球定位系统)作为利用定位信号的定位系统广为人知,其被用于便携式电话机及汽车导航系统等中内置的GPS接收装置。GPS接收装置进行如下的位置计算处理:根据多个GPS卫星的位置及从各GPS卫星到接收装置之间的伪距等信息,计算表示接收装置的位置的三维坐标值和时钟误差。

[0003] GPS卫星信号是使用作为扩频调制方式早就已知的CDMA(CodeDivision Multiple Access,码分多址)方式进行扩展调制的通信信号的一种。GPS卫星发送GPS卫星信号时的频率(载波频率)是1.57542[GHz],然而,由于GPS卫星及接收装置的移动而产生的多普勒影响等,GPS接收装置实际接收到的频率并不一定与载波频率一致。因此,GPS接收装置为了从接收信号中捕获GPS卫星信号而进行频率搜索,确定捕获频率。

[0004] 一般来说,捕获频率是这样确定的:使频率及码相位发生变化(频率方向及相位方向的相关运算。也称为频率搜索及相位搜索),同时进行接收了GPS卫星信号的接收信号与作为GPS卫星信号的扩展码的复制码的复制码信号的相关运算(例如专利文献1)。

[0005] 现有技术文献

[0006] 专利文献

[0007] 专利文献1:日本特开2007-256111号公报

[0008] 在频率方向的相关运算中,因GPS卫星以高速移动,所以不能忽视伴随GPS卫星移动产生的多普勒效应的影响,在GPS接收装置实际接收的频率中可能包括由多普勒频率引起的较大的误差。也会产生由GPS接收装置内的本地时钟误差(时钟误差)引起的频率误差。因此,GPS接收装置要在假定的频率误差范围内使频率发生细微变化,同时进行接收信号及复制码信号的相关运算。这样,存在如下的问题:在频率搜索上要花费很多时间,且使捕获GPS卫星信号的所需时间增大。

发明内容

[0009] 本发明的目的在于提供一种用于缩短捕获卫星信号所需的时间的新的卫星信号捕获方法及卫星信号接收装置。

[0010] 为了解决上述问题,本发明第一方式的卫星信号捕获方法包括:使用接收来自定位用卫星的卫星信号所得的第一接收信号至第三接收信号,生成对上述卫星信号的扩展码实施差动后的差动码;进行使用上述差动码和作为上述扩展码的复制码的扩展码复制码的规定的处理,取得相关值;以及根据上述相关值捕获上述卫星信号。

[0011] 作为本发明其他方式,可以构建卫星信号接收装置,所述卫星信号接收装置包括:接收部,接收来自定位用卫星的卫星信号;差动部,使用通过上述接收部接收到的接收信号和使该接收信号延迟规定的延迟时间的延迟信号,生成对上述卫星信号的扩展码实施差动

后的差动码;相关处理部,进行使用上述差动码和作为上述扩展码的复制码的扩展码复制码的规定的相關处理,取得相关值;以及捕获部,根据上述相关值捕获上述卫星信号。

[0012] 根据本发明的第一方式等,使用接收来自定位用卫星的卫星信号所得的第一接收信号至第三接收信号,生成对卫星信号的扩展码实施差动后的差动码。进行使用生成的差动码及扩展码复制码的规定的相關处理,取得相关值,并根据该相关值捕获卫星信号。

[0013] 使卫星信号的扩展码发生差动的差动码与接收信号的频率无关,可利用第一至第三这三种接收信号来产生。因此,通过进行利用差动码及扩展码复制码的相關处理,并根据该相关值捕获卫星信号,从而可以不进行频率方向的相關运算就能捕获到卫星信号,并可缩短捕获卫星信号所需要的时间。

[0014] 根据本发明第一方式的卫星信号捕获方法得到本发明的第二方式,在本发明的第二方式中,也可以构成为如下的卫星信号捕获方法:所述第二接收信号是与所述第一接收信号相差时间 T 的信号,所述第三接收信号是与所述第一接收信号相差时间 $2T$ 的信号。

[0015] 根据本发明的第二方式,利用第一接收信号、与第一接收信号相差时间 T 的第二接收信号及与第一接收信号相差时间 $2T$ 的第三接收信号来生成差动码。例如,通过使用接收信号(第一接收信号)及使第一接收信号延迟而得到的两种延迟信号(第二接收信号、第三接收信号),从而可以简单地生成使卫星信号的扩展码发生差动的差动码。

[0016] 根据本发明第二方式的卫星信号捕获方法得到本发明的第三方式,在本发明的第三方式中,也可以构成为如下的卫星信号捕获方法:生成所述差动码包括:通过自乘所述第二接收信号来计算复共轭;以及把所述第一接收信号、所述复共轭的信号、所述第三接收信号相乘来计算所述差动码。

[0017] 根据本发明的第三方式,通过自乘第二接收信号来计算复共轭。通过把第一接收信号、计算出的复共轭的信号、第三接收信号相乘来计算差动码。

[0018] 根据本发明第二方式或第三方式的卫星信号捕获方法得到本发明的第四方式,在本发明的第四方式中,也可以构成为如下的卫星信号捕获方法:所述卫星信号捕获方法还包括:使用所述第一接收信号、与所述第一接收信号相差时间 T' 的第四接收信号以及与所述第一接收信号相差时间 $2T'$ 的第五接收信号,生成第二差动码,其中,所述时间 T' 与所述时间 T 不同;进行使用所述第二差动码和所述扩展码复制码的规定的相關处理,取得第二相关值;以及根据所述相关值及所述第二相关值捕获所述卫星信号。

[0019] 根据本发明的第四方面,使用第一接收信号、与第一接收信号相差时间 T' 的第四接收信号以及与所述第一接收信号相差时间 $2T'$ 的第五接收信号,生成第二差动码。进行使用第二差动码和扩展码复制码的规定的相關处理,取得第二相关值,并根据相关值及第二相关值捕获卫星信号。使用第四接收信号、第五接收信号生成第二种差动码,并使用通过第二接收信号、第三接收信号而生成的差动码、及第二差动码来进行相關处理,从而可以得到互相独立的多个相关值。通过根据得到的多个相关值来捕获卫星信号,从而可更高精度地进行卫星信号的捕获。

[0020] 根据本发明第一方式至第四方式中任一方式的卫星信号捕获方法得到本发明的第五方式,在本发明的第五方式中,也可以构成为如下的卫星信号捕获方法:取得所述相关值包括:对所述扩展码复制码实施差动,生成差动复制码;以及把所述差动码和所述差动复制码进行相關运算。

[0021] 根据本发明的第五方式,对扩展码复制码实施差动,生成差动复制码,并把差动码和差动复制信号进行相关运算。把通过使卫星信号的扩展码发生差动而生成的差动码、与使扩展码复制码发生差动而生成的差动复制码相乘,从而可以适当得到用于捕获卫星信号的相关值。

[0022] 根据本发明第二方式至第四方式中任一方面的卫星信号捕获方法得到本发明的第六方式,在本发明的第六方式中,也可以构成为如下的卫星信号捕获方法:所述扩展码复制码包括第一扩展码复制码、与所述第一扩展码复制码相差所述时间 $2T$ 的第二扩展码复制码,取得所述相关值包括:通过把所述第一扩展码复制码和所述第二扩展码复制码相乘,从而生成对所述扩展码复制码实施差动后的差动复制码;以及把所述差动码和所述差动复制码进行相关运算。

[0023] 根据本发明的第六方式,通过把第一扩展码复制码和与第一扩展码复制码相差时间 $2T$ 的第二扩展码复制码相乘,从而生成对扩展码复制码实施差动后的差动复制码。把差动码和差动复制码进行相关运算。

[0024] 根据本发明第一方式至第四方式中任一方式的卫星信号捕获方法得到本发明的第七方式,在本发明的第七方式中,也可以构成为如下的卫星信号捕获方法:取得所述相关值包括:根据所述差动码预测所述扩展码;以及把作为预测到的扩展码的预测码与所述扩展码复制码进行相关运算。

[0025] 根据本发明的第七方式,根据差动码预测扩展码。把作为预测到的扩展码的预测码与扩展码复制码进行相关运算。通过根据差动码适当地预测扩展码,从而可提高对预测码及扩展码复制码的相关运算的正确性。

[0026] 根据本发明第一方式至第七方式中任一方式的卫星信号捕获方法得到本发明的第八方式,在本发明的第八方式中,也可以构成为如下的卫星信号捕获方法:所述卫星信号捕获方法还包括:通过错开所述接收信号的相位并进行所述规定的相关处理来搜索相关峰值,捕获所述卫星信号是根据所述相关峰值来捕获所述卫星信号,而不需要错开频率地搜索相关峰值来捕获卫星信号。

[0027] 根据本发明的第八方式,通过错开接收信号的相位并进行规定的相关处理来搜索相关峰值。根据相关峰值来捕获卫星信号,而不需要错开频率地搜索相关峰值来捕获卫星信号。通过进行使用差动码和扩展码复制码的相关处理而得到的相关值是与对接收信号进行频率方向的搜索而得到的相关值相等的相关值。因此,无需频率方向的搜索,就可以缩短现有技术中频率方向搜索中所消耗的时间。

附图说明

[0028] 图 1 是 GPS 卫星信号捕获原理的说明图;

[0029] 图 2 是 GPS 卫星信号捕获原理的说明图;

[0030] 图 3 是 GPS 卫星信号捕获原理的说明图;

[0031] 图 4 是 GPS 卫星信号捕获原理的说明图;

[0032] 图 5 是 GPS 卫星信号捕获原理的说明图;

[0033] 图 6 是 GPS 卫星信号捕获原理的说明图;

[0034] 图 7 是 GPS 卫星信号捕获原理的说明图;

- [0035] 图 8 是 GPS 卫星信号捕获原理的说明图；
- [0036] 图 9 是示出便携式电话机的功能结构的框图；
- [0037] 图 10 是示出基带处理电路部的电路结构的一例的图；
- [0038] 图 11 是示出接收信号差动电路部的电路结构的一例的图；
- [0039] 图 12 是示出复制码信号差动电路部的电路结构的一例的图；
- [0040] 图 13 是示出基带处理的流程的流程图；
- [0041] 图 14 是示出码相位检测处理的流程的流程图；
- [0042] 图 15 是示出变形例中的卫星信号捕获部的电路结构的一例的图；
- [0043] 图 16 是示出变形例中的卫星信号捕获部的电路结构的一例的图；以及
- [0044] 图 17 是示出变形例中的卫星信号捕获部的电路结构的一例的图。

具体实施方式

[0045] 下面,参照附图来说明本发明的优选实施方式。下面对将本发明适用于接收、捕获从 GPS(Global Positioning System,全球定位系统)卫星发送来的 GPS 卫星信号的 GPS 接收装置(卫星信号接收装置)进行说明。可适用本发明的实施方式不仅限于下面的实施方式。

[0046] 1. 原理

[0047] 首先,对 GPS 接收装置执行的 GPS 卫星信号捕获处理(卫星信号捕获方法)的原理进行说明。

[0048] GPS 卫星是定位用卫星的一种,在地球外围的六个轨道面上分别配置有四颗以上的卫星,原则上其使用方式是,根据几何学的配置,在地球上的任何地方总是可以观测到四颗以上的卫星。

[0049] GPS 卫星将历书或星历表等导航信息包含在 GPS 卫星信号中进行发送。GPS 卫星信号是一种使用作为扩展码之一的 CA(Course and Acquisition,粗获)码,根据作为扩频方式公知的 CDMA(码分多址)方式调制的 1.57542[GHz] 的通信信号。CA 码是将 1023 码片的码长作为 1PN 帧的、重复周期为 1ms 的伪随机噪声码,对每一个卫星都不同。

[0050] 虽然将在 GPS 卫星发送 GPS 卫星信号时的频率(载波频率)预定为 1.57542[GHz],但是受 GPS 卫星和 GPS 接收装置的移动而产生的多普勒效应的影响等, GPS 接收装置在接收 GPS 卫星信号时的频率不一定与载波频率一致。因此,现有的 GPS 接收装置要进行频率搜索(使频率反复变化而进行相关运算的搜索)及相位搜索(使相位反复变化而进行相关运算的搜索),频率搜索是用于从接收信号中捕获 GPS 卫星信号的频率方向的相关运算,相位搜索是相位方向相关运算。由于与本实施方式特别相关的是频率搜索,因此,以下对频率搜索进行说明。

[0051] 例如,受多普勒效应影响,假定接收频率以载波频率为中心在 ± 5 [kHz] 范围内变化的情况下,在以载波频率即 1.57542[GHz] 为中心的 ± 5 [kHz] 的范围内,例如每次以 100[Hz] 这样微小量使频率发生变化来进行频率搜索。这时,由于必须在频率的假定误差范围内对频率进行拉网式搜索,因此,产生了计算量增大且捕获 GPS 卫星信号所需的时间也增加的问题。

[0052] 鉴于上述问题,本发明人提出了如下全新的方法:不进行上述拉网式的频率搜索,

在多普勒频率未知的情况下,在短时间内捕获 GPS 卫星信号。在以下的说明中,使用了多种变量来说明,某变量“A”在时间“t”的值用“A(t)”表示。需要按通常方法进行相位方向的搜索。

[0053] 可用下式 (1) 来表示 GPS 接收装置在时间“t”接收的接收信号“r(t)”。

[0054] 【式 1】

$$[0055] \quad r(t) = I(t) + iQ(t)$$

$$[0056] \quad = CA(t) \cdot e^{i\omega t} \dots (1)$$

[0057] 在式 (1) 中,“I(t)”和“Q(t)”分别表示接收信号“r(t)”的 IQ 成分。即,“I(t)”表示接收信号“r(t)”的同相成分 (实部),“Q(t)”表示“r(t)”的正交成分 (虚部)。“CA(t)”表示 GPS 卫星信号的 CA 码,是“+1”或“-1”的任一个值。“ $e^{i\omega t}$ ”是表示输送 GPS 卫星信号的载波的项。

[0058] 在式 (1) 中,“ ω ”是接收信号的频率,通过式 (2) 表示。

[0059] 【式 2】

$$[0060] \quad \omega = \omega_c + \omega_d \dots (2)$$

[0061] 其中,“ ω_c ”是 GPS 卫星信号的载波频率,“ ω_d ”是多普勒频率。

[0062] 将式 (1) 的两边二乘后,可以得到式 (3)。

[0063] 【式 3】

$$[0064] \quad r(t)^2 = CA(t)^2 \cdot e^{2i\omega t}$$

$$[0065] \quad = e^{2i\omega t} \dots (3)$$

[0066] “CA(t)”是“+1”或“-1”,因此利用了“ $CA(t)^2 = 1$ ”的性质。

[0067] 接着,如果计算式 (3) 的复共轭 (使复数的虚部符号反转而得出),从而导出式 (4)。

[0068] 【式 4】

$$[0069] \quad \{r(t)^2\}^* = e^{-2i\omega t} \dots (4)$$

[0070] 复共轭用上标“*”表示。

[0071] 另一方面,考虑到比接收信号“r(t)”滞后相当于规定时间 T 的信号“r(t-T)”和比接收信号“r(t)”快了相当于规定时间 T 的信号“r(t+T)”,如果把这些信号相乘,则导出式 (5)。

[0072] 【式 5】

$$[0073] \quad r(t-T) \cdot r(t+T)$$

$$[0074] \quad = CA(t-T) \cdot e^{i\omega(t-T)} \cdot CA(t+T) \cdot e^{i\omega(t+T)}$$

$$[0075] \quad = CA(t-T) \cdot CA(t+T) \cdot e^{2i\omega t} \dots (5)$$

[0076] 在本实施方式中,把对由 1023 码片构成的 CA 码进行采样时的采样时间间隔称为“时钟”,一时钟的经过时间用“T”表示。采样的时间间隔 (即时间 T) 既可以是相当于一码片的时间间隔,也可以是把一码片更细化后所得的时间间隔。

[0077] 用式 (4) 和式 (5) 可导出式 (6)。

[0078] 【式 6】

$$[0079] \quad w(t) = CA(t-T) \cdot CA(t+T)$$

$$[0080] \quad = r(t-T) \cdot r(t+T) \cdot e^{-2i\omega t}$$

[0081] $= r(t-T) \cdot r(t+T) \cdot \{r(t)^2\}^* \dots (6)$

[0082] 在式 (6) 中, “ $w(t)$ ” 是用比 CA 码 “ $CA(t)$ ” 滞后一时钟的 CA 码 “ $CA(t-T)$ ” 和比 CA 码 “ $CA(t)$ ” 快了一时钟的 CA 码 “ $CA(t+T)$ ” 的乘积表示的码。在本实施方式中, 将用该 “ $w(t)$ ” 表示的码称为 CA 码的 “差动码”。

[0083] 从式 (6) 可看出, CA 码的差动码 “ $w(t)$ ” 是用时间不同的多个信号 “ $r(t-T)$ ”、“ $r(t+T)$ ” 及 “ $\{r(t)^2\}^*$ ” 的乘积来表示的。它意味着仅通过接收信号 (式 (6) 中为 $r(t+T)$)、将接收信号延迟一时钟 (时间 T) 而得的第一延迟信号 (式 (6) 中为 $\{r(t)^2\}^*$) 和将接收信号延迟两时钟 (时间 $2T$) 而得的第二延迟信号 (式 (6) 中为 $r(t-T)$), 就能生成 CA 码的差动码的信号。

[0084] 特征点在于, 包括接收信号的频率 “ ω ” 的项 “ $e^{-2i\omega t}$ ” 是由接收信号的自乘的复共轭的信号 “ $\{r(t)^2\}^*$ ” 来替代的。由此, 通过进行利用差动码 “ $w(t)$ ” 的相关处理, 从而就能得到如同进行频率方向的相关运算这样的效果, 且也可以不依赖接收信号的频率 “ ω ” 而捕获到 GPS 卫星信号。换言之, 不论多普勒频率 “ ω_d ” 为何值, 都不用频率方向的相关运算, 而仅进行相位方向的相关运算即可。

[0085] 虽然以 “ ω_d ” 是多普勒频率的情况进行说明, 但也可包括多普勒频率以外的所有频率误差。比如, 也可以包括 GPS 接收装置内的本地时钟误差 (时钟误差) 引起的频率误差。这是因为不论 “ ω_d ” 为何值不进行频率搜索都能捕获到 GPS 卫星信号。

[0086] 本发明人提出了执行利用了上述差动码 “ $w(t)$ ” 的相关处理来捕获 GPS 卫星信号的两种方法。下面, 对这两种方法进行详细说明。

[0087] 1.1 使 CA 码复制码发生差动的方法

[0088] 第一种方法是如下的方法: 使 CA 码复制码发生差动, 生成差动复制码 (differential replica code) “ $w_R(t)$ ”, 从而进行差动码 “ $w(t)$ ” 与差动复制码 “ $w_R(t)$ ” 的相关运算, 计算相关值。

[0089] 图 1 是该第一种方法的原理的说明图。图 1 示出了表示各种码的时序变化的表。最上面表示 CA 码 “ $CA(t)$ ”, 第二行表示 CA 码的差动码 “ $w(t)$ ”, 第三行表示 CA 码复制码 “ $CA_R(t)$ ”, 第四行表示差动复制码 “ $w_R(t)$ ”, 最下面表示 CA 码的差动码 “ $w(t)$ ” 与 CA 码复制码的差动码 “ $w_R(t)$ ” 的乘积值 “ $g(t)$ ”。

[0090] 首先, 利用时刻 “ $t-T$ ” 的 CA 码复制码 “ $CA_R(t-T)$ ” 和时刻 “ $t+T$ ” 的 CA 码复制码 “ $CA_R(t+T)$ ”, 根据式 (7) 算出时间 “ t ” 的差动复制码 “ $w_R(t)$ ”。

[0091] 【式 7】

[0092] $w_R(t) = CA_R(t-T) \cdot CA_R(t+T) \dots (7)$

[0093] 错开差动复制码 “ $w_R(t)$ ” 的相位 “ Δt ”, 同时进行差动码 “ $w(t)$ ” 和差动复制码 “ $w_R(t+\Delta t)$ ” 的相关运算。在本实施方式中, CA 码复制码的相位用 “ Δt ” 表示。准确地说, CA 码复制码的相位换算成时间的值是 “ Δt ”。

[0094] 具体地说, 根据式 (8) 算出相关值 “ $P(\Delta t)$ ”。

[0095] 【式 8】

[0096]
$$P(\Delta t) = \left(\sum_i g(t) \right)^2 = \left(\sum_i w(t) \cdot w_R(t+\Delta t) \right)^2$$

$$[0097] \quad = \left(\sum_i CA(t-T) \cdot CA(t+T) \cdot CA_R(t-T+\Delta t) \cdot CA_R(t+T+\Delta t) \right)^2 \dots (8)$$

[0098] “ $g(t)$ ”是时刻“ t ”的差动码“ $w(t)$ ”与差动复制码“ $w_R(t+\Delta t)$ ”的乘积值。算出的相位“ Δt ”的相关值用“ $P(\Delta t)$ ”表示。

[0099] 在使差动复制码“ $w_R(t)$ ”的相位“ Δt ”变化的同时,算出相关值“ $P(\Delta t)$ ”。检测相关值“ $P(\Delta t)$ ”变为最大的相位“ Δt ”。把检测出的相位“ Δt ”确定为该 GPS 卫星信号的码相位。

[0100] 参照图 2 和图 3,对第一种方法的具体实例进行说明。在此,以将接收信号的 CA 码的时序变化表示为“ $CA(t) = 1, -1, -1, 1, -1, 1, \dots$ ”的情况为例进行说明。作为捕获对象的 GPS 卫星信号的 CA 码是已知的,CA 码复制码的时序变化也用“ $CA_R(t) = 1, -1, -1, 1, -1, 1, \dots$ ”来表示,进行说明。

[0101] (i) CA 码复制码的相位为“ $\Delta t = 0$ ”的情况

[0102] 图 2 示出以 CA 码复制码的相位设定为“ $\Delta t = 0$ ”时的计算结果的一个例子。如果用“ $CA(t-1)$ ”及“ $CA(t+1)$ ”,根据式 (6) 来算出差动码“ $w(t)$ ”,则可得到“ $w(t) = (N/A), -1, -1, 1, 1, (N/A), \dots$ ”。“ (N/A) ”部分因为根据图来看前后的 CA 码的值不明,所以其是未记载的部分。

[0103] 如果用“ $CA_R(t-1)$ ”及“ $CA_R(t+1)$ ”,根据式 (7) 算出差动复制码“ $w_R(t)$ ”,则可得到“ $w_R(t) = (N/A), -1, -1, 1, 1, (N/A), \dots$ ”。

[0104] 接着,通过把 CA 码的差动码“ $w(t)$ ”与差动复制码“ $w_R(t)$ ”相乘,从而得到乘积值“ $g(t) = (N/A), 1, 1, 1, 1, (N/A), \dots$ ”。这时,比如只取出“ $g(2)$ ”~“ $g(5)$ ”这部分来计算相关值“ $P(\Delta t = 0)$ ”,则相关值变为“ $P(\Delta t = 0) = (1+1+1+1)^2 = 16$ ”,可得到大的值。这是因为,从图 2 可知,CA 码“ $CA(t)$ ”的相位和 CA 码复制码“ $CA_R(t-1)$ ”的相位正好完全一致,乘积值“ $g(t)$ ”全部都是“1”。

[0105] (ii) CA 码复制码相位为“ $\Delta t = 1$ ”时

[0106] 图 3 示出了 CA 码复制码的相位设定为“ $\Delta t = 1$ ”时的计算结果。与 (i) 的情况相同,如果对差动复制码“ $w_R(t)$ ”进行计算,则可得到“ $w_R(t) = (N/A), 1, -1, -1, 1, (N/A), \dots$ ”。这时,比如如果只着眼于“ $g(2)$ ”~“ $g(5)$ ”部分,并计算相关值“ $P(\Delta t = 1)$ ”,则相关值变为“ $P(\Delta t = 1) = (-1+1-1+1)^2 = 0$ ”,则可得到小的值。如从图 3 可知的那样,这是因为由于 CA 码“ $CA(t)$ ”的相位与 CA 码复制码“ $CA_R(t-1)$ ”的相位偏离,所以乘积值“ $g(t)$ ”反复“-1”和“1”,计算和时互相抵消了。

[0107] 这里,虽然只图示了在 (i) $\Delta t = 0$ 及 (ii) $\Delta t = 1$ 这两个情况下的结果,但无论使相位“ Δt ”怎样变化地进行计算,都不会比 (i) $\Delta t = 0$ 时的相关值“ $P(\Delta t = 0)$ ”大。如果相位不是正好一致,则这是因为乘积值“ $g(t)$ ”中混有“-1”和“1”,互相抵消了的缘故。由此,在使相位“ Δt ”变化的同时,计算相关值“ $P(\Delta t)$ ”,通过检测相关值“ $P(\Delta t)$ ”变为最大的相位“ Δt ”,从而能正确地检测码相位。

[0108] 1-2. 根据差动码“ $w(t)$ ”预测原 CA 码的预测方法

[0109] 第二种方法是如下的方法:根据差动码“ $w(t)$ ”来预测(推测)接收信号的 CA 码“ $CA(t)$ ”,并进行使用预测到的 CA 码“ $CA_p(t)$ ”(预测 CA 码)的相关运算,从而计算相关值。

[0110] 图 4 是该第二种方法的说明图。在图 4 的表中,最上面表示接收信号的 CA 码

“CA(t)”,第二行表示 CA 码的差动码“w(t)”。第三行表示预测 CA 码“CA_p(t)”,第四行表示 CA 码的复制码即 CA 码复制码“CA_R(t)”。最下面表示预测 CA 码与 CA 码复制码的乘积值“f(t) = CA_p(t) · CA_R(t)”。

[0111] 首先,进行利用了差动码“w(t)”的时序变化的预测处理来预测接收信号的 CA 码。具体地说,设定 {(CA_p(1), CA_p(2)) = (1, 1), (1, -1), (-1, 1), (-1, -1)} 这四个组合作为时刻“1”的预测 CA 码“CA_p(1)”与时刻“2”的预测 CA 码“CA_p(2)”组合。

[0112] 对于设定的四个组合中的每个组合,分别从时刻“1”开始依次进行把预测 CA 码“CA_p(t)”与差动码“w(t+1) = CA(t) × CA(t+2)”相乘而获得的值作为预测 CA 码“CA_p(t+2)”的运算,对各时刻“t”的预测 CA 码“CA_p(t)”进行运算。具体地说,按“CA_p(3) = CA_p(1) · w(2)”,“CA_p(4) = CA_p(2) · w(3)”,“CA_p(5) = CA_p(3) · w(4)”,…这样的顺序依次对预测 CA 码“CA_p(t)”进行运算。

[0113] 根据运算式“CA_p(t+2) = CA_p(t) · w(t+1) = CA_p(t) · CA(t) · CA(t+2)”来进行 CA 码的预测。它的根据如下:CA 码的预测正确时,“CA_p(t) = CA(t)”,“CA_p(t) × CA(t) = 1”成立,因此上述的运算式变为“CA_p(t+2) = CA(t+2)”,CA 码与预测 CA 码相等。

[0114] 这时,对四个组合分别运算预测 CA 码“CA_p(t)”,则对应四个组合中的任一个组合而运算出的预测 CA 码“CA_p(t)”与接收信号的 CA 码“CA(t)”正好一致。然而,因为 CA 码“CA(t)”不明,所以无法得知哪个组合是正确的。

[0115] 因此,对对应四个各组合而运算出的预测 CA 码“CA_p(t)”进行与 CA 码复制码“CA_R(t)”之间的相关运算。即,对预测 CA 码“CA_p(t)”,在使 CA 码复制码“CA_R(t)”的相位“Δt”发生变化的同时,进行相关运算,从而计算出相关值。

[0116] 具体而言,根据下式 (9) 计算相关值“P(Δt)”。

[0117] 【式 9】

$$[0118] \quad P(\Delta t) = \left(\sum_i f(t) \right)^2 = \left(\sum_i CA_p(t) \cdot CA_R(t + \Delta t) \right)^2 \cdots (9)$$

[0119] 在式 (9) 中,“f(t)”是把预测 CA 码“CA(t)”与 CA 码复制码“CA_R(t+Δt)”相乘得到的乘积值。

[0120] 如果在使 CA 码复制码“CA_R(t)”的相位“Δt”发生变化的同时,计算出相关值“P(Δt)”,则可检测出相关值“P(Δt)”变为最大时的相位“Δt”。把检测出的相位“Δt”确定为该 GPS 卫星信号的码相位。

[0121] 参照图 5 ~ 图 8 来说明该第二种方法的具体实例。这里,以通过“CA(t) = 1, -1, -1, 1, -1, 1, …”表示接收信号的 CA 码的时序变化的情况为例来说明。为使说明简单,以 CA 码复制码“CA_R(t)”的相位“Δt = 0”,通过“CA_R(t) = 1, -1, -1, 1, -1, 1, …”表示 CA 码复制码的时序变化的情况为例进行说明。

[0122] (A) (CA_p(1), CA_p(2)) = (1, 1) 的组合

[0123] 图 5 示出了用 (CA_p(1), CA_p(2)) = (1, 1) 的组的计算结果。首先,根据接收信号“r(t)”,按照式 (6) 计算出差动码“w(t)”。结果,可以得到“w(t) = (N/A), -1, -1, 1, 1, (N/A), …”。

[0124] 其次,用“(CA_p(1), CA_p(2)) = (1, 1)”计算出预测 CA 码“CA_p(t)”。具体地说,如“CA_p(3) = CA_p(1) × w(2) = -1”,“CA_p(4) = CA_p(2) × w(3) = -1”,“CA_p(5) = CA_p(3) × w(4)

$= -1$ ”、“ $CA_p(6) = CA_p(4) \times w(5) = -1$ ”这样,依次计算预测 CA 码“ $CA_p(t)$ ”。这样,可得到“ $CA_p(t) = 1, 1, -1, -1, -1, -1, \dots$ ”。

[0125] 接着,进行预测 CA 码“ $CA_p(t)$ ”和“ $CA_R(t)$ ”的相关运算。具体地说,如“ $f(1) = CA_p(1) \times CA_R(1) = 1$ ”、“ $f(2) = CA_p(2) \times CA_R(2) = -1$ ”、“ $f(3) = CA_p(3) \times CA_R(3) = 1$ ”、“ $f(4) = CA_p(4) \times CA_R(4) = -1$ ”、“ $f(5) = CA_p(5) \times CA_R(5) = 1$ ”、“ $f(6) = CA_p(6) \times CA_R(6) = -1$ ”这样,依次计算乘积值“ $f(t)$ ”。由此,可得到“ $f(t) = 1, -1, 1, -1, 1, -1, \dots$ ”。

[0126] 利用这个结果,根据式 (9) 计算出相关值“ $P(\Delta t = 0)$ ”。这时,例如只取出“ $f(1)$ ”~“ $f(6)$ ”部分,试算一下其相关值“ $P(\Delta t = 0)$ ”,则可得到相关值“ $P(\Delta t = 0) = (1-1+1-1+1-1)^2 = 0$ ”。由于乘积值“ $f(t)$ ”相互反复“1”和“-1”,所以值可以相抵,相关值变成小值。

[0127] 相关值“ $P(\Delta t = 0)$ ”变成小值表示未正确进行 CA 码“ $CA_p(t)$ ”的预测。实际上,在图 5 中,若把预测 CA 码“ $CA_p(t)$ ”和实际 CA 码“ $CA(t)$ ”比较,则可知没有正确预测 CA 码。

[0128] (B) $(CA_p(1), CA_p(2)) = (1, -1)$ 的组合

[0129] 图 6 示出了 $(CA_p(1), CA_p(2)) = (1, -1)$ 的组的计算结果。用“ $(CA_p(1), CA_p(2)) = (1, -1)$ ”的组合,和 (A) 情况同样地,计算出预测 CA 码“ $CA_p(t)$ ”。由此,可得到“ $CA_p(t) = 1, -1, -1, 1, -1, 1, \dots$ ”。

[0130] 接着,如果用预测 CA 码“ $CA_p(t)$ ”和 CA 码复制码“ $CA_R(t)$ ”计算出乘积值“ $f(t)$ ”,则可以得到“ $f(t) = 1, 1, 1, 1, 1, 1, \dots$ ”。这时,例如也只取出“ $f(1)$ ”~“ $f(6)$ ”部分,试计算一下相关值 $P(\Delta t = 0)$,则相关值为“ $P(\Delta t = 0) = (1+1+1+1+1+1)^2 = 36$ ”。这时,因乘积值“ $f(t)$ ”全部都为“1”,所以相关值“ $P(\Delta t = 0)$ ”变为大值。

[0131] 相关值“ $P(\Delta t = 0)$ ”变为大值表示正确进行了 CA 码“ $CA_p(t)$ ”的预测。实际上,在图 6 中,若把预测 CA 码“ $CA_p(t)$ ”和实际 CA 码“ $CA(t)$ ”比较,则可知正确预测了 CA 码。

[0132] (C) $(CA_p(1), CA_p(2)) = (-1, 1)$ 的组合

[0133] 图 7 示出了 $(CA_p(1), CA_p(2)) = (-1, 1)$ 的组的计算结果。如果用 $(CA_p(1), CA_p(2)) = (-1, 1)$ 的组合计算出预测 CA 码“ $CA_p(t)$ ”,则可以得到“ $CA_p(t) = -1, 1, 1, -1, 1, -1, \dots$ ”。

[0134] 接着,如果用 CA 码“ $CA_R(t)$ ”和 CA 码复制码“ $CA_R(t)$ ”计算乘积值“ $f(t)$ ”,则可以得到“ $f(t) = -1, -1, -1, -1, -1, -1, \dots$ ”。这时,例如也只取出“ $f(1)$ ”~“ $f(6)$ ”部分,试计算一下相关值,则变为“ $P(\Delta t = 0) = (-1-1-1-1-1-1)^2 = 36$ ”。这时,因乘积值“ $f(t)$ ”全部都为“-1”,所以相关值“ $P(\Delta t = 0)$ ”变为大值。

[0135] 相关值变为大值表示正确进行了 CA 码“ $CA_p(t)$ ”的预测。在图 7 中,若比较 CA 码“ $CA(t)$ ”和预测 CA 码“ $CA_p(t)$ ”,可知符号正好变为反转的关系。可以获知与 GPS 卫星信号重叠的导航信息每隔 20 毫秒极性可反转一次。因此,接收信号的 CA 码可能因为导航信息的极性反转而每隔 20 毫秒发生一次符号反转。因此,如果 CA 码“ $CA(t)$ ”和预测 CA 码“ $CA_p(t)$ ”之间的差异是符号的反转的差异,则可以适当地认为正确地进行了 CA 码的预测。

[0136] (D) $(CA_p(1), CA_p(2)) = (-1, -1)$ 的组合

[0137] 图 8 示出了 $(CA_p(1), CA_p(2)) = (-1, -1)$ 的组的计算结果。若用 $(CA_p(1), CA_p(2)) = (-1, -1)$ 的组合计算出预测 CA 码“ $CA_p(t)$ ”,可得到“ $CA_p(t) = -1, -1, 1, 1, 1, 1, \dots$ ”。

[0138] 接着,如果用预测 CA 码“ $CA_p(t)$ ”和 CA 码复制码“ $CA_R(t)$ ”计算出乘积值“ $f(t)$ ”,

则得到“ $f(t) = -1, 1, -1, 1, -1, 1, \dots$ ”。这时,例如也只取出“ $f(1)$ ”~“ $f(6)$ ”部分来计算出相关值,则变为“ $P(\Delta t = 0) = (-1+1-1+1-1+1)^2 = 0$ ”。在这种情况下,由于乘积值“ $f(t)$ ”相互反复“-1”和“1”,所以计算出相关值“ $P(\Delta t = 0)$ ”变为小值。

[0139] 这表示没有正确地进行使用差动码“ $w(t)$ ”的CA码“ $CA_p(t)$ ”的预测。实际上,在图8中,如果比较预测CA码“ $CA_p(t)$ ”和实际CA码“ $CA(t)$ ”,则可知没有正确地进行CA码的预测。

[0140] 根据以上的结果,在(B)的情况或(C)的情况中,可以通过检测出相关值变为最大的相位来正确地检测出码相位。因此,对于(A)~(D)的各组合,在使CA码复制码的相位“ Δt ”变化的同时,计算相关值“ $P(\Delta t)$ ”,进行相关值“ $P(\Delta t)$ ”变为最大的相位“ Δt ”的检测处理。

[0141] 根据上述结果可知,正是由于有符号的差异,(A)组合和(D)组合才赋予相同的结果、(B)组合和(C)组合才赋予相同的结果。因此,无需对四个组合全部都计算。实际上,只计算(A)与(B)这两个组合和(C)与(D)这两个组合中的任一个即可。

[0142] 2. 实施例

[0143] 下面,就适用以上所述原理的GPS接收装置的实施例进行说明。这里,以安装了GPS接收装置的一种电子设备、即便携式电话机1作为具体例进行说明。

[0144] 2-1. 第一实施例

[0145] 第一实施例是适用了以上所述原理的“1-1. 使CA码复制码发生差动的方法”的实施例。

[0146] (1) 结构

[0147] 图9是示出在第一实施例中的便携式电话机1的功能结构的框图。便携式电话机1构成为包括:GPS天线9、GPS接收部10、主CPU(Central Processing Unit,中央处理器)30、操作部40、显示部50、便携式电话用天线60、便携式电话用无线通信电路部70和存储部80。

[0148] GPS天线9是用于接收包括从GPS卫星发送的GPS卫星信号的RF(Radio Frequency,射频)信号的天线,并向GPS接收部10输出所接收的信号。

[0149] GPS接收部10是根据从GPS天线9输出的信号计测便携式电话机1的位置的位置计算电路,其是相当于GPS接收装置的功能模块。GPS接收部10构成为包括RF(Radio Frequency)接收电路部11和基带处理电路部20。RF接收电路部11和基带处理电路部20可分别作为LSI(Large Scale Integration,大规模集成电路)来制造,也可作为一个码片来制造。

[0150] 射频接收电路部11(相当于接收部)是RF信号的处理电路模块,通过把规定的振荡信号分频或者递增,从而生成RF信号乘算用的振荡信号。通过把生成的振荡信号乘以从GPS天线9输出的RF信号,从而RF信号降频变频为中频信号(IF(Intermediate Frequency)信号),再把IF信号进行放大等之后,用A/D转换器转换成数字信号,向基带处理电路20输出。下面说的所谓“接收GPS卫星信号”是指从用GPS天线9接收射频信号的处理开始直至生成已被降频变频的IF信号的处理为止。所谓“接收信号”表示IF信号。

[0151] 基带处理电路部20是对从RF接收电路部11输出的IF信号进行相关运算处理等,并捕获、提取GPS卫星信号,对数据进行译码,从而取出导航信息、时间信息等的电路部。

[0152] 图 10 示出了基带处理电路部 20 的电路结构的一例。基带处理电路部 20 由卫星信号捕获部 21、CPU 25 和存储部 27 构成。

[0153] 卫星信号捕获部 21 是从 RF 接收电路部 11 输出的 IF 信号即接收信号中捕获 GPS 卫星信号的电路部,其构成为包括:接收信号差动电路部 211(相当于差动部)、复制码信号发生部 213、复制码信号差动电路部 215 和相关处理部 217。

[0154] 图 11 示出了接收信号差动电路部 211 的电路结构的一例。接收信号差动电路部 211 是使从射频接收电路部 11 输入的接收信号“ $r(t)$ ”发生差动以生成差动码信号“ $w(t-T)$ ”的电路部,是实现式 (6) 的电路部。但是,所谓差动码信号,是相当于以原理说明的差动码的信号。

[0155] 在接收信号差动电路部 211 中,以图中的“T”表示的模块是延迟电路部 DC,它使输入的信号仅延迟时间“T”来输出延迟信号。复共轭运算部 PS 是运算输入的信号的复共轭的电路部,例如包括移相电路。把接收信号“ $r(t)$ ”(第一接收信号)、使接收信号延迟相当于时间 T 的第一延迟信号(第二接收信号)的自乘的复共轭的信号“ $\{r(t-T)^2\}^*$ ”和使接收信号延迟相当于时间 2T 的第二延迟信号(第三接收信号)“ $r(t-2T)$ ”在乘算部 M 中进行乘算,从而生成差动码信号“ $w(t-T) = r(t-2T) \cdot \cdot r(t) \cdot \cdot \{r(t-T)^2\}^*$ ”,将其向相关处理部 217 输出。

[0156] 复制码信号发生部 213 是生成 GPS 卫星信号的 CA 码的扩展码复制码的发生信号、即复制码信号的电路部。复制码信号发生部 213 根据从 CPU 25 输出的 CA 码指示信号(捕获对象卫星的指示信号)生成复制码信号“ $CA_R(t)$ ”,将其向复制码信号差动电路部 215 输出。

[0157] 图 12 示出了复制码信号差动电路部 215 的电路结构的一例。复制码信号差动电路部 215 是使从复制码信号发生部 213 输入的复制码信号“ $CA_R(t)$ ”发生差动,从而生成差动复制码信号“ $w_R(t-T)$ ”的电路部,其是实现式 (7) 的电路部。但是,所谓差动复制码信号是相当于以原理说明的差动复制码的信号。

[0158] 在复制码信号差动电路部 215 中,以图中的“T”表示的模块是延迟电路部 DC。与图 11 的延迟电路部 DC 一样,使信号延迟相当于时间 T。在乘法计算部 M 中,把输入的复制码信号“ $CA_R(t)$ ”与使复制码信号延迟相当于时间 2T 的信号“ $CA_R(t-2T)$ ”相乘,从而生成差动复制码信号“ $w_R(t-T) = CA_R(t-2T) \cdot \cdot CA_R(t)$ ”,将其向相关处理部 217 输出。

[0159] 回到图 10 的说明。相关处理部 217 是把从接收信号差动电路部 211 输入的差动码信号“ $w(t)$ ”和从复制码信号差动电路部 215 输入的差动复制码信号“ $w_R(t)$ ”进行相关处理的电路部。相关处理部 217 根据从 CPU 25 输入的相位指示信号,在使差动复制码信号的相位“ Δt ”发生变化的同时,计算“ $w(t)$ ”和“ $w_R(t+\Delta t)$ ”的相关,将相关值“ $P(\Delta t)$ ”向 CPU 25 输出。

[0160] CPU 25 是根据存储在存储部 27 中的系统程序等各种程序对基带处理电路部 20 的各部分进行统一控制的处理器。对于各捕获对象卫星,CPU25(相当于捕获部)进行如下的处理:对于各捕获对象卫星,根据从相关处理部 217 输出的相关值“ $P(\Delta t)$ ”,检测码相位。用检测出的码相位计算出该捕获对象卫星与便携式电话机 1 之间的伪距,利用算出的伪距进行位置算出计算,从而算出便携式电话机 1 的位置。

[0161] 为了向复制码信号发生部 213 输出用于指示捕获对象卫星的 CA 码(捕获对象卫

星的 PRN 号) 的 CA 码指示信号,而使复制码信号发生部 213 生成捕获对象卫星的复制码信号“ $CA_R(t)$ ”。向相关处理部 217 输出用于指示差动复制码信号“ $w_R(t)$ ”的相位“ Δt ”的相位指示信号,在相关处理部 217 中,在使差动复制码信号“ $w_R(t)$ ”的相位“ Δt ”发生变化的同时,执行相关处理。

[0162] 存储部 27 由 ROM(Read Only Memory,只读存储器)、闪存 ROM 和 RAM(Random Access Memory,随机存取存储器)等存储装置构成,CPU 25 存储用于控制基带处理电路部 20 的系统程序、用于实现位置计算功能的各种程序、数据等。形成暂时存储由 CPU 25 执行的系统程序、各种处理程序、各种处理的处理中数据、处理结果等的工作区。

[0163] 回到图 9 的说明。主 CPU 30 是根据存储部 80 存储的系统程序等各种程序,统一控制便携式电话机 1 的各部分的处理器。主 CPU 30 进行把从基带处理电路部 20 输入的位置信息显示在显示部 50 上的处理、或进行利用该位置信息的各种应用处理。

[0164] 操作部 40 是由如触摸面板和按钮开关构成的输入装置,其把被按下的键或按钮的信号向主 CPU 30 输出。通过该操作部 40 的操作,进行通话请求、电子邮件收发请求以及位置算出请求等的指令输入。

[0165] 显示部 50 由 LCD(Liquid Crystal Display,液晶显示器)等构成,显示部 50 是根据从主 CPU30 输入的显示信号进行显示的显示装置。在显示部 50 中显示有位置显示画面和时间信息等。

[0166] 便携式电话用天线 60 是在与便携式电话机 1 的通信服务企业设置的无线基站之间发送和接收便携式电话用无线信号的天线。

[0167] 便携式电话用无线通信电路部 70 是由 RF 转换电路、基带处理电路等构成的便携式电话的通信电路部,通过调制 / 解调便携式电话用无线信号,从而实现通话和电子邮件的收发等。

[0168] 存储部 80 是存储主 CPU 30 用于控制便携式电话机 1 的系统程序、用于实现位置计算功能的程序及数据等的存储装置。

[0169] (2) 处理流程

[0170] 图 13 是表示基带处理电路部 20 的 CPU 25 执行的基带处理流程的流程图。虽然没有明确提出,但在以下基带处理的执行过程中,进行基于 GPS 天线 9 的 RF 信号的接收、基于 RF 接收电路部 11 的 RF 信号向 IF 信号的降频变频,设定为使 IF 信号处于随时向基带处理电路部 20 输出的状态。

[0171] 首先,CPU 25 进行捕获对象卫星的判断处理(步骤 A1)。具体地说,在由图中未显示的钟表部所计时的当前时刻,用历书、星历表等卫星轨道数据判断位于所给基准位置的天空中的 GPS 卫星,并将其作为捕获对象卫星。基准位置是用如下方法来确定的:例如,在对接通电源后的初始位置进行计算的情况下,把基准位置设定为通过辅助服务器从便携式电话机 1 的基站取得的位置,在计算第二次以后的位置的情况下,把基准位置设定为根据上一次位置计算求得的最新 GPS 计算位置。

[0172] 接着,CPU 25 对在步骤 A1 中判断出的各捕获对象卫星执行循环 A 的处理(步骤 A3 ~ A11)。在循环 A 的处理中,CPU 25 根据该卫星轨道数据,算出该捕获对象卫星的卫星位置、卫星移动速度及卫星移动方向等卫星信息(步骤 A5)。CPU 25 进行码相位检测处理(步骤 A7)。

[0173] 图 14 是表示码相位检测处理的流程的流程图。

[0174] 首先, CPU 25 把该捕获对象卫星的 CA 码指示信号向复制码信号发生部 213 输出 (步骤 B1)。CPU 25 设定相位的搜索范围及相位的搜索幅宽 (步骤 B3, B5)。CPU 25 根据设定的相位的搜索范围及搜索幅宽, 确定作为搜索对象的相位 (搜索相位) (步骤 B7)。

[0175] 接着, CPU 25 对在步骤 B7 设定的各搜索相位执行循环 B 的处理 (步骤 B9 ~ B15)。在循环 B 的处理中, CPU 25 将该搜索相位“ Δt ”的指示信号向相关处理部 217 输出 (步骤 B11)。若执行步骤 B11, 则相关处理部 217 根据在图 1 ~ 图 3 中说明的原理进行相关处理, 并把相关值“ $P(\Delta t)$ ”向 CPU 25 输出。CPU 25 当从相关处理部 217 输入相关值“ $P(\Delta t)$ ”时, 把该相关值“ $P(\Delta t)$ ”存储到存储部 27 中 (步骤 B13)。CPU 25 将处理移至下一个搜索相位。

[0176] 在对所有的搜索相位进行步骤 B11 及步骤 B13 的处理之后, CPU 25 结束循环 B 的处理 (步骤 B15)。CPU 25 把存储在存储部 27 中的相关值“ $P(\Delta t)$ ”变为最大的搜索相位“ Δt ”确定为码相位 (步骤 B17)。CPU 25 结束码相位的检测处理。

[0177] 回到图 13 的基带处理, 在完成了码相位检测处理之后, CPU 25 用在步骤 A5 中算出的卫星信息和在步骤 A7 中检测出的码相位, 算出该捕获对象卫星与便携式电话机 1 之间的伪距 (步骤 A9)。可用例如最新的 GPS 算出位置和卫星位置来算出伪距的整数部分, 可用码相位来算出伪距的小数部分 (fractional part)。在算出伪距后, CPU 25 进入对下一个捕获对象卫星的处理。

[0178] 在对所有的捕获对象卫星进行步骤 A5 ~ A9 的处理之后, CPU 25 结束循环 A 的处理 (步骤 A11)。然后, CPU 25 利用在步骤 A9 中对各捕获对象卫星算出伪距进行 GPS 位置计算处理, 并算出便携式电话机 1 的位置 (步骤 A13)。由于关于利用伪距的位置算出计算是已知的, 所以省略对其的详细说明。

[0179] 接着, CPU 25 把通过 GPS 位置计算处理算出的位置向主 CPU30 输出 (步骤 A15)。CPU 25 判断位置计算是否结束 (步骤 A17), 在判断出还未结束的情况下 (步骤 A17 中为否), 回到步骤 A1。在判断出结束了位置计算的情况下 (步骤 A17 中为是), 则结束基带处理。

[0180] (3) 作用效果

[0181] 在基带处理电路部 20 的卫星信号捕获部 21 中, 在接收信号差动电路部 211 中使接收了从 GPS 卫星发送的 GPS 卫星信号而获得的接收信号 $r(t)$ 差动, 生成 CA 码的差动码信号 $w(t-T)$ 。由复制码信号发生部 213 生成的复制码信号 $CA_R(t)$ 在复制码信号差动电路部 215 中差动, 生成差动复制码信号 $w_R(t-T)$ 。在相关处理部 217 中进行差动码信号 $w(t-T)$ 和差动复制码信号 $w_R(t-T)$ 之间的相关处理, 相关值 $P(\Delta t)$ 被输出到 CPU 25。由 CPU 25 进行基于相关值 $P(\Delta t)$ 的 GPS 卫星信号的捕获。

[0182] 把 GPS 卫星信号的扩展码、即 CA 码差动后的差动码信号是不依赖于接收信号的频率, 而用接收信号和使该接收信号延迟规定的时间的延迟信号就可以生成的信号。因此, 通过进行使用差动码信号和差动复制码信号的相关处理, 并依照该相关值捕获 GPS 卫星信号, 从而无需进行频率方向的相关运算, 并可在短时间内捕获 GPS 卫星信号。

[0183] 也就是说, 进行使用差动码信号和差动复制码信号的相关处理而得到的相关值是相当于对接收信号进行频率方向的搜索得到的相关值的相关值。因此, 在捕获卫星信号时,

不用频率方向的搜索,就可削减现有技术中在频率方向搜索上花费的时间,所以只需在相位方向的搜索所需的时间即可。

[0184] 本发明人在通过现有的方法对 20 个频率进行频率搜索(频率方向的相关运算)来捕获 GPS 卫星信号的情况下、和在通过本发明的方法来捕获 GPS 卫星信号的情况下,进行分别调查捕获 GPS 卫星信号所需的时间的实验。其结果是,相对于通过现有方法需要“2.8 秒”,用本发明的方法“0.12 秒”即可。该时间是现有方法时间的约“1/20”,所以无需对 20 个频率进行频率搜索就能捕获 GPS 卫星信号。也对通过本发明方法检测出的码相位的正确性进行了调查,确认了可以比现有方法高的正确性检测码相位。

[0185] 2-2. 第二实施例

[0186] 第二实施例是适用了上述原理“1-2. 用差动码预测 CA 码的预测方法”的实施例。第一实施例的便携式电话机 1 以及卫星信号捕获部之外的功能模块及处理流程是共通的,因此,对不同部分即卫星信号捕获部进行说明。

[0187] (1) 结构

[0188] 图 15 示出了第二实施例中的卫星信号捕获部 22 的电路结构的一例。对与图 10 的卫星信号捕获部 21 相同的结构元件标注了相同的标号并省略对其的说明。

[0189] 卫星信号捕获部 22 构成为包括:接收信号差动电路部 211、CA 码预测处理部 221、复制码信号发生部 213、相关处理部 217 和延迟电路部 DC。

[0190] CA 码预测处理部 221 用从接收信号差动电路部 211 输出的差动码信号“ $w(t-T)$ ”,根据图 4~图 8 说明的原理,进行预测 CA 码的处理。生成预测到的 CA 码信号、即预测 CA 码信号(相当于预测码),向相关处理部 217 输出。

[0191] 由复制码信号发生部 213 生成的复制码信号“ $CA_R(t)$ ”被延迟电路部 DC 延迟一时钟后,向相关处理部 217 输出。相关处理部 217 进行从 CA 码预测处理部 221 输入的预测 CA 码信号“ $CA_P(t-T)$ ”与从复制码信号发生部 213 输入的复制码信号“ $CA_R(t-T)$ ”的相关处理。这时,根据 CPU 25 的相位指示信号,在使复制码信号“ $CA_R(t-T)$ ”的相位“ Δt ”发生变化的同时,进行“ $CA_P(t-T)$ ”与“ $CA_R(t-T+\Delta t)$ ”之间的相关运算。把得到的相关值“ $P(\Delta t)$ ”向 CPU 25 输出。

[0192] (2) 作用效果

[0193] 在第二实施例中,在 CA 码预测处理部 221 中进行预测接收信号的 CA 码“ $CA(t)$ ”的处理,在相关处理部 217 中,进行预测 CA 码信号“ $CA_P(t-T)$ ”与复制码信号“ $CA_R(t-T)$ ”之间的相关处理。通过根据上述原理的预测处理,可正确预测 CA 码“ $CA(t)$ ”。因此,通过相关处理得到的相关值可信度变高,可以提高 GPS 卫星信号捕获的可靠性。

[0194] 3. 变形例

[0195] 3-1. 适用系统

[0196] 在上述实施方式中,举例说明了 GPS 卫星信号的捕获,然而本发明可同样适用于接收 GPS 卫星信号之外的信号的接收装置。即,只要是接收通过规定的扩展码被扩展调制的信号的接收装置,则本发明都能适用。只要是在信号捕获上需要频率搜索的接收装置,则应用本发明的效果更好。

[0197] 3-2. 电子设备

[0198] 在上述实施方式中,以在作为电子设备的一种的便携式电话机中适用本发明的情

况为例进行了说明,然而,可适用本发明的电子设备并不仅限于便携式电话机。例如,对于汽车导航装置或便携式导航设备、个人计算机、PDA(Personal Digital Assistant,个人数字助理)、手表等其他的电子设备也同样能适用。

[0199] 3-3. 卫星定位系统

[0200] 在上述实施方式中,虽然已经将 GPS 作为卫星定位系统的情况为例进行了说明,但是也可以是 WAAS(Wide Area Augmentation System,广域增强系统)、QZSS(Quasi Zenith Satellite System,准天顶卫星系统)、GLONASS(GLObal NAVigation Satellite System,全球导航卫星系统)、GALILEO(伽利略系统)等其他卫星定位系统。

[0201] 3-4. 相关部的并行

[0202] 在第一实施例中,已经对如下的情况进行了说明:相关处理部 217 根据来自 CPU 25 的相位指示信号,在使差动复制码信号“ $w_r(t)$ ”的相位“ Δt ”发生变化的同时,串行执行相关处理。但是,也可以是并列进行差动码信号“ $w(t)$ ”和差动复制码信号“ $w_r(t)$ ”之间的相关运算的电路结构。

[0203] 图 16 示出了该变形例中的卫星信号捕获部 23 的电路构成的一例。对于与图 10 的卫星信号捕获部 21 相同的构成元件标注了相同的符号,并省略对其的说明,将以与卫星信号捕获部 21 不同的部分为中心进行说明。

[0204] 在卫星信号捕获部 23 中构成为:通过延迟电路部 DC 将由复制码信号发生部 213 生成的复制码信号“ $CA_R(t)$ ”逐个相位“ Δt ”地多级延迟。构成第一卫星信号处理电路部 231-1 ~ 第 N 卫星信号处理电路部 231-N 这 N 个卫星信号处理电路部 231,以便将通过延迟电路部 DC 延迟为“n 级 ($n = 1, 2, \dots, N$)”的复制码信号“ $CA_R(t-N \cdot \Delta t)$ ”输入给第 n 卫星信号处理电路部 231-n。

[0205] 各卫星信号处理电路部 231 构成为包括:复制码信号差动电路部 215 和相关部 233。向第 n 卫星信号处理电路部 231-n 输入的复制码信号“ $CA_R(t-N \cdot \Delta t)$ ”通过复制码信号差动电路部 215 转换为差动复制码信号“ $w_r(t-T-N \cdot \Delta t)$ ”。利用相关部 233,进行差动码信号“ $w(t-T)$ ”与差动复制码信号“ $w_r(t-T-N \cdot \Delta t)$ ”的相关运算,相关值“ $P(N \cdot \Delta t)$ ”被输出到 CPU 25。

[0206] 3-5. 差动码信号的生成

[0207] 在上述实施例中,虽然已经对以时间“t”为基准,用接收信号“ $r(t)$ ”、使接收信号延迟一时钟得到的第一延迟信号“ $r(t-T)$ ”和使接收信号延迟两时钟得到的第二延迟信号“ $r(t-2T)$ ”生成的差动码信号“ $w(t)$ ”的情况为例进行了说明,但是延迟的时钟“T”是可变的,也能生成多个差动码信号“ $w(t)$ ”。

[0208] 原理为,在“m”是一个整数的情况下,用接收信号“ $r(t)$ ”、第一信号“ $r(t-m \cdot T)$ ”和第二信号“ $r(t+m \cdot T)$ ”,根据下式 (10) 和 (11),计算出差动码“ $w(t, m)$ ”。

[0209] 【式 10】

$$[0210] \quad r(t-m \cdot T) \cdot r(t+m \cdot T)$$

$$[0211] \quad = CA(t-m \cdot T) \cdot e^{i\omega(t-m \cdot T)} \cdot CA(t+m \cdot T) \cdot e^{i\omega(t+m \cdot T)}$$

$$[0212] \quad = CA(t-m \cdot T) \cdot CA(t+m \cdot T) \cdot e^{2i\omega t} \dots (10)$$

[0213] 【式 11】

$$[0214] \quad w(t, m) = CA(t-m \cdot T) \cdot CA(t+m \cdot T)$$

$$[0215] \quad = r(t-m \cdot T) \cdot r(t+m \cdot T) \cdot e^{-2i\omega t}$$

$$[0216] \quad = r(t-m \cdot T) \cdot r(t+m \cdot T) \cdot \{r(t)^2\}^* \cdots (11)$$

[0217] 对于 CA 码复制码,也同样根据下式 (12) 计算 CA 码复制码的差动码“ $w_R(t, m)$ ”。

[0218] 【式 12】

$$[0219] \quad w_R(t, m) = CA_R(t-m \cdot T) \cdot CA_R(t+m \cdot T) \cdots (12)$$

[0220] 这时,用 CA 码的差动码“ $w(t, m)$ ”和 CA 码复制码的差动码“ $w_R(t+\Delta t, m)$ ”,根据下式 (13),算出相关值“ $P(\Delta t, m)$ ”。

[0221] 【式 13】

$$[0222] \quad P(\Delta t, m) = \left(\sum_i g(t, m) \right)^2 = \left(\sum_i w(t, m) \cdot w_R(t + \Delta t, m) \right)^2$$

$$[0223] \quad = \left(\sum_i CA(t-m \cdot T) \cdot CA(t+m \cdot T) \cdot CA_R(t-m \cdot T + \Delta t) \cdot CA_R(t+m \cdot T + \Delta t) \right)^2 \cdots (13)$$

[0224] 如果对于多个“ m ”而计算相关值“ $P(\Delta t, m)$ ”,则根据下式 (14),算出合计相关值“ $P_A(\Delta t)$ ”。

[0225] 【式 14】

$$[0226] \quad P_A(\Delta t) = \left(\sum_m P(\Delta t, m) \right)^2 \cdots (14)$$

[0227] 在使 CA 码复制码的差动码“ $w_R(t, m)$ ”的相位“ Δt ”发生变化的同时,根据式 (14) 算出合计相关值“ $P_A(\Delta t)$ ”,通过检测出合计相关值“ $P_A(\Delta t)$ ”变为最大的相位“ Δt ”,从而检测出码相位。

[0228] 图 17 示出了该变形例中的卫星信号捕获部 24 的电路结构的一例。对于与图 10 的卫星信号捕获部 21 相同的构成元件标注了相同的标号,并省略对其的说明。为了方便观看附图,省略了从 CPU 25 向复制码信号发生部 213 发出的 CA 码指示信号及向相关处理部 217 发出的相位指示信号的图示。

[0229] 在卫星信号捕获部 24 中,设置了 N 个接收信号差动电路部 211-1 ~ 211-N。接收信号差动电路部 211-1 ~ 211-N 是分别与上述整数“ $m = 1 \sim N$ ”对应的差动电路部,延迟电路部 DC 的延迟时间分别是“ $T \sim NT$ ”。对于复制码信号差动电路部,也同样地设置有 N 个复制码信号差动电路部 215-1 ~ 215-N。设置有与各个差动电路部相对应的 N 个相关处理部 217-1 ~ 217-N。

[0230] 通过将接收信号“ $r(t)$ ”向接收信号差动电路部 211-1 ~ 211-N 的输入,从而可以生成 N 个差动码信号“ $w(t-T, 1) \sim w(t-T, N)$ ”,并输出到对应的相关处理部 217-1 ~ 217-N。通过将复制码信号“ $CA_R(t)$ ”输入到复制码信号差动电路部 215-1 ~ 215-N,从而可以生成 N 个差动复制码信号“ $w_R(t-T, 1) \sim w_R(t-T, N)$ ”,并被输出到对应的相关处理部 217-1 ~ 217-N。

[0231] 在各相关处理部 217-1 ~ 217-N 中,算出相关值“ $P(\Delta t, 1) \sim P(\Delta t, N)$ ”,并输出给合计部 241。在合计部 241 中,计算对相关值“ $P(\Delta t, 1) \sim P(\Delta t, N)$ ”进行合计后得到的合计相关值“ $P_A(\Delta t)$ ”,输出到 CPU 25。

[0232] 如上所述,利用以不同的时间延迟的多种延迟信号生成多个差动码信号“ $w(t-T,$

m)”，再分别用这些多个的差动码信号进行相关处理，就能得到互相独立的多个相关值“ $P(\Delta t, m)$ ”。把上述相关值合计，得到合计相关值“ $P_A(\Delta t)$ ”，根据合计相关值“ $P_A(\Delta t)$ ”检测出码相位，这样可提高 GPS 卫星信号捕获的准确性。

[0233] 虽然已经对使接收信号逐个延迟把时钟“T”扩大“ $m = 1 \sim N$ ”倍后而得到时间“ $m \cdot T$ ”，生成多个差动码信号“ $w(t, m)$ ”的情况进行了说明，但也可以任意地设定各差动电路部的延迟时间。即，也可以在接收信号差动电路部 211-1 ~ 211-N 中，对各自的延迟电路 DC 设定任意的延迟时间“ T_1 ”~“ T_N ”，生成差动码信号“ $w(t, T_m)$ ”。对于复制码信号差动电路部 215-1 ~ 215-N 也一样。

[0234] 3-6. 信号的差动 (1)

[0235] 虽然在上述实施例中对通过把接收信号输入接收信号差动电路部 211，从而用电路进行接收信号的差动的情况进行了说明，但也可以使用软件进行数字信号处理。对于复制码信号的差动也一样地可以用软件加以进行。

[0236] 3-7. 信号的差动 (2)

[0237] 虽然在上述实施例中对通过用接收信号差动电路部 211 使接收信号延迟而发生差动的情况进行了说明。但是，也可以把从 RF 接收电路部 11 输入的接收信号暂时保存到采样存储器中，并从采样存储器中读出“ $r(t)$ ”（第一接收信号）、与第一接收信号相差时间 T 的“ $r(t-T)$ ”（第二接收信号）、与第一接收信号相差时间 2T 的“ $r(t-2T)$ ”（第三接收信号），利用该读出的各接收信号来产生差动。除此之外，可能适用可以获得“ $r(t)$ ”、与该接收信号相差时间 T 的“ $r(t-T)$ ”及与该接收信号相差时间 2T 的“ $r(t-2T)$ ”的各种方法。

[0238] 符号的说明

[0239]	1	便携式电话机	10	GPS 接收部
[0240]	11	RF 接收电路部	20	基带处理电路部
[0241]	21	卫星信号捕获部	25	CPU
[0242]	27	存储部	30	主 CPU
[0243]	40	操作部	50	显示部
[0244]	60	便携式电话用天线		
[0245]	70	便携式电话用无线通信电路部		
[0246]	80	存储部	211	接收信号差动电路部
[0247]	213	复制码信号发生部	215	复制码信号差动电路部
[0248]	217	相关处理部	DC	延迟电路部
[0249]	PS	复共轭运算部	M	乘算部

CA 码 CA(t)	CA(1)	CA(2)	CA(3)	CA(4)	CA(5)	CA(6)	· · ·
差动码 w(t)	(N/A)	CA(1)·CA(3)	CA(2)·CA(4)	CA(3)·CA(5)	CA(4)·CA(6)	CA(5)·CA(7)	· · ·
CA 码复制码 CA _R (t)	CA _R (1)	CA _R (2)	CA _R (3)	CA _R (4)	CA _R (5)	CA _R (6)	
差动复制码 w _R (t)	(N/A)	CA _R (1)·CA _R (3)	CA _R (2)·CA _R (4)	CA _R (3)·CA _R (5)	CA _R (4)·CA _R (6)	CA _R (5)·CA _R (7)	· · ·
乘算值 g(t)=w(t)·w _R (t)	(N/A)	g(2)=w(2)·w _R (2)	g(3)=w(3)·w _R (3)	g(4)=w(4)·w _R (4)	g(5)=w(5)·w _R (5)	g(6)=w(6)·w _R (6)	· · ·

$$\text{相关值 } P(\Delta t) = \left(\sum_i g(t) \right)^2 = \left(\sum_i w(t) \cdot w_R(t + \Delta t) \right)^2$$

图 1

$\Delta t=0$

CA 码 $CA(t)$	1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	...
差动码 $w(t)$	(N/A)	-1	-1	1	-1	1	1	(N/A)	...
复制码信号 $CA_R(t)$	1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	...
差动复制码 $w_R(t)$	(N/A)	-1	-1	1	-1	1	1	(N/A)	...
乘算值 $g(t)=w(t) \cdot w_R(t)$	(N/A)	1	1	1	1	1	1	(N/A)	...

$P(\Delta t = 0) = (1 + 1 + 1 + 1)^2 = 16$

图 2

$\Delta t=1$

CA 码 $CA(t)$	1	-1	-1	1	-1	1	1	1	1	...
差动码 $w(t)$	(N/A)	-1	-1	1	-1	1	1	1	(N/A)	...
复制码信号 $CA_R(t)$	-1	1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	...
差动复制码 $w_R(t)$	(N/A)	1	-1	-1	-1	1	-1	1	(N/A)	...
乘算值 $g(t) = w(t) \cdot w_R(t)$	(N/A)	-1	1	1	1	-1	-1	1	(N/A)	...

$P(\Delta t = 1) = (-1 + 1 - 1 + 1)^2 = 0$

图 3

CA 码 CA(t)	CA(1)	CA(2)	CA(3)	CA(4)	CA(5)	CA(6)	...
差动码 $w(t)$	(N/A)	$CA(1) \cdot CA(3)$	$CA(2) \cdot CA(4)$	$CA(3) \cdot CA(5)$	$CA(4) \cdot CA(6)$	$CA(5) \cdot CA(7)$	...
预测 CA 码 $CA_p(t)$	$CA_p(1)$	$CA_p(2)$	$CA_p(3) = CA_p(1) \cdot CA(1) \cdot CA(3)$	$CA_p(4) = CA_p(2) \cdot CA(2) \cdot CA(4)$	$CA_p(5) = CA_p(3) \cdot CA(3) \cdot CA(5)$	$CA_p(6) = CA_p(4) \cdot CA(4) \cdot CA(6)$	...
CA 复制码信号 $CA_R(t)$	$CA_R(1)$	$CA_R(2)$	$CA_R(3)$	$CA_R(4)$	$CA_R(5)$	$CA_R(6)$	...
乘算值 $f(t) = CA_p(t) \cdot CA_R(t)$	$f(1) = CA_p(1) \cdot CA_R(1)$	$f(2) = CA_p(2) \cdot CA_R(2)$	$f(3) = CA_p(3) \cdot CA_R(3)$	$f(4) = CA_p(4) \cdot CA_R(4)$	$f(5) = CA_p(5) \cdot CA_R(5)$	$f(6) = CA_p(6) \cdot CA_R(6)$	...

相关值 $P(\Delta t) = \left(\sum_i f(t) \right)^2 = \left(\sum_i CA_p(t) \cdot CA_R(t + \Delta t) \right)^2$

图 4

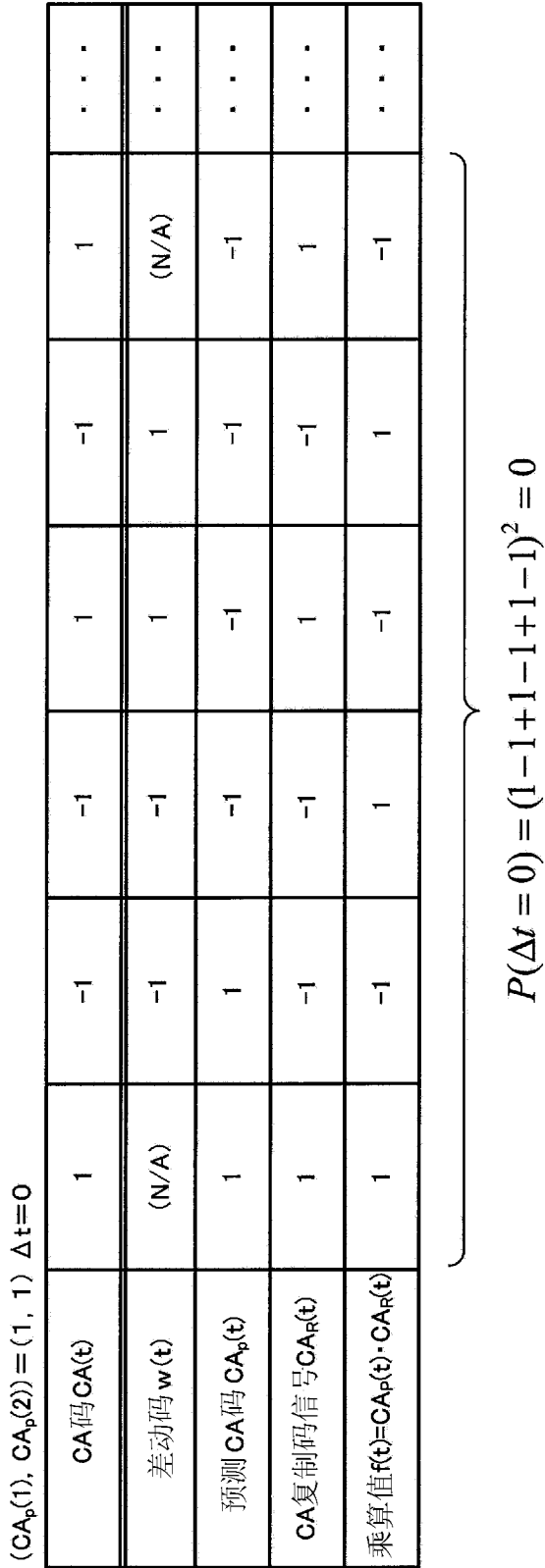


图 5

$(CA_p(1), CA_p(2)) = (1, -1) \quad \Delta t = 0$

CA码 $CA(t)$	1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	...
差动码 $w(t)$	(N/A)	-1	-1	1	1	1	1	(N/A)	...
预测CA码 $CA_p(t)$	1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	...
CA复制码信号 $CA_R(t)$	1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	...
乘算值 $f(t) = CA_p(t) \cdot CA_R(t)$	1	1	1	1	1	1	1	1	...

$P(\Delta t = 0) = (1 + 1 + 1 + 1 + 1)^2 = 36$

图 6

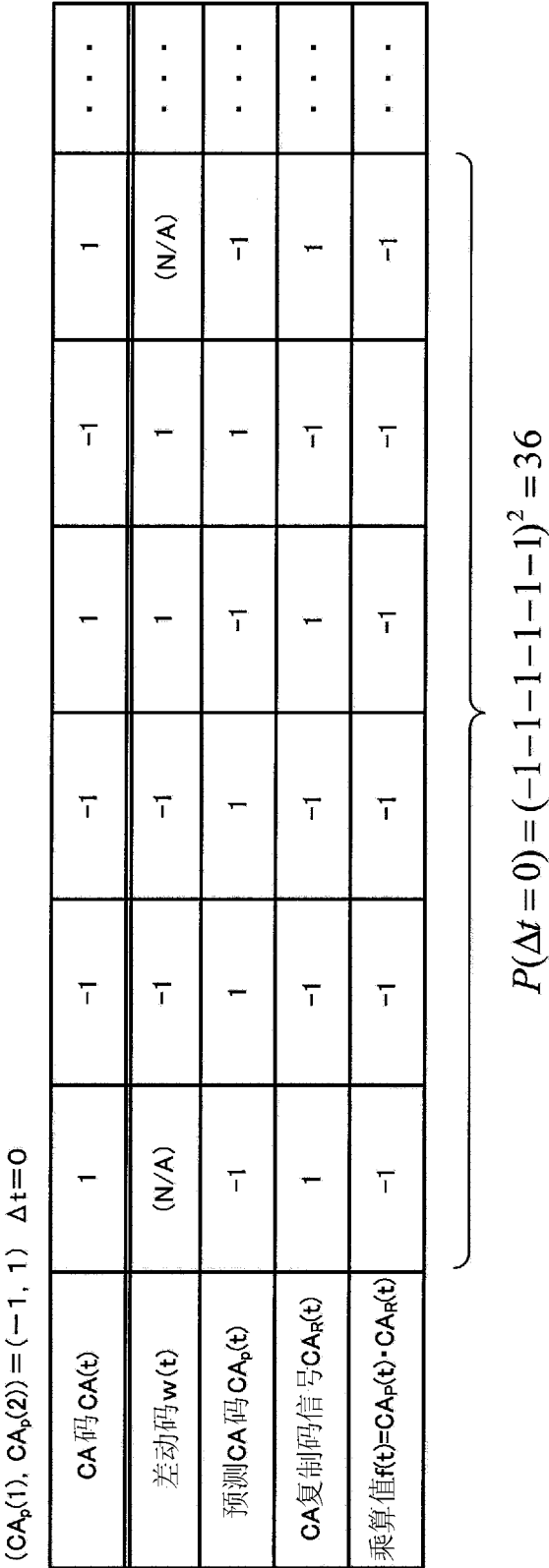


图 7

$(CA_p(1), CA_p(2)) = (-1, -1) \quad \Delta t = 0$

CA 码 $CA(t)$	1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	...
差动码 $w(t)$	(N/A)	-1	-1	-1	1	1	(N/A)	1	...
预测CA 码 $CA_p(t)$	-1	-1	1	1	1	1	1	1	...
CA 复制码信号 $CA_R(t)$	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	...
乘算值 $f(t) = CA_p(t) \cdot CA_R(t)$	-1	1	-1	-1	1	1	1	1	...

$P(\Delta t = 0) = (-1+1-1+1-1+1)^2 = 0$

图 8

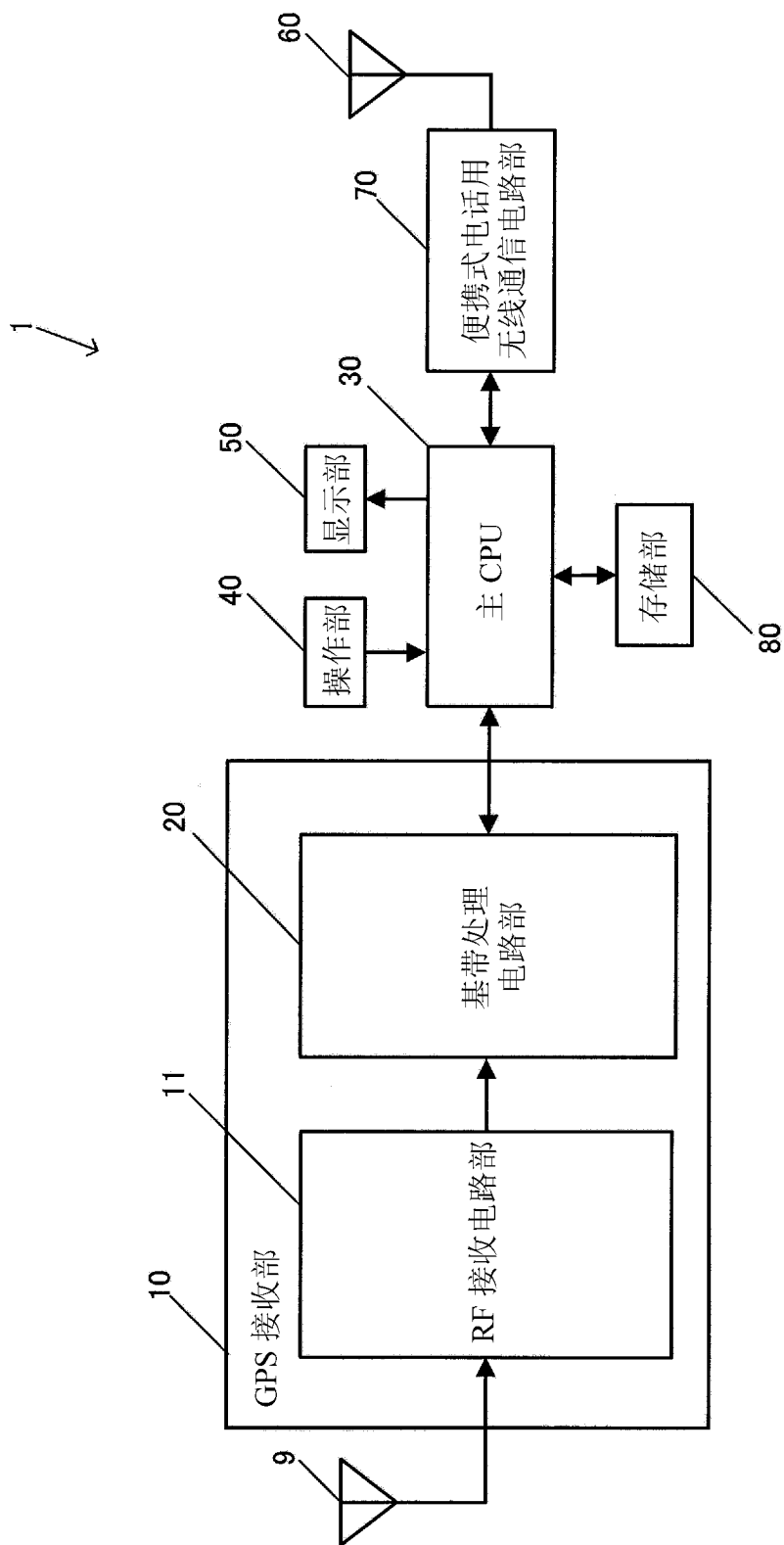


图 9

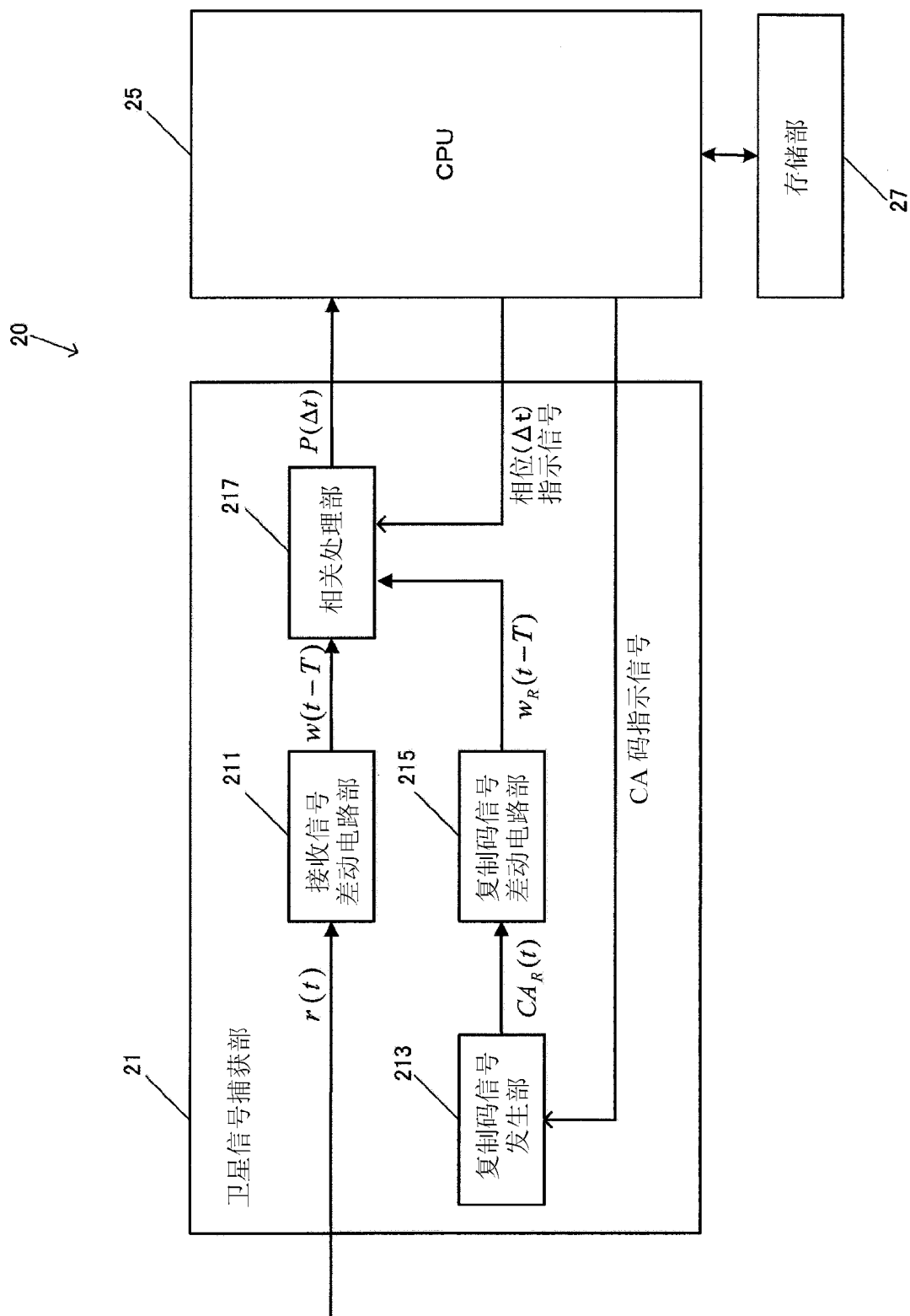


图 10

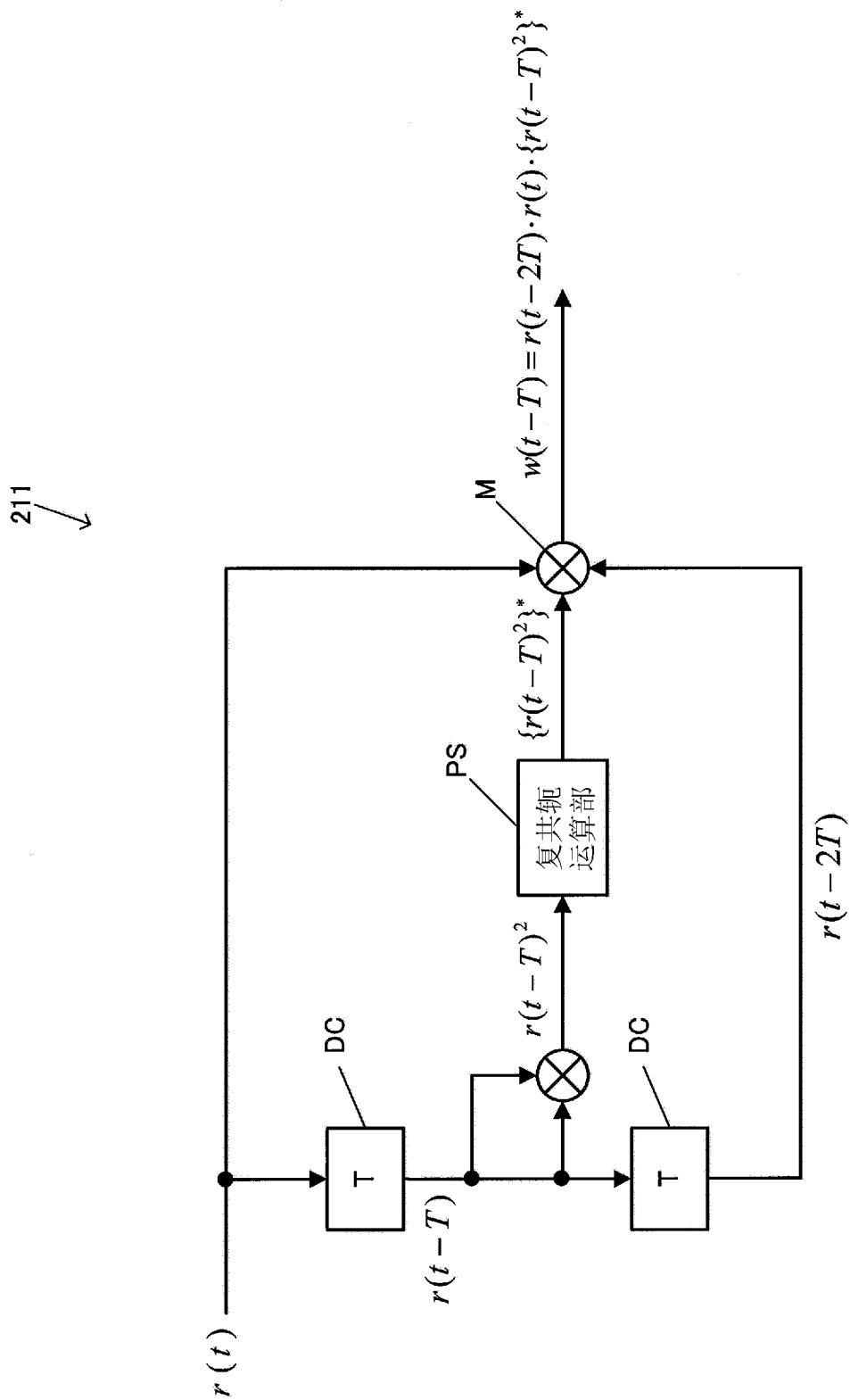


图 11

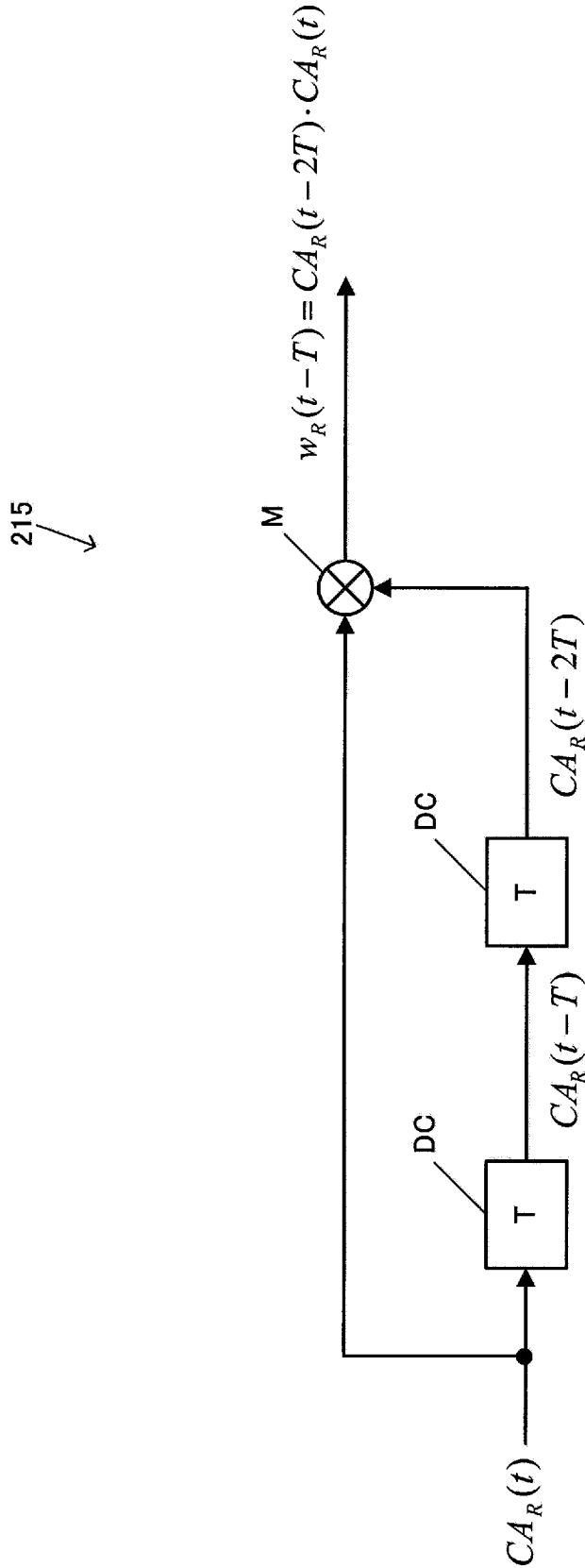


图 12

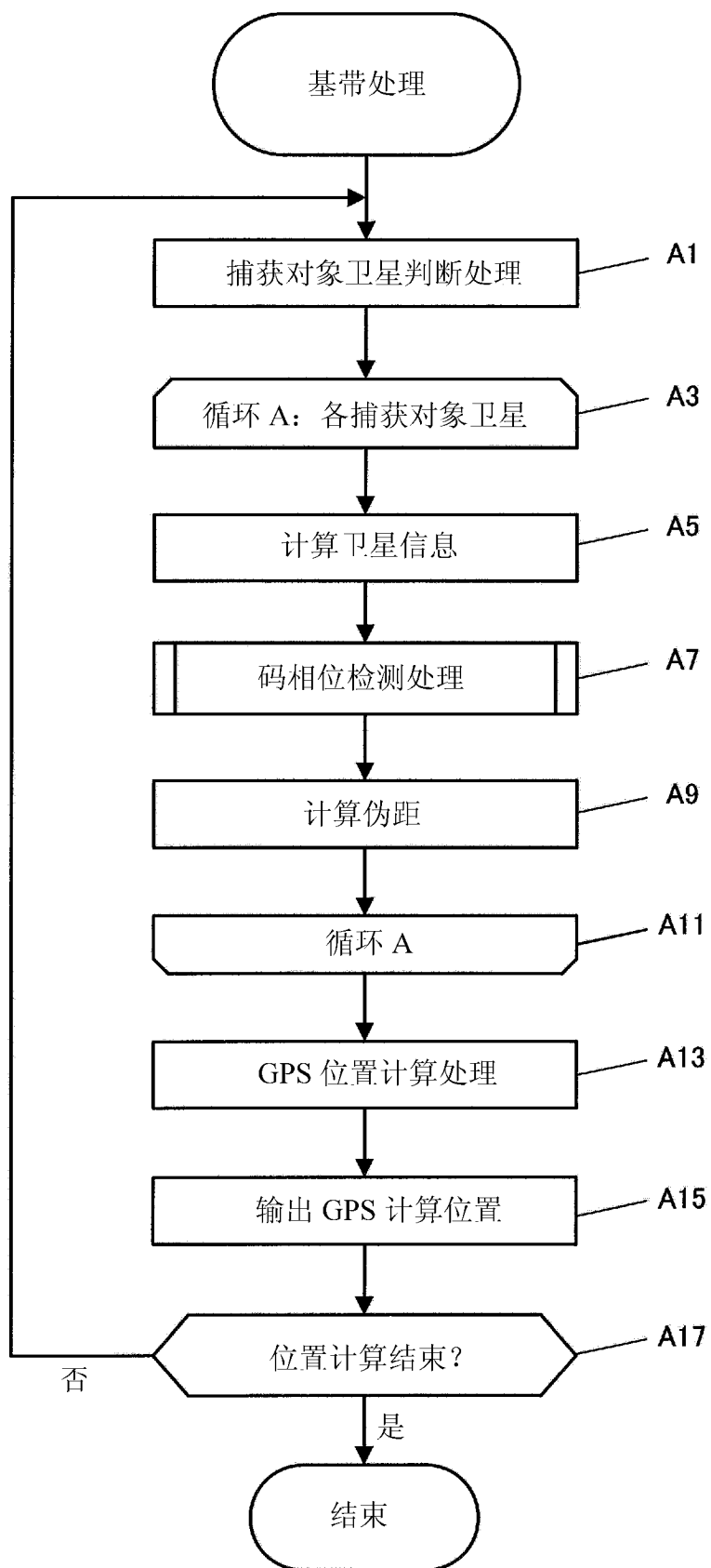


图 13

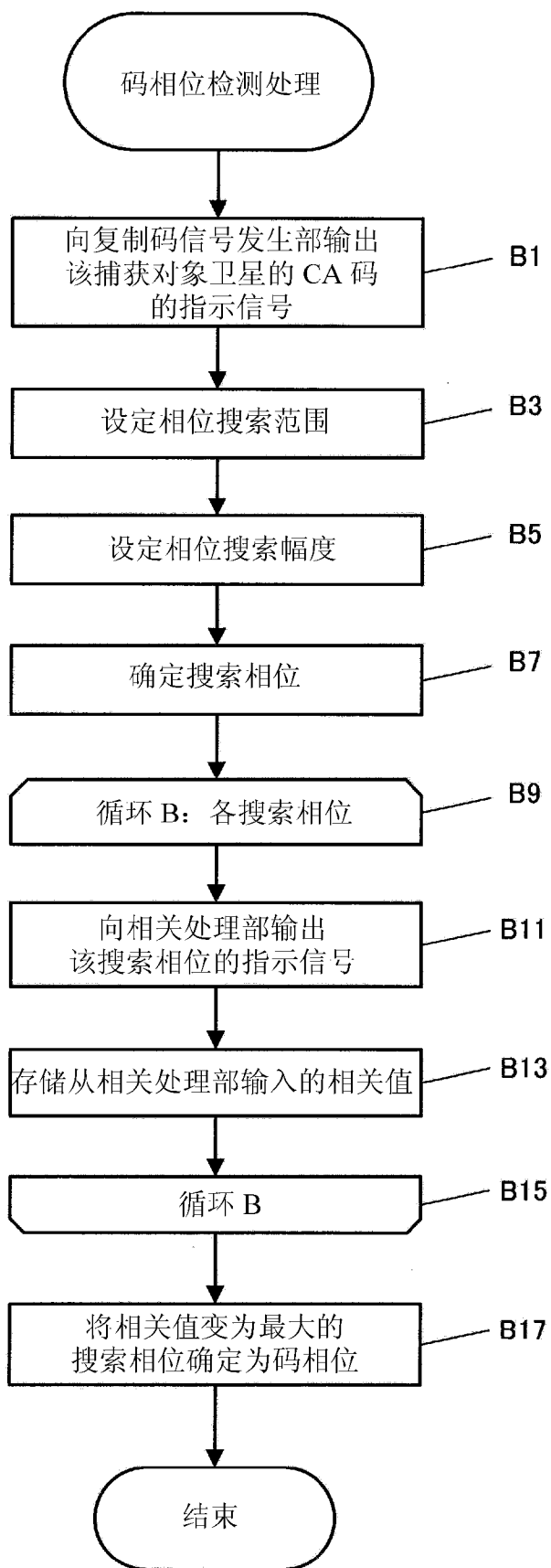


图 14

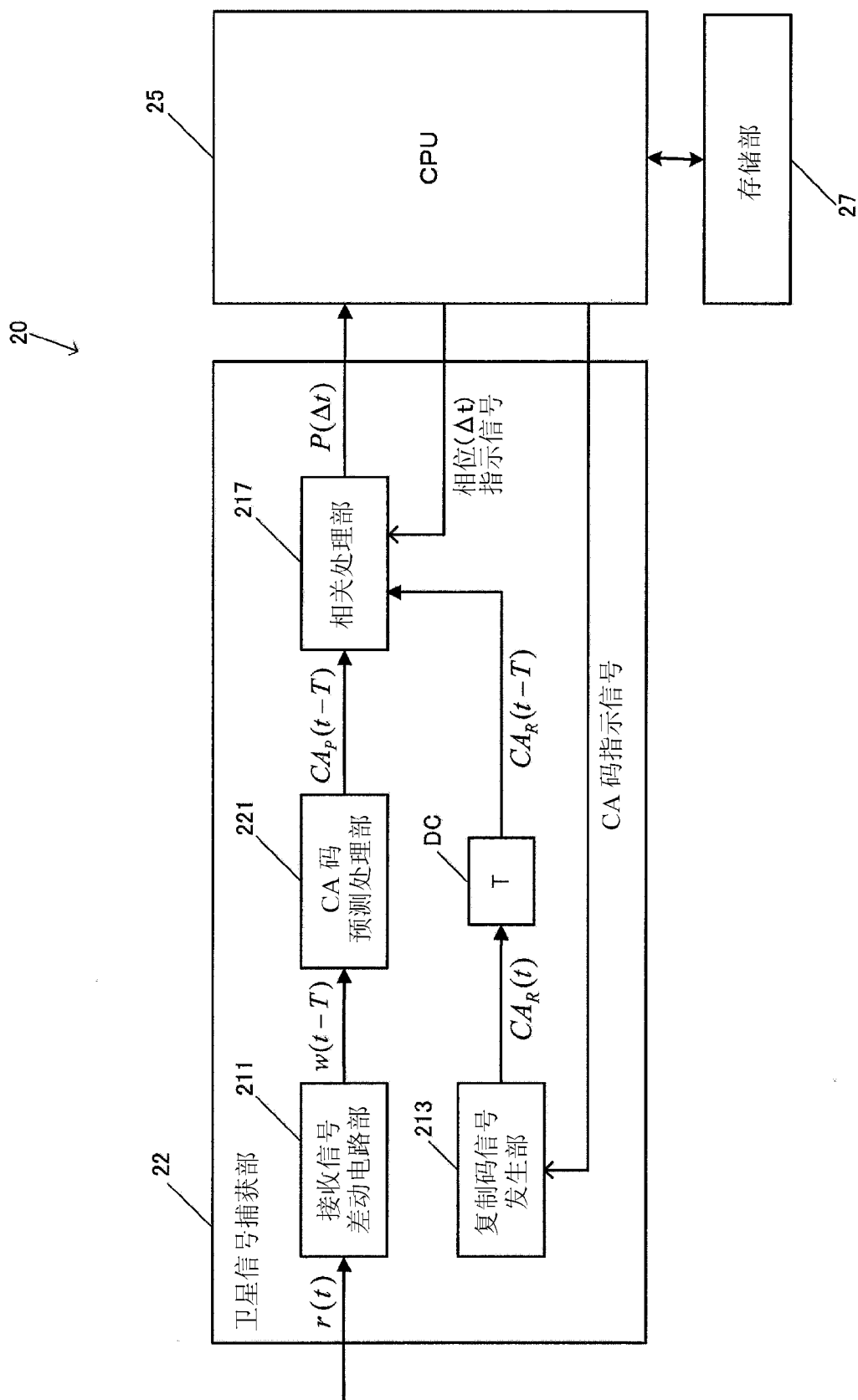


图 15

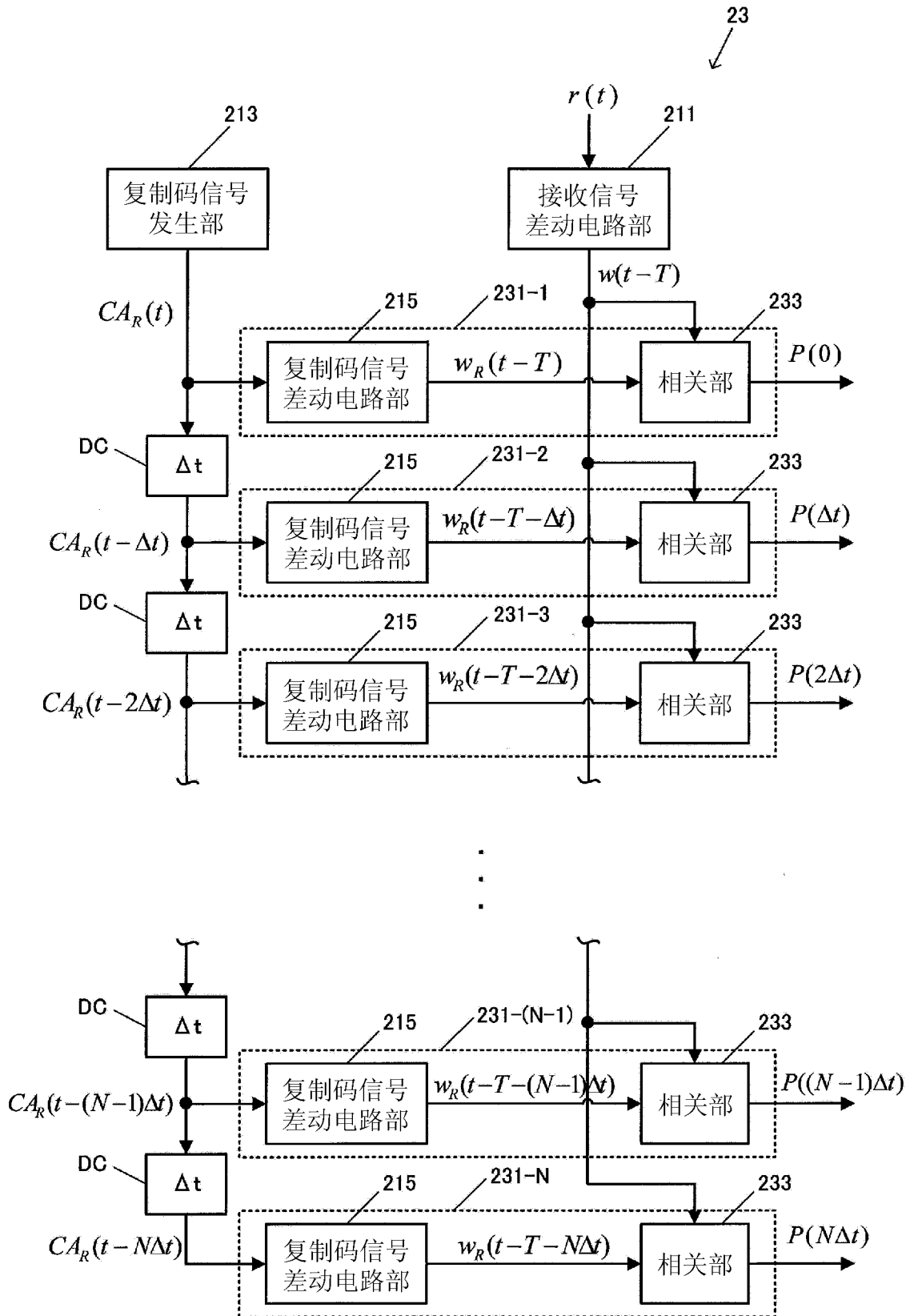


图 16

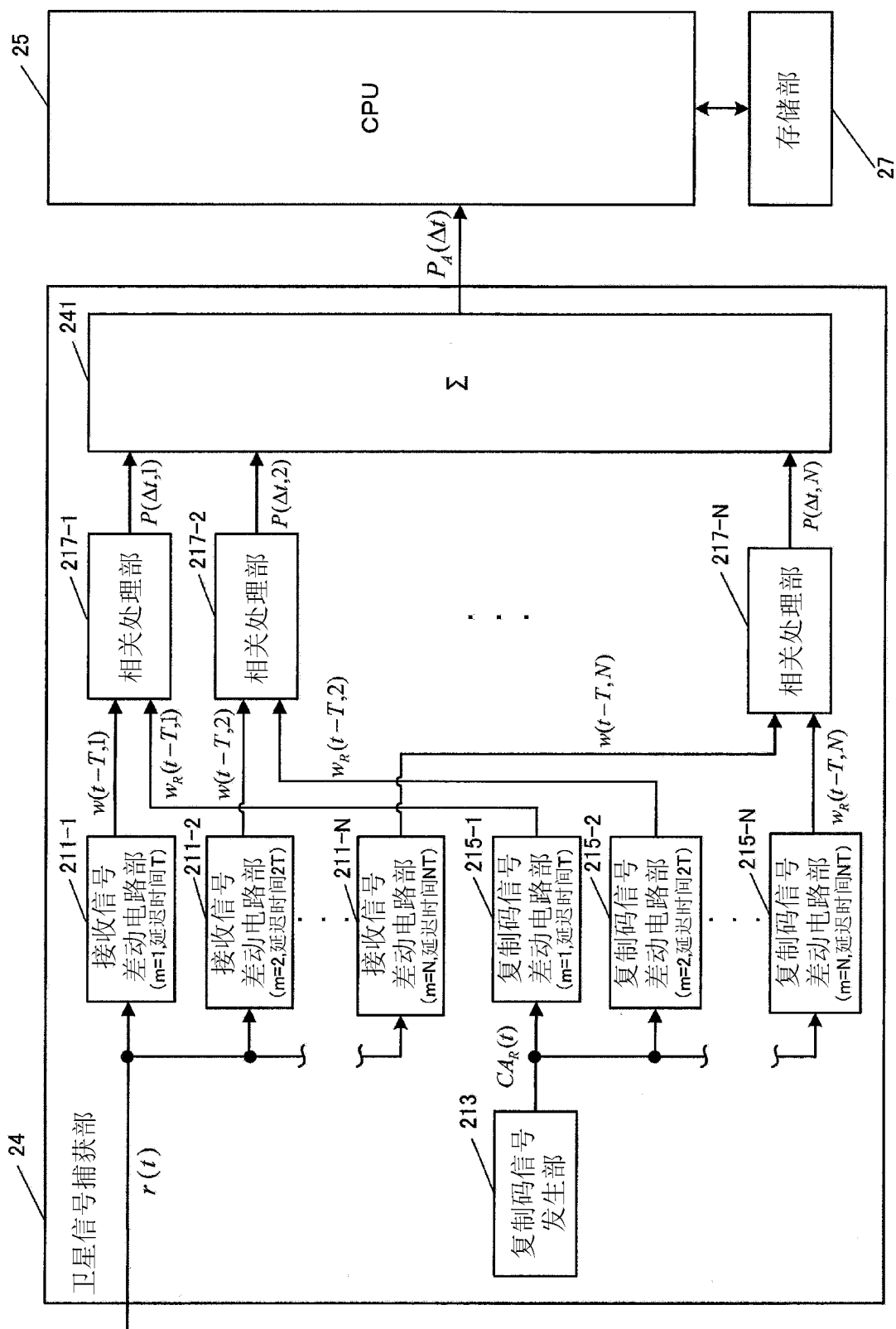


图 17