



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 96114006.2

[43] 授权公告日 2003 年 8 月 13 日

[11] 授权公告号 CN 1117990C

[22] 申请日 1996.12.16 [21] 申请号 96114006.2

[30] 优先权

[32] 1995.12.15 [33] FR [31] 9514917

[71] 专利权人 塞克斯丹航空电子公司

地址 法国韦利济-维拉库布莱

[72] 发明人 阿兰·勒纳尔 贝尔纳·富扬

[56] 参考文献

CN1106596A 1995.08.09 H04B7/26, G01S1/08

US5101416 1992.03.31 H04B15/00

US5347536 1994.09.13 H04L27/30

审查员 金兆栋

[74] 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

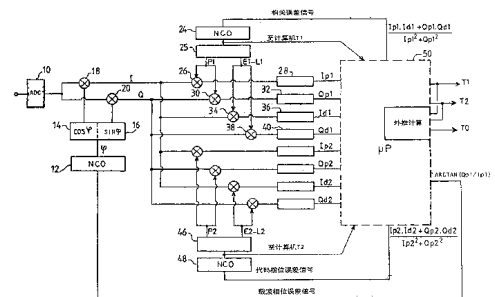
代理人 蹇炜

权利要求书 2 页 说明书 14 页 附图 5 页

[54] 发明名称 消除多路误差的接收卫星定位信号的方法和电路

[57] 摘要

本发明关于由卫星定位的接收机。提出一种能以外推算法来消除多重通路的影响的方法。通过从卫星接收到的代码的拷贝的四个伪随机码 E1、E2、L1、L2 的相关来进行测量。第一组测量以对应于相对准点码超前和滞后 d 的代码 E1、L1 进行，第二组测量以对应于一超前和滞后 $k \cdot d$ (k 非 1 和 0) 的代码 E2、L2 来进行。由线性外推法来推导得 $k=0$ 的测量，这相当于无多重通路影响的情况。



1、一种消除由卫星定位的接收机中的多重通路的影响的方法，其中通过借助至少四个是从一卫星接收的代码的拷贝的伪随机码 E 1、L 1、E 2、L 2 来使用一种相关，代码 E 1 和 L 1 分别相对于准点代码 P 1 超前和滞后一时间 d，d 小于或等于该代码的半个时隙，而代码 E 2 和 L 2 分别相对于准点代码 P 2 超前和滞后时间 k·d，k 不同于 0 或 1，其中，表示拷贝代码和接受的代码之间相关的相关能量值被估测，使代码 E1 和 L1 的相关能量值相等的代码 P1 的一个瞬时位置 T1 被确定；并且，为了由接收的代码的瞬时位置推导得接收机的位置而不含有因多重通路所引起的误差，一个被校正的瞬时位置 T0 根据以下各项进行计算：

-被确定的瞬时位置 T1，

-k 值，以及

-超前和滞后 d 的代码 E1, L1 以及超前和滞后 k·d 的代码 E2, L2 的相关能量值，或者使代码 E2 和 L2 的相关能量值相等的代码 P2 的一个瞬时位置 T2。

2、按照权利要求 1 的方法，其中，相互独立地发送准点代码 P 1 和 P 2，产生一第一伺服控制环路通过一表示代码 E 1 和代码 L 1 的能量值相等的误差信号来对准点代码 P 1 作伺服控制，和产生一第二伺服控制环路通过一表示代码 E 2 和代码 L 2 的相关能量值的相等误差信号对准点代码 P 2 作伺服控制；和由第一环路中准点代码 P 1 的位置计算时间 T 1，由第二环路中的准点代码 P 2 的位置计算时间 T 2，并以外推公式 $T 0 = (K T 1 - T 2) / (K - 1)$ 计算对应于从卫星接收信号的代码的被校正的时间 T 0。

3、按照权利要求 2 的方法，其中此二伺服控制环路以二不同的代码发生器产生一组码 P 1、E 1 和 L 1 及另一组码 P 2、E 2 和 L 2 同时工作；并且在同一个相同的时刻通过读取每一环路中的数字信号来计算时间 T 1 和 T 2。

4、按照权利要求 2 的方法，其中此二伺服控制环路由一相同的伺服控制电路在二连续的时间间隔里组成，此伺服控制电路包括一首先连续地产生一串代码 P 1、E 1、L 1 的代码发生器，在第一采样时刻 t_{e1} 读取该伺服控制电路中的数字信号来计算时间 T 1；然后产生一系列代码 P 2、E 2、L 2，先在第二采样时刻 t_{e2} 读取该伺服控制电路中的数字信号来计算出一时间段 T' 2，再从此时间 T' 2 中减去时间间隔 $t_{e2} - t_{e1}$ 以得到 T 2，以便使时间 T 2 成为相当于伺服控制环路同时工作那样所应得到的值。

5、按照权利要求 2 - 4 中任一个的方法，其中由代码 E 1 和 L 1 产生一代

码 $E_1 - L_1$ ，由代码 E_2 和 L_2 产生一代码 $E_2 - L_2$ ，建立伺服控制以趋向于使代码 $E_1 - L_1$ 与从卫星接收的代码间的相关函数 $F(E_1 - L_1)$ 和代码 $E_2 - L_2$ 与从卫星接收的代码间的相关函数 $F(E_2 - L_2)$ 降低到零。

6、按照权利要求 1 的方法，其中二代码 P_1 和 P_2 结合成一单代码 P ，根据代码 E_1 和 L_1 建立伺服控制环路，通过表示一方面在所接收信号与代码 E_1 之间和另一方面在所接收信号与代码 L_1 之间的相关能量值 Y_1 和 Z_1 相等的误差信号对代码 P 作伺服控制，分别测量所接收信号与代码 E_2 和 L_2 间的相关能量值 Y_2 和 Z_2 ，根据在采样时刻伺服控制环路中采样的数字信号从准点代码 P 的位置计算时间段 T_1 ，并以下面的外推公式计算未受多重通路误差影响的时间 T_0 ：

$$T_0 = T_1 - d(Y_2 - Z_2) / (Y_1 + Z_1 - Y_2 - Z_2)$$

7、一种通过卫星定位的接收机，它包括用来产生至少四个是从一卫星接收的代码的拷贝的伪随机码 E_1 、 L_1 、 E_2 、 L_2 的装置，代码 E_1 和 L_1 分别相对于准点代码 P_1 超前和滞后一时间 d ， d 小于或等于该代码的半个时隙，以及代码 E_2 和 L_2 分别相对于准点代码 P_2 超前和滞后一时间 $k \cdot d$ ， k 不同于 0 或 1；还包括用于估测表示拷贝代码和接受的代码之间相关的相关能量值的装置，用于确定使代码 E_1 和 L_1 的相关能量值相等的代码 P_1 的一个瞬时位置 T_1 的装置，以及一个计算装置，用于根据以下各项计算一个被校正的瞬时位置 T_0 ：

-被确定的瞬时位置 T_1 ，

- k 值，以及

-超前和滞后 d 的代码 E_1, L_1 以及超前和滞后 $k \cdot d$ 的代码 E_2, L_2 的相关能量值，或者使代码 E_2 和 L_2 的相关能量值相等的代码 P_2 的一个瞬时位置 T_2 。

消除多路误差的接收卫星定位信号的方法和电路

发明领域

本发明涉及用来通过卫星定位的接收机，例如GPS（全球定位系统）接收机。

背景技术

GPS利用在精确确定的轨道上围绕地球旋转的卫星星座，亦即，能够在所有时刻了解任一卫星的位置。这些卫星发送出包含导航数据的射频信号和使每一卫星能被识别的代码。这些代码经受一载波频率的相位调制（BPSK调制）。地面上或一陆地、空中或海上运载工具上的GPS接收机可同时接收来自数个卫星的信号，对其与每一卫星的距离作出精确计算，并由此精确地推导出它在一地面参考系统中由纬度、经度和高度表示的准确位置。由此还能推算出在此GPS的瞬时参考系统中接收的精确日期和时间。最后，可据此利用多普勒测定法来得到它自己在此地面参考系统中的速度矢量（在一接收机被装在运动中的运载体上时）。

在GPS中，每一卫星均由一为它专用的并重复地（例如每数毫秒）调制由卫星送出的载波频率的伪随机码来加以识别。有些系统接近于GPS系统，特别是GLONASS系统，其中也存在这种伪随机码，只是它不被用来识别各个卫星。将说明的本发明可直接应用于GLONASS系统，但为更简单起见我们下面将仅引用GPS，更具体说是GPS的“民用”部分，此GPS包括的军用部分本发明也是能适用的。

此伪随机码为一长代码（1.023MHz的1023bit，即1毫秒），其主要功能之一是能在远远大于信号电平的（例如30dB）噪声电平中提取来自卫星的信号。这种技术是当前公知的扩展频谱发送技术。在接收机中，在所接收到的信号和一与期望在此信号中发现的代码相同的周期伪随机码之间的相关运算来实现的。如果此代码瞬时不吻合，在所接收的信号与由本地代码发生器所产生的本地代码之间即不相关。如果它们是差不多吻合的，就存在着一定的相关性，这种吻合越精确相关能量就将越大。因此就可能建立一相关信号，它被用来对一本地代码发生器作伺服控制直至达到本地代码与卫星发送的调制该信号代码严格地相吻合。然后代码伺服控制环路即能用来维持这种吻合。

该伪随机码由卫星以接收机所知道的极精确的时刻发送。特别地，这些时刻根据代表每一毫秒此伪随机码起始的特征二态跃变（称之为出现时间）加以识别。此相关运算被用来确定这些代码到达接收机的时刻：此本地代码的发送特征时刻亦即出现时间被确定，而因为该本地代码是与生成最大的相关时接收的代码相吻合的所以这一时刻即代表所接收代码到达的时刻。卫星发射代码的瞬间与接收机接收此代码的时刻之差用来确定信号在卫星与接收机之间的旅行时间。众所周知，信号的旅行速度为光速，因而能够计算接收机与一给定卫星之间的距离。对另外二个卫星进行同样的操作，利用三角网就可确定接收机的准确位置。如采用第四个卫星，就可消除接收机的时钟误差，因为接收机的时钟不如卫星的精确。除开接收机的位置外，还可计算在GPS卫星的时间参考系统中进行位置测定的准确时间。

因此确定位置的精度在很大程度上依赖于确定该伪随机码的接收时刻的精度。由于接收卫星码的时刻是通过测量本地码的发送时刻来测量的，当它以最大功率与所接收的代码相关时，并且当因而假定它与所接收的代码完全吻合时，则这种精度本身实质上取决于相关运算的质量。

相关运算是所接收的信号（转置成低频但保持其相位调制）与由一本地码发生器所产生的本地代码之间的简单相乘。如果代码间的互相吻合到小于一个码的时刻亦即一时隙（Chip）之内，就能得到一定能级的相关信号。一时隙是代码的二连续位（在1023位中）之间的间隔 T 。在等于 $2T$ 的时间间隔内，相关信号因代码间的吻合更精确而更强。对于本地代码与所接收代码之间的精确吻合存在有一最大的相关信号。

图1表明所接收代码与本地代码间的理论相关函数，亦即作为接收代码与本地代码间的瞬时偏离的函数的相关信号能量，如果此代码早或迟的偏离大于一时隙它就等于零。在代码间的瞬时偏离由 $-T$ 减至零时它线性增加而在此瞬时偏离在另一方向由零增加到 $+T$ 时它再作线性降低。偏离大于 T 它保持为零。在这一三角形相关曲线中，三角形的顶点表示代码间的准确吻合点。

应理解的是这种三角形形状为一理论的形状。在现实中此三角形的底边与顶点因限于变化程度的相关电路的带宽的关系是稍许呈弧形的。这里以下的说明的论据将根据此理论形式，而本发明则基于这些相关曲线的线性近似。

因此，相关运算就是使得本地代码相对从卫星接收到的代码滑动直至相关信

号达到最大。一旦达到这一结果，本地码产生器就被伺服控制使得相关器继续地产生一最大相关峰值。

实际中对一未清楚了解的函数最大值不大可能正确地达到伺服控制。较可能的是相对一中央零值来达到对信号的有效伺服控制：如果发生了正的偏离，本地代码的相位就向前移，而如果发生负的偏离就加以延迟。

因此最好采用在代码精确吻合时表示为零的相关函数。为此可有数种方法，特别是采用双相关器，它不仅利用必须使之与从卫星接收到的代码相吻合的称做准点代码 P 的本地码，而且还要利用一其相位前于准点码 P 一个短时间 d （小于或等于半个时隙 $T/2$ ）的超前码 E 和一其相位迟于准点码 P 同样时间 d 的滞后码 L。

在这些代码 P、E、L 的每一个与从卫星接收的信号之间绘出相关函数 $F(p)$ 、 $F(E)$ 、 $F(L)$ ，取所接收代码与准点码 P 之间的瞬时偏离作为 X 轴的值并与所接收代码对准排列，即可看到图 1 的三角形为函数 $F(P)$ ，而同样的三角形向左或右位移时间 d 则为函数 $F(E)$ 和 $F(L)$ 。

图 2 表示在代码间的位移时间 d 等于半个时隙 $T/2$ 这一特定情况中的这些相关函数。X 轴上的瞬时偏离 0 表示所接收代码与准点本地代码 P 之间的准确吻合。这一图形表明：对于标绘在 X 轴的任一瞬时偏离，可能通过读取该偏离值的函数 $F(P)$ 、 $F(E)$ 和 $F(L)$ 的值读得每一代码 P、E 和 L 的相关能量值。

产生在准点码 P 与所接收的代码相吻合时为零的相关函数的一种方法是建立超前码 E 的所接收代码相关函数 $F(E)$ 和滞后码 L 的所接收代码相关函数 $F(L)$ ，并取此二函数间的差 $F(E) - F(L)$ 。

图 3 以实线表示作为所接收代码与准点代码之间的瞬时偏离的函数的这一差值。准点码的相关函数 $F(P)$ 以点线作出。可看到差分相关函数 $F(E) - F(L)$ 在与准点码准确相关的位置上为零而在此零点左右为线性的。

由此，确定和建立与准点码准确相关点的伺服控制就在于取相关信号 $F(E)$ 与 $F(L)$ 之间的差并通过保持这种差 $F(E) - F(L)$ 为零这样来伺服连接本地准点码（代码 E 和 L 被连接到代码 P）。

图 2 是假定代码 L 滞后于而代码 E 先于精确的半个时隙的情况作出的。图 3

也相当于这种情况。但是位移 d 有可能小于半个时隙。在同一位置保持零点并且在零的左右保持为线性。

产生在准点码与所接收代码相吻合时为零的相关函数的另一种可能是根据代码 E 和 L 生成差分代码 $E - L$ (亦被称为超前一滞后), 并得到此差分代码与从卫星接收的信号之间的相关性。由此所得的相关函数 $F(E - L)$ 实际上与图 3 的函数 $F(E) - F(L)$ 相同, 此后将认为这二种方法是等效的。

有一种公知的现象可能会影响相关的精度, 因而影响确定时间周期以及距离的精度。这一现象与卫星和接收机之间的射频波多重通路有关。欲计算的距离是卫星与接收机间的直线照准方向的距离。但所接收的射频信号有时含有由周围表面反射产生的成分, 例如因建筑物表面上的反射, 船舶的金属表面上的反射, 等等。

这些反射对应于具有较大长度但此长度又不必足够超出代码间的相关区的在卫星与接收机之间的通路。一般, 相关区对应于 1.023 MHz 时的一个半码片, 这相当于约 450 m 的波长, 或约相当于一百米或数十米的时隙的部分。一建筑上的波反射很可能导致一具有与直线照准通路相差数十米的通路长度的次级波通路。在这种情况下, 直达信号与反射信号相混合, 两者在相关函数中均起作用但是具有不同的准确吻合时刻, 因为它们对应于不同的由卫星发送的伪随机码到达时刻。

实际上, 直线通路对应于比反射通路(它经受了反射时以及在入射到天线期间的损失)强的信号, 因而反射通路的主要作用就在于它们会改变相关函数的形状。很容易理解, 相关函数将不是对称和三角形的, 而是畸变的(非三角形的)和不对称的。

图 4 表示因存在反射而被修改的相关函数的典型形状。实线的相关曲线 $F(P)$ 完全是一对应于直线照准波的对称三角形函数 $F_d(P)$ (虚线)与另一对应于反射通路的较小幅值的对称三角形函数 $F_r(P)$ (也为虚线)的简单叠加。由于通路长度不同, 三角形的峰值在时间上发生位移, 因而认为所需做的就在于设法使准点本地代码与对应于直线通路的主三角形 $d(P)$ 的峰值同步来计算接收机与卫星之间的直线距离。

自然, 超前和滞后代码的相关函数 $F(E)$ 和 $F(L)$ 经受同样的干扰的影响, 因而具有相同的形状。

在这些畸变的相关函数的情况下，如上述采用多个相关器 E、L 或 P、E - L 将导致误差。事实上，差分相关函数 $F(E) - F(L)$ 或 $F(E - L)$ 的零值将不再位于准点代码与所接收代码相吻合的时刻。在这一零值与相关函数的峰值之间具有位移。

这一点可以作出代码 P、代码 E 和代码 L 在多通路的情况下的相关曲线来加以解释，而此时这些曲线不是三角形的而是类似于图 4 中那样的。

图 5 表示这三种函数。 $F(E) - F(L)$ 之差的零值对应于函数 $F(L)$ 和 $F(E)$ 的相交点 A。它并不位于函数 $F(P)$ 的相关峰值的下面。误差为 $d T_1$ 。这意味着，相关器认为它已将准点本地码作伺服连接到卫星码，尽管它已经由其偏离了可能是很重要的一个时隙的一部分。

相关器所作的伺服控制循环将被锁定于点 A，而它本应该希望被锁定到函数 $F(P)$ 的峰值。实际上，在计算 GPS 位置时，在认为准点代码 P 是严格地与从卫星接收的代码同步的条件下伺服循环的各种数字信号的状态在一给定瞬间被读取，并且作为这些信号的函数计算出对应于此读取时刻的时间 T_1 。现在，此准点代码并不与所接收的代码同步。它相对于所接收代码位移了一时间间隔 $d T_1$ 。接收时间 T_1 的计算受到误差 $d T_1$ 的影响。实际关心的时间值为 $T_0 = T_1 - d T_1$ ，但由多重反射决定的误差 $d T_1$ 是未知的。

当接收机以假定准点代码与卫星代码同步作为基础计算其位置时，这种确定时间中的误差可能引起至少数十米的定位误差。这种误差在很多应用场合是无法接收的，特别是在静态测量非常精确的位置的情况下。对于运动中的接收机，相关曲线的畸变周期性地变化，一种滤除操作消除了这种误差源。

本发明部分地依赖于这一观测结果，即在当反射通路的幅值低于直线通路时和在不存在数个反射通路以高幅值和严格相同的相位到达接收机时，被畸变的相关函数 $F(P)$ 的峰值位于与对应于直线通路的三角形相关函数 $F_d(P)$ 的峰值相同的位置。

发明概述

按照本发明，提出一种能显著降低多重通路的有害影响而且有时能完全地消除这种影响的简单手段。按照本发明的这一方法不需要那种要进行复杂和长时间操作的连续不断地搜索次级通路的存在以便将它从相关函数中减去。

由此提出一种为消除在由卫星定位的接收机中多重通路的影响的方法,其中:通过借助至少四个是从一卫星接收的代码的拷贝的伪随机码 E 1、L 1、E 2、L 2 来使用一种相关,代码 E 1 和 L 1 分别相对于准点代码 P 1 超前和滞后一时间 d, d 小于或等于该代码的半个时隙,而代码 E 2 和 L 2 分别相对于准点代码 P 2 超前和滞后时间 k·d, k 不同于 0 或 1,其中,表示拷贝代码和接受的代码之间相关的相关能量值被估测,使代码 E1 和 L1 的相关能量值相等的代码 P1 的一个瞬时位置 T1 被确定;并且,为了由接收的代码的瞬时位置推导得接收机的位置而不含有因多重通路所引起的误差,一个被校正的瞬时位置 T0 根据以下各项进行计算:

-被确定的瞬时位置 T1,

-k 值, 以及

-超前和滞后 d 的代码 E1, L1 以及超前和滞后 k·d 的代码 E2, L2 的相关能量值, 或者使代码 E2 和 L2 的相关能量值相等的代码 P2 的一个瞬时位置 T2。

换言之, 本发明是基于这样的观点, 即如果所接收代码与代码 E 1、E 2、L 1、L 2 间的相关能量值是已知的(亦即带有二种不同的延迟 d 和 k·d) 话, 就可能以简单的外推法来计算相关曲线的峰值。由延迟 d 能知道相关曲线的二个点, 而以延迟 k·d 可知道另外二点。这四点确定二个线段, 一个在峰值左边具有第一斜率, 另一个在右边具有另一种斜率, 而这些线段的向上外推即给出峰值顶点(相当于外推 k = 0)。

再换句话说, 这是意味着, 如果伺服控制循环利用由相隔 2 d 的代码 E 1、L 1 的相关而被锁定在错误的瞬时位置, 就得到带有未知的的时间误差 d T 1 的时间 T 1 的测量值, 但如果这一时间的测量值根据具有另外的间隔, 即隔开 2 k·d (k 非 1 亦非 0) 的代码 E 2、L 2 所作测量来加以补充的话, 就存在有两组测量值使得有可能以简单的外推法来求得对应于 K 值为零的相关峰值的准确位置。

因此, 如果没有多重通路的话此伺服控制循环应被锁定的点就由两组测量值来推导得出, 所使用的是简单的外推法而不是逐次逼近法或试错性的经验方法。

可以采用二主要实现模式: 第一模式是代码 P 1 和 P 2 相互独立, 对代码 E 1、L 1 (具有瞬时偏离 2 d) 和代码 E 2、L 2 (具有偏离 2 k·d) 生成二独立的伺服连接, 分别给出时间 T 1 和 T 2 的计算, 并由下列外推公式来确定对应于 k = 0 的时间 T 0:

$$T 0 = (K T 1 - T 2) / (K - 1)$$

这种实现模式可应用二个同时并行工作的数字伺服控制通道, 要不然就要采用一个单时分多路通道, 在后一情况下要考虑这一事实, 即测量不是同时进行的而因此必须由时间的计算来推导二测量值之间的时间。

另一主要实现模式使用带有能计算受误差影响的时间 T_1 的时间段的代码 E_1 和 L_1 单伺服控制环路(准点代码 P_1 与 P_2 合并)。它还利用所接收代码各自与代码 E_1 、 L_1 (超前或滞后 d) 和 E_2 、 L_2 (超前和滞后 $k \cdot d$) 之间的相关能量值 Y_1 、 Z_1 、 Y_2 、 Z_2 的测量。时间 T_1 加以计算而对应于外推值 $k = 0$ 的时间 T_0 则由以下外推公式来确定:

$$T_0 = T_1 - d (Y_2 - Z_2) / (Y_1 + Z_1 - Y_2 - Z_2)$$

在这样确定了按照本发明方法的要点后, 将会注意到, 本发明的目的也是一种通过卫星定位的接收机, 它包括用来产生至少四个是从一卫星接收的代码的拷贝的伪随机码 E_1 、 L_1 、 E_2 、 L_2 的装置, 代码 E_1 和 L_1 分别相对于准点代码 P_1 超前和滞后一时间 d , d 小于或等于该代码的半个时隙, 以及代码 E_2 和 L_2 分别相对于准点代码 P_2 超前和滞后一时间 $k \cdot d$, k 不同于 0 或 1; 还包括用于估测表示拷贝代码和接受的代码之间相关的相关能量值的装置, 用于确定使代码 E_1 和 L_1 的相关能量值相等的代码 P_1 的一个瞬时位置 T_1 的装置, 以及一个计算装置, 用于根据以下各项计算一个被校正的瞬时位置 T_0 :

-被确定的瞬时位置 T_1 ,

- k 值, 以及

-超前和滞后 d 的代码 E_1, L_1 以及超前和滞后 $k \cdot d$ 的代码 E_2, L_2 的相关能量值, 或者使代码 E_2 和 L_2 的相关能量值相等的代码 P_2 的一个瞬时位置 T_2 。

附图简述

由下面参照附图进行的详细说明将清楚理解本发明的其它特点和优点, 这些附图是:

图 1 — 3 为说明准点本地代码伺服控制环锁定到从卫星接收的代码的原理的相关函数图形 (上面已说明);

图 4、5 说明因存在多重通路而造成的时间测量误差 (也已说明);

图 6 以存在多重通路的相关能量值图形的形式来解释本发明的基本原理;

图 7 表示本发明的第一实现模式;

图 8 为第二实现模式的解释性图; 和

图 9 表示此第二实现模式。

本发明的详细说明

回到图 5，可以看到没有必要表示出超前和滞后代码 $F(E)$ 和 $F(L)$ ；事实上已观测到，函数 $F(E)$ 和 $F(L)$ 相等的锁定点 A 位于与曲线 $F(P)$ 的二边等距离处，而更具体说它是位于相当于准点码与另外二代码间的瞬时偏离的距离 d 处。因此此连接点可直接地表示为与函数 $F(P)$ 二边相距距离 d 处的点而无须绘出函数 $F(E)$ 和 $F(L)$ 。

在这种情况下，假定伺服控制环路以 X 轴上的值 $d T_1$ 连接到点 A，则函数 $F(P)$ 的任一 X 轴上的点 t 和 Y 轴上的点 y 即代表接收代码与相对于所接收代码延迟 $t - d T_1$ 的拷贝代码间的相关能量值的测量值。因而就可能单独根据曲线 $F(P)$ 来表示超前和滞后代码的相关能量值。

如上述那样，将假定此相关是通过计算差分 $F(E) - F(L)$ 以伺服连接此差值到零来进行的，这可理解为有可能以同样方式来使用差分码 $E - L$ 的相关 $F(E - L)$ 或者甚至通过差分的其他相关。

其结果就是如果采用两组具有二不同瞬时偏离值 d 和 $k \cdot d$ 的相关代码 (k 是任一系数)，就会得到对应于因多重通路造成的二不同时间误差 $d T_1$ 和 $d T_2$ 的二不同的锁定点 A 和 B。

图 6 表示此二锁定点 A 和 B。本发明的原创性就依赖于这一事实，即由此二点以简单的外推法计算来直接推导得一相当于时间误差为零的 $K = 0$ 的、并因此表示所寻求的准确时间亦即相关函数 $F(P)$ 的峰值的第三点 C。此点 C 与点 A 和 B 相对准。

更一般地说，它是可观测到的，如果我们知道：

一首先，在该峰值的左边接近峰值 C 的此二点的 X 轴值（时间量度）和 Y 轴值（能量量度），

一和第二，在该峰值的右边接近峰值 C 的此二点的 X 轴值（时间量度）和 Y 轴值（能量量度）；就可能通过由这些点所限定的二直线段的简单外推法来计算峰值 C 的瞬时位置。

在本发明的第一实施例中有二个独立的伺服控制环路。一个以分别超前和滞后一时间 d 的代码 E_1 和 L_1 工作。它利用相关函数 $F(E_1)$ 和 $F(L_1)$ 。

它可被用于在一给定测量时刻计算对应于图 6 的点 A 的接收时间，此环路被锁定到这一点。所计算时间为时间 T_1 。因多重通路引起的误差为一未知值 $d T_1$ ，这就是说所求的时间为 $T_0 = T_1 - d T_1$ 。

另一环路以超前和滞后一时期 $k \cdot d$ 的代码 E_2 和 L_2 工作。参数 k 为非 0 和 1 的任一系数值。环路的锁定点为点 B。此第二环路能计算对应于此环路锁定点的接收时间 T_2 。用于计算时间的数据采样时刻在二环路中是同时的，以便对时间 T_1 和 T_2 的比较具有意义。如果它们不是同时的，就计算一时间 T'_2 ，而为求得 T_2 ，第一环路中的测量与第二环路中的测量间的时间间隔要从 T'_2 中除去。因而也有可能以交替地利用代码 E_1 、 L_1 然后代码 E_2 、 L_2 的单一环路按多路复用模式工作，而只要能完全地知道延迟 d 和延迟 $k \cdot d$ 的计算时刻之间的时间间隔。而后能减去它而回归到就象在二分开的路环中同时进行采样的相同条件。

滞后 / 超前 $k \cdot d$ 的对 T_2 的计算误差为 $d T_2$ ，因而所求的时间即为 $T_0 = T_2 - d T_2$ 。对于 $K = 1$ 的误差为 $d T_1$ 并且此误差随 K 作线性变化。因此 $d T_2 / d T_1 = K$ 。

随着时间 T_1 ，时间 T_2 降低到相同测量时刻并且系数 K 已知时，采用直接外推法来由此推导得对应于没有多重通路的，由卫星直照接收的信号的时间 T_0 。此外推公式为

$$T_0 = (K T_1 - T_2) / (K - 1)$$

因而这是一非常简单的公式，特别对于值得注意的 K 值（例如 $K = 2$ ）。

图 7 表明一具有二伺服控制环路而不进行多路复用的方案中的对应电路。

此图未表示出为从卫星接收和对信号作频率转置所需的射频电路。经传统地转置后的信号由一模 / 数变换器 10 数字化后被提供给具有试图从其同时接收的卫星数量一样多的处理通道的数字信号处理电路。在作多路复用的处理情况中，卫星可逐个由一相同通道进行处理。图 7 中表示一单通道。

此通道通常具有一双伺服控制环路：载波相位伺服控制和代码相位伺服控制。后者是本发明中所采用的而在此实施例中是它本身的复制。载波相位环路无需加以复制，但如果对实际有利它也可以加以复制。

载波相位环路主要利用一本地的数控振荡器 1 2，提供相当于被转置的载波频率的周期数字相位（呈锯齿形的），同时它考虑到影响卫星所发射的载波频率的多普勒效应。考虑多普勒效应是因为存在着伺服控制环路这一事实。

通过电路 1 4、1 6 产生该相位的余弦和正弦而将该数字相位变换成为同相的和相移 90° 的正弦波周期信号。乘法器 1 8、2 0 能乘以这些从卫星接收到的信号的正弦函数（转置成低频和保持其代表由卫星以其他调制数据发送的伪随机码的相位调制）。

在二通道上乘以一正弦函数即同相的（通道 I）和相移 90° 的（通道 II）的信号与本地产生的伪随机码进行相关，以便建立使此本地代码能被伺服连接到从卫星接收的代码的代码伺服控制环路，和然后为能够确定这样被伺服连接的本地代码的准确的瞬时位置。

第一伺服控制环路包括一由它本身接收代码相位伺服控制信号的数控振荡器 2 4 驱动的代码发生器 2 2。

代码发生器 2 2 可产生二种相对于准点代码 P_1 超前和滞后 d 的代码 E_1 和 L_1 。它也可产生代码 P_1 和代码 $E_1 - L_1$ 而所示的是后一情况。

同相通道 I 在一数字乘法器 2 6 中与代码 P_1 相乘，然后加以积分（利用一每毫秒读数并在此时刻复位的“积分和转储”式积分器 2 8）。此积分器 2 8 的输出表示对应于与准点代码 P_1 相关的同相通道的相关信号 I_{P_1} 的电平。

同样，利用乘法器 3 0、3 4、3 8 和积分器 3 2、3 6、4 0 产生下列相关信号：

- Q_{p_1} ，由差分代码 $E_1 - L_1$ 相关的 90° 相移通道；
- I_{d_1} ，由代码 P_1 相关的同相通道；和
- Q_{d_1} ，由代码 $E_1 - L_1$ 相关的 90° 相移通道。

通常，这些相关信号被用来计算相关误差信号。此计算在一计算电路中进行，它实际上是控制整个信号处理电路和进行时间及 GPS 位置计算的微处理器 5

0。此相关误差信号最好采用与接收信号的能量值随时间变化的事实相符的标准化项 $I P 1^2 + Q p^2$ ，由两个相关向量 $I P 1$ 、 $Q P 1$ 和 $E d 1$ 、 $Q d 1$ 的标量积来得到。

因而此误差信号具有形状：

$$(I p 1 \cdot I d 1 + Q p 1 \cdot Q d 1) / (I p 1^2 + Q p 1^2)$$

这一误差信号被加到驱动代码发生器 2 2 的振荡器 2 4。此误差信号在由代码 $E 1$ 和 $L 1$ 相关的能量值相等时为零。因此伺服控制环路被锁定在图 6 的点 A。如上所说，除由差分代码 $(E 1 - L 1)$ 相关外，也可能采用相关 $F(E 1)$ 和 $F(L 1)$ 的能量值有差分来产生伺服控制环路的误差信号。

所接收的 G P S 时间 $T 1$ 的计算通常是依靠在每一确定的采样时刻读取信号处理电路的一定数量的寄存器，特别是读取实际上由数控振荡器 2 4 的输出的状态所决定的准点代码 $P 1$ 的相位状态来进行的。

与此并行进行另一计算来给出将控制该数控振荡器 1 2 的载波相位误差信号。一般这种计算依靠对 $\text{Arctan}(Q P 1 / I P 1)$ 的估定。

独立于第一代码相位伺服控制环路的第二代码相位伺服控制环路利用由数控振荡器 4 8 控制的另一伪随机码发生器 4 6。此发生器产生对应于此发生器产生的准点代码 $P 2$ 被隔开 $K \cdot d$ 的代码 $E 2$ 和 $L 2$ ，或者也如上述产生一代码 $P 2$ 和一代码 $E 2 - L 2$ 。代码 $P 2$ 与代码 $P 1$ 相同，但因为伺服控制环路是独立的，所以与代码 $P 1$ 不同步（在没有多重通道时除外）。

第二环路与第一个相同。它接收乘法器 1 8 和 2 0 的输出数字信号，即来自卫星的在经过效率置换、模数变换和乘以经振荡器 1 2 重组的置换后的载波频率的正弦和余弦之后的信号。但也可能复制部件 1 2、1 4、1 6、1 8、2 0 来使得此二环路不仅对于代码伺服控制而且对于载波相位伺服控制均是完全独立的。

此第二环路产生信号 $IP2$ 、 $QP2$ 、 $Id2$ 、 $Qd2$ 和误差信号 $(IP2 \cdot QP2 + Id2 \cdot Qd2) / (IP2^2 + QP2^2)$ 。它被锁定在图 6 的点 B，由此超前和滞后相关的能量值相同。

对寄存器以及特别是对振荡器 4 8 的相位输出的采样在与第一环路相同的瞬间进行。这使得能在存在多重通路时计算与时间 $T 1$ 不同的 G P S 时间 $T 2$ 。

这种正如时间 T_1 那样的计算由控制GPS接收机的PVT（位置，速度，时间）点的计算的微处理机50进行。

然后 T_1 和 T_2 的计算就使得能以外推法来计算时间 T_0 ，这就使其能计算没有因多重通路所造成的误差的真实GPS位置。

图7中所示的一缺点在于对属于仅一个卫星的确定操作实际上需要二个数字信号处理通道。这一缺点可以两种方法纠正。第一种方法是，如前面提到的，采用由代码发生器22产生的连续的两个延迟 d 和 $K \cdot d$ 以时分多路模式工作。这使得需要众所周知的在环路被锁定到延迟 d 之后读取寄存器的时刻 te_1 与在环路被锁定到延迟 $K \cdot d$ 之后读取寄存器的时刻 te_2 之间的时间间隔 $te_2 - te_1$ 。 T_0 的计算考虑到这一时间间隔，以便进行外推：第一次测量给出时间 T_1 ，第二次给出时间 T'_2 ，按下式将时间 T'_2 还原成时间 T_2 ：

$$T_2 = T'_2 - (te_2 - te_1)$$

另一方法是利用代码 P 、 E_1 、 L_1 、 E_2 、 L_2 同时进行相关能量值的计算，仅代码 E_1 、 L_1 （延迟 d ）被用于伺服控制此环路，其他代码仅被用于计算相关能量值。

而后外推算法就是求出由每一个均由相关能量和相应的瞬时偏离组成的四对点确定的二直线线段的相交点的瞬时位置。

在叙述与之相对应的实施例之前首先参照图8的图示来解释这一点。

图8再次表示作为出现在所接收信号中的代码与准点代码 p 间的瞬时偏离的函数的所接收信号与本地准点代码 P 之间的相关能量。如果产生了超前代码 E_1 和 E_2 （分别提前 d 和 $K \cdot d$ ）及滞后代码 L_1 和 L_2 （分别延迟 d 和 $k \cdot d$ ）而且如果码相关环路以相关能量 $Y_1 = F(E_1)$ 等于相关能量 $Z_1 = F(L_1)$ 这样的方式被伺服控制的话，那么由伺服控制得的位置就是图8的点 A ，此时 Y 轴值 $Y_1 = Z_1$ 而 X 轴值 dT_1 位于与相关曲线的超前部分的点 D 和滞后部分的点 F 的相等距离 d 处。相关环路给出点 D 的 Y 轴值 Y_1 和点 F 的 Y 轴值 Z_1 的量度，并使其可能提供与 X 轴值 dT_1 同步的时间 T_1 的量度。点 D 和 F 的 X 轴值分别为 $dT_1 - d$ 和 $dT_1 + d$ 。

准点代码在建立伺服控制时被置于 $dT1$ 处。

然后就可能无需用第二闭合相关环路来生成一相对于准点代码滞后 $K \cdot d$ (X轴值 $dT1+K \cdot d$) 的代码和一超前 $K \cdot d$ (X轴值 $dT1-Kd$) 的代码, 并测量接收的代码与这些滞后和超前代码之间的相关能量。这在图 8 中就相当于进行搜索:

具有 X 轴值 ($dT1-K \cdot d$) 的点 G 并测量这一点的相关能量 Y_2 ;

具有 X 轴值 ($dT1+K$) 的点 H 并测量这一点的相关能量 Z_2 。

随着得知能量值 Y_1 、 Z_1 、 Y_2 、 Z_2 和一与锁定点 A 同步的时间 T_1 的测量值, 此外推公式仅需进行对应于相关峰值的时间 T_0 的计算。此峰值位于外推线段 DG 与 FH 的交点处。其等式为

$$T_0 = T_1 - d(Y_2 - Z_2) / (Y_1 + Z_1 - Y_2 - Z_2)$$

图 9 中所示使得可能按照这一测量模式的变体实现本发明, 它采用单个的代码环路伺服控制和具有不同的超前和滞后值的相关能量值的四个不同测量。

同相和相移 90° 的载波的重组如图 7 中那样, 其基础是一产生以锯齿形线性变化的载波相位的本地振荡器 12, 这一相位的正弦和余弦计算 (14, 16) 以及首先接收来自变换器 10 的卫星数字信号其次接收载波相位的正弦和余弦的乘法器 18、20。

这样建立的正弦和余弦通路分别以一超前代码 E_1 (相对于准点代码 P 超前 d) 和一滞后代码 L_1 (滞后 d), 一超前代码 E_2 (超前 $K \cdot d$) 和一滞后代码 L_2 (滞后 $K \cdot d$) 通过乘法器 60、62、64、66、70、72、74、76 进行相关。

乘法器的输出分别为各自的积分器 (“积分和转储”式) 80 至 86 和 90 至 96 所汇集, 并给出下列相关信号: 在余弦通道上的 I_{E1} 、 I_{L1} 、 I_{E2} 、 I_{L2} 和在正弦通道上的 Q_{E1} 、 Q_{L1} 、 Q_{E2} 、 Q_{L2} 。

由计算向量 I、Q 的模来求得相关能量值: 例如以超前代码 E_2 的相关能量等于下列平方和: $I_{E2}^2 + Q_{E2}^2$ 。

然后控制此信号处理电路的计算软件计算下列相关能量值：

$Y_1 = (I E_1^2 + Q E_1^2)$ ，它代表图 8 中点 D 的 Y 轴值；

$Z_1 = (I L_1^2 + Q L_1^2)$ ，它代表图 8 中点 F 的 Y 轴值，进行伺服控制使得 $Y_1 = Z_1$ ；

$Y_2 = (I E_2^2 + Q E_2^2)$ ，它代表点 G 的 Y 轴值；和

$Z_2 = (I L_2^2 + Q L_2^2)$ ，它代表点 H 的 Y 轴值。

为进行伺服控制，对位移 d 进行超前和滞后相关能量值间的差的计算：

$$(Y_1 - Z_1) / (Y_1 + Z_1)$$

项 $(Y_1 + Z_1)$ 为一标准化项，这一差值被用来控制一数控振荡器 1 0 0 的相位，后者驱动具有数个对应于代码 E_2 、 E_1 、 L_1 、 L_2 的输出的本地代码发生器 1 0 2。

另外，如图 7 中那样，载波环路根据用于代码相位伺服控制的相关信号被加以伺服控制。在此，可能计算 $\text{Arctan}(I E_1 + I L_1) / (Q E_1 + Q L_1)$ 值用来作为误差信号以控制数控振荡器 1 2。

用于控制和计算 GPS 位置的微处理器可在环路被伺服控制时计算任一测量时刻的 GPS 时间 T_1 。这种计算根据在该时刻振荡器相位 1 0 0 的读数进行。

它还可由计算器 8 0 至 9 6 的输出数字值计算出能量值 Y_1 、 Z_1 、 Y_2 、 Z_2 。

最后，通过以上的外推公式，根据 d 、 Y_1 、 Z_1 、 Y_2 和 Z_2 来计算所寻求的时间 T_0 ，它可被用于计算经过对多重通路的影响进行校正后的准确位置 GPS。

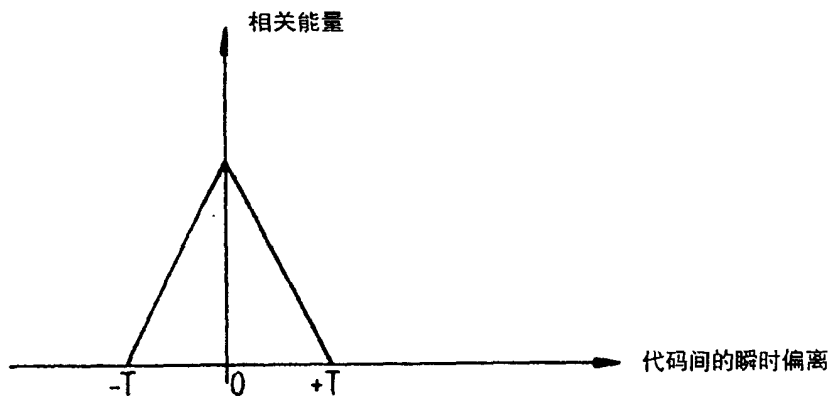


图1

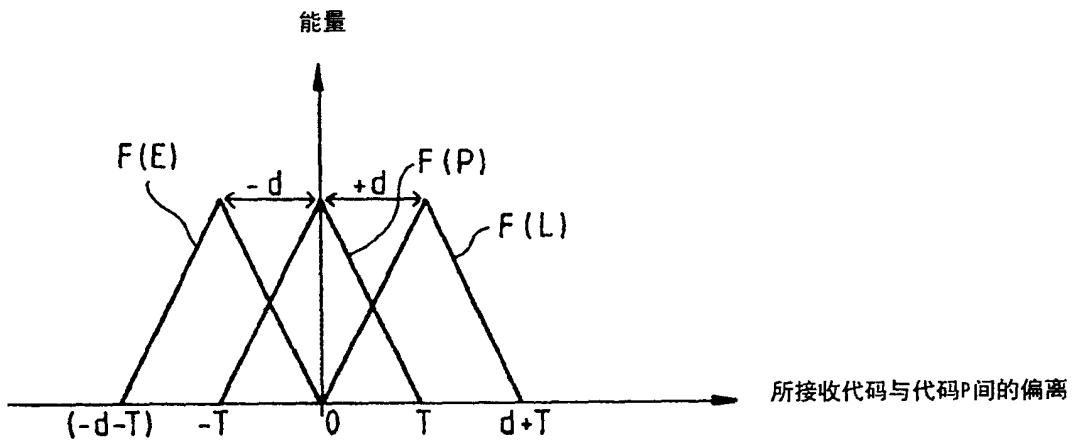


图2

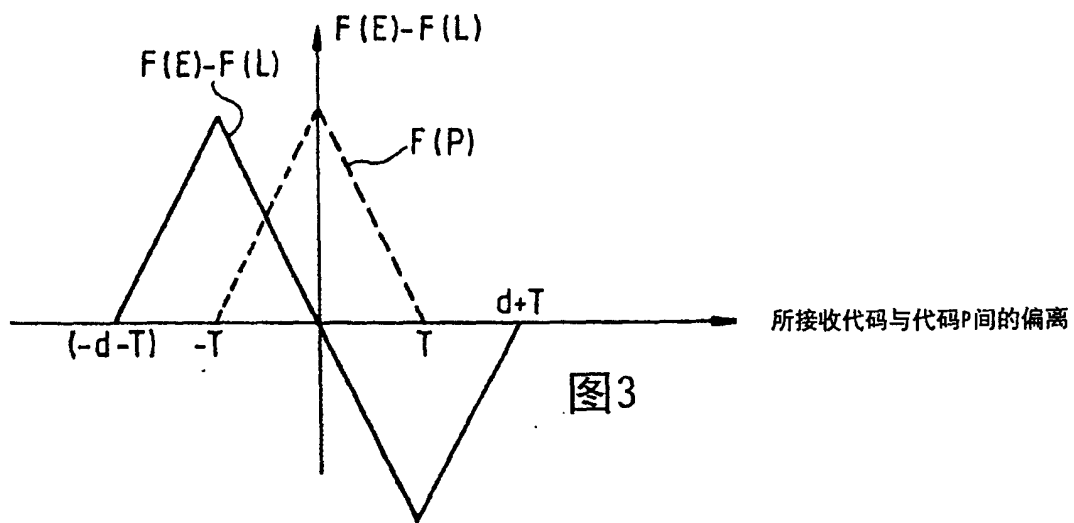


图3

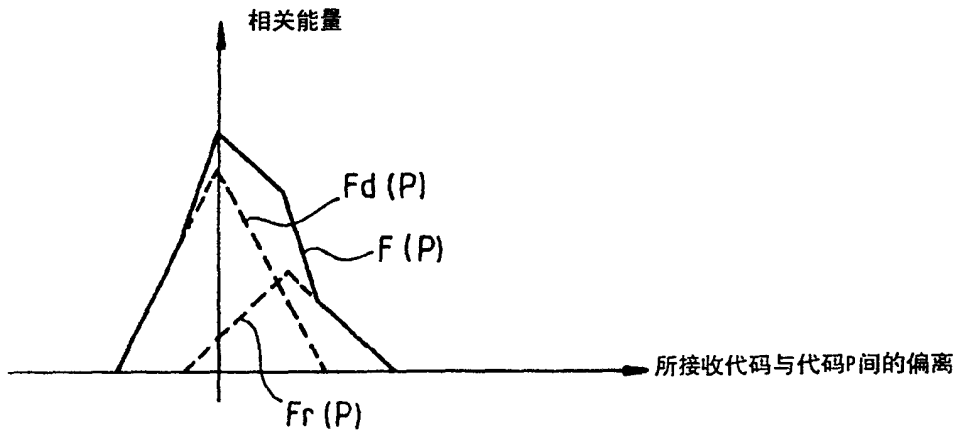


图4

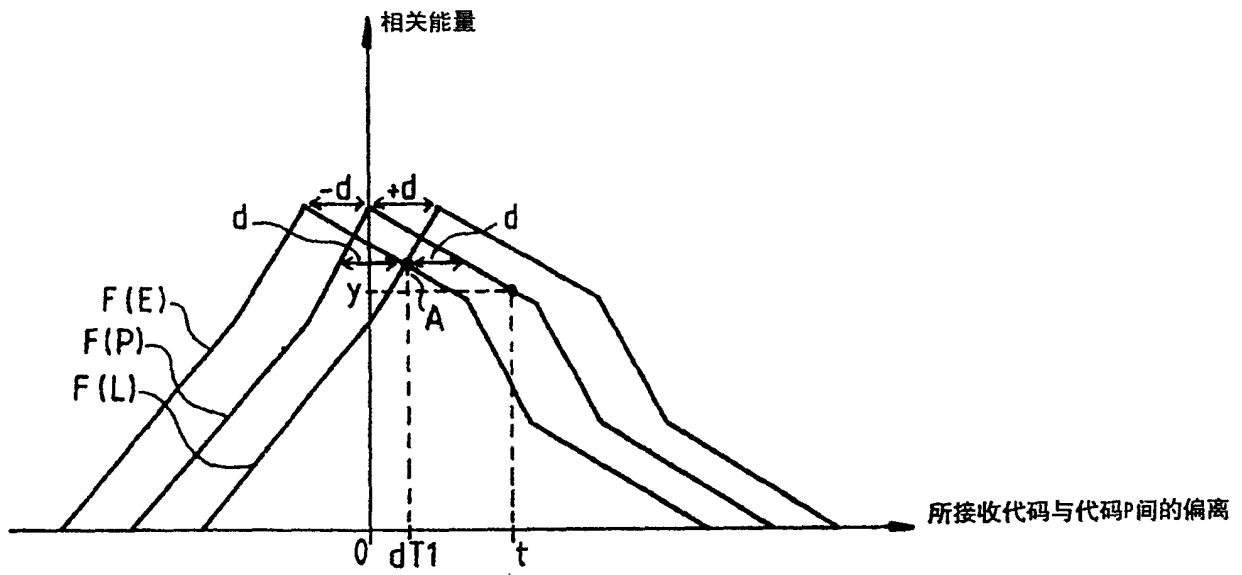


图5

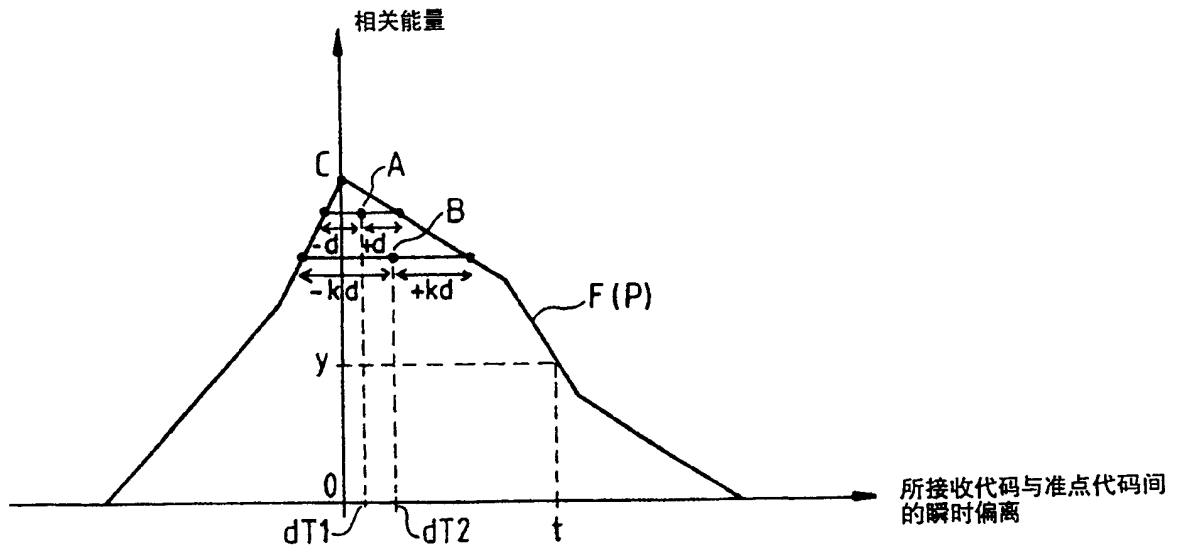


图6

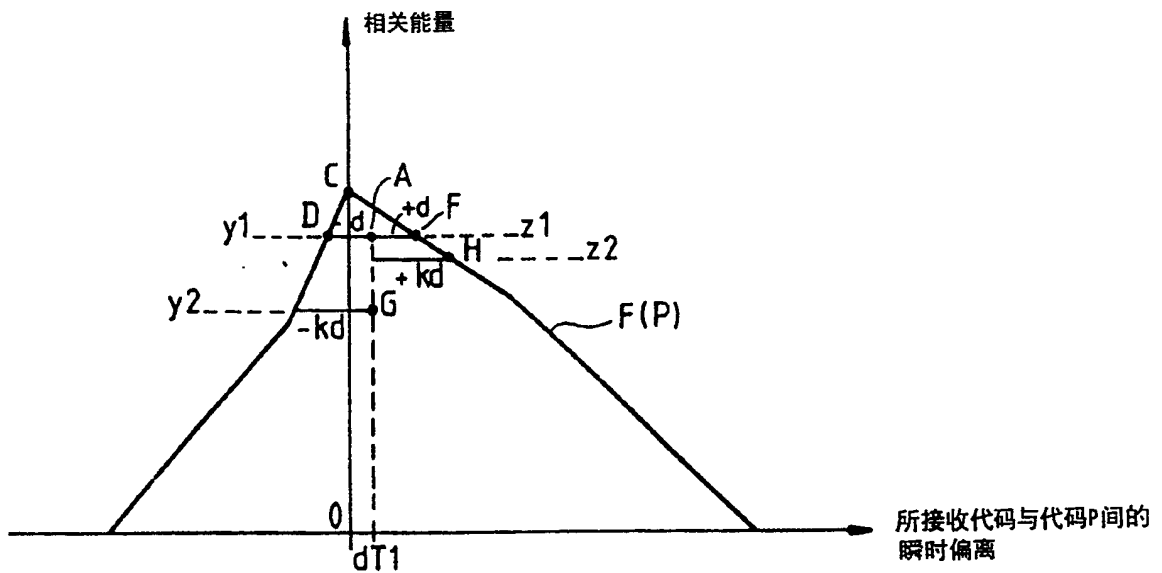


图8

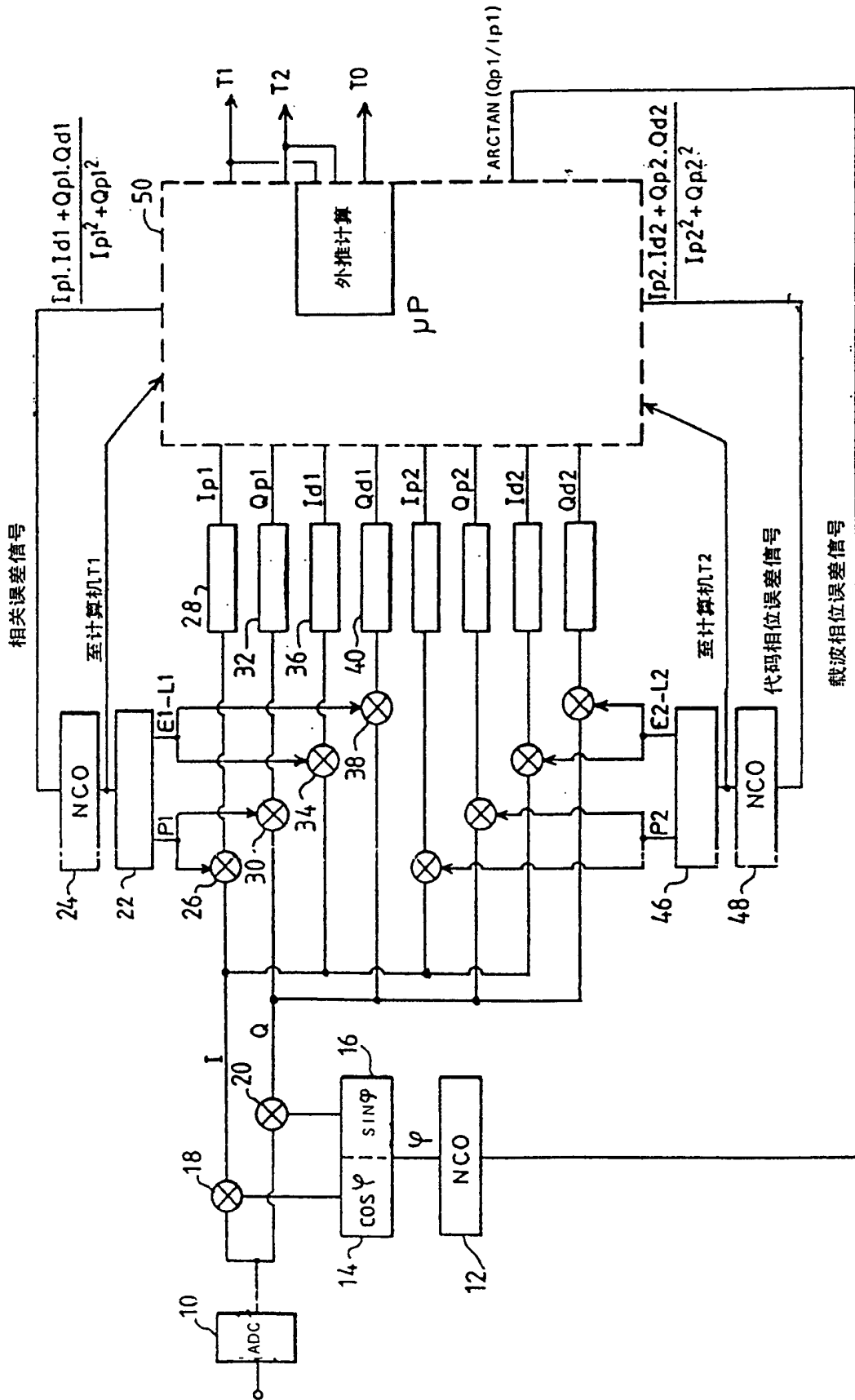


图7

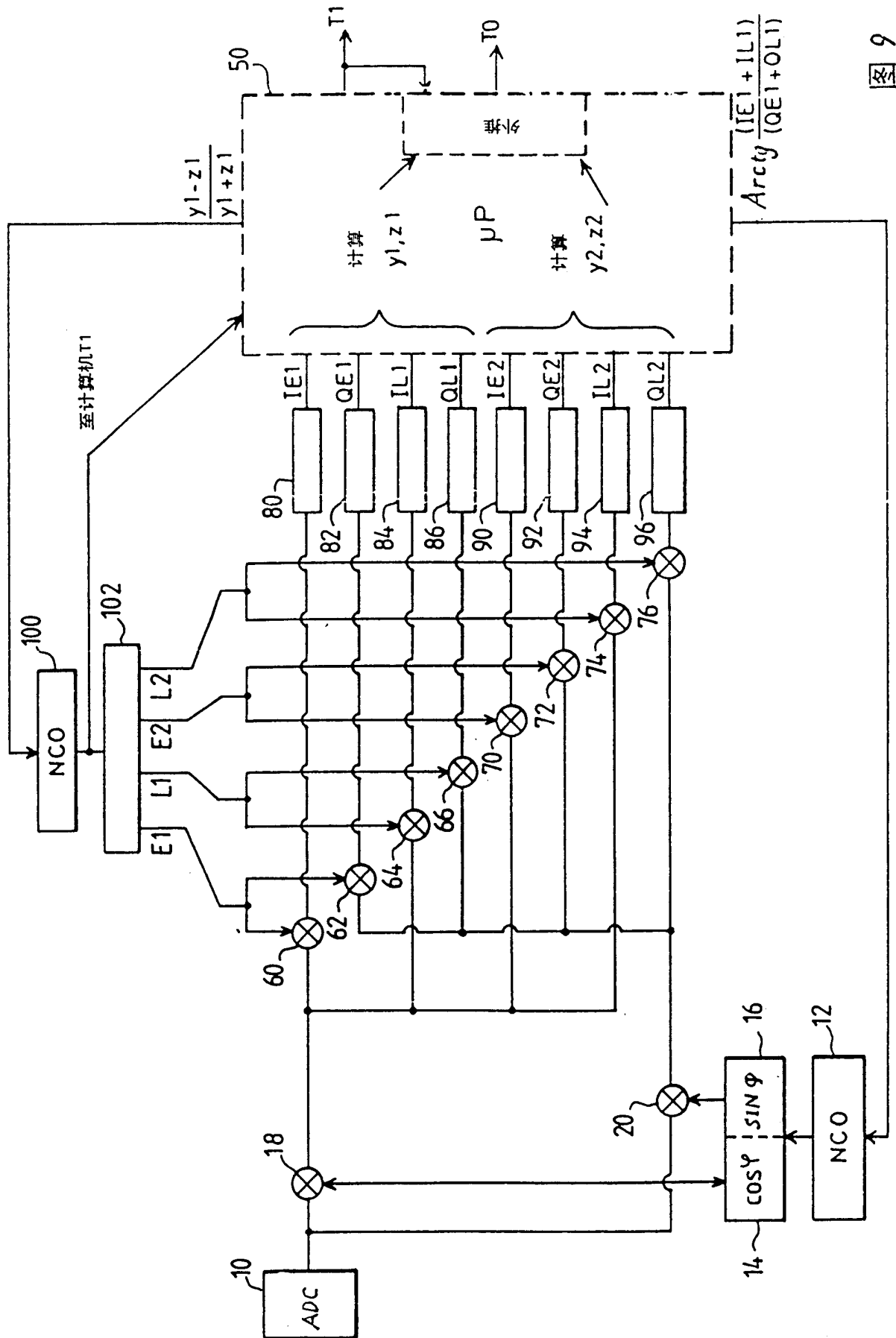


图 9