



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 96191598.6

[43]公开日 1998年2月4日

[11] 公开号 CN 1172531A

[22]申请日 96.9.17

[30]优先权

[32]95.10.6 [33]US[31]08 / 540,076

[86]国际申请 PCT / CA96 / 00614 96.9.17

[87]国际公布 WO97 / 14052 英 97.4.17

[85]进入国家阶段日期 97.7.25

[71]申请人 诺瓦特尔有限公司

地址 加拿大阿尔伯塔

[72]发明人 P·C·芬顿

W·D·彼得森

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

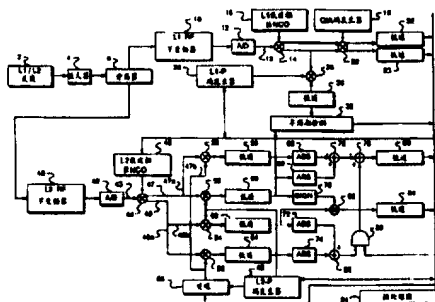
代理人 程天正 张志醒

权利要求书 3 页 说明书 10 页 附图页数 2 页

[54]发明名称 双频全球定位系统

[57]摘要

一种全球定位系统接收机通过下列各步而恢复 L1 和 L2 载波、C/A 码测量、以及 L1 和 L2 的 P 码测量，这些步骤为：(a) 产生一个 L1 载波相角的估值，并利用一个 L1 延迟锁定环，使一个本地产生的 C/A 码与 L1 信号同步，以及基于本地产生的 C/A 码，控制一个 L1-P 码发生器产生同步形式的 P 码；(b) 基于 L1-P 码发生器产生的 P 码的相位把 L2-P 码发生器初始化；(c) 为 L2 信号确定信号功率的估值，该功率被调整以补偿噪声；(d) 确定 L2 载波相角；(e) 通过调整 L2-P 码发生器直至使信号功率估值达到最大来对 L2-P 码进行跟踪。该 GPS 接收机还在跟踪 L2-P 码中通过比较解调后的 L1-P 码的比特和 L2-P 码的比特来求解一个半周期模糊度。如果这些比特在多数情况下不匹配，则接收机确认它正在以半周期误差跟踪 L2-P 码，并相应地调整 P 码相位的估测。除半周期模糊度的求解以外，该接收机于是跟踪 L2-P 码和载波而与 L1 信号无关。因此，该接收机能通过测定载波-噪声比以测定 L2 信号的可靠度。



权 利 要 求 书

1. 一种全球定位检测接收机, 用于在 L1 和 L2 波段上分别接收被 C/A 码和加密的 P 码调制的 L1 信号和被加密的 P 码调制的 L2 信号, 该接收机包括:

5 A. 用于产生一个与接收到的 L1 信号中的 C/A 码匹配的 C/A 码的本地产生形式的装置;

B. 一种用于产生一个 P 码的本地产生形式的 L1-P 码发生器, 该 L1-P 码被相位锁定到 C/A 码的本地产生形式;

10 C. 一种用于产生一个 L2 载波相角的估值的 L2 载波相角估测装置;

D. 一种用于产生一个 P 码的本地产生形式的 L2-P 码发生器;

E. 一种用于控制 L2-P 码发生器的操作的控制装置, 该控制装置接收涉及在本地产生的 P 码和接收的 L2 信号间的相关性的信号, 并调整 L2-P 码发生器以使本地产生的 P 码与 L2 信号匹配; 以及

15 F. 一种用于在跟踪 L2-P 码中求解半周期模糊度的检测器, 该检测器包括:

i. 一个多数表决电路, 用于确定 L2-P 码中的多数比特是否与 L2-P 码的相应比特匹配或不匹配, 以及

20 ii. 用于在多数表决电路确定了多数的 L1 和 L2 的比特不匹配时调整载波相角估测装置的装置。

2. 权利要求 1 的全球定位检测接收机, 其特征在于, 控制装置接收与 L2 载波的估测相角有关的信号。

3. 权利要求 1 的全球定位检测接收机, 其特征在于, 控制装置测定一个载波相位误差估值为:

25

$$ERR_{L2} = K2 * \arctan \left[\frac{Q * \text{sign} I}{K1 * S_T} \right]$$

30 其中 K1 和 K2 为常数, I 和 Q 为同相和正交的相关信号, “Sign” 代表 I 信号的符号, S_T 为总信号功率的一个估值, 以及基于这个误差估值调整 L2 载波角度估测装置。

4. 权利要求 3 的全球定位检测接收机, 其特征在于, 控制装置确定总信号功率为以下之和:

- a. 同相路径中的信号功率减去同相噪声分量, 以及
- b. 正交路径中的信号功率减去正交噪声分量。

5 5. 权利要求 4 的全球定位检测接收机, 其特征在于, 噪声分量通过将 L2 信号的同相和正交分量乘以一个由 L2-P 码发生器产生的 P 码的不相关形式而确定。

6. 权利要求 4 的全球定位检测接收机, 其特征在于, 控制器在获得锁定后, 以同相路径中的信号功率减去噪声来代替总信号功率的估值。

10 7. 权利要求 1 的全球定位检测接收机, 其特征在于, 控制器为了测定载波相位角跟踪误差, 首先跟踪 $\arctan(Q \cdot \text{sign}I)$, 其中 I 和 Q 为同相和正交相关信号, 并且基于一个相位误差的确定而调整 L2 载波角度估测装置。

8. 权利要求 1 的全球定位检测接收机, 其特征在于, 进一步包括一个基于确定相关载波 - 噪声比来确定 L2 信号可靠度的装置。

15 9. 一种全球定位检测接收机, 用于在 L1 和 L2 波段上分别接收被 C/A 码和加密的 P 码调制的 L1 信号和被加密的 P 码调制的 L2 信号, 该接收机包括:

A. 用于产生一个与接收到的 L1 信号中的 C/A 码匹配的 C/A 码的本地产生形式的装置;

20 B. 一种用于产生一个 P 码的本地产生形式的 L1-P 码发生器, 该 L1-P 码被相位锁定到 C/A 码的本地产生形式;

C. 一种用于产生一个 P 码的本地产生形式的 L2-P 码发生器;

25 D. 用于确定由 L2-P 码发生器产生的 P 码与 L2 信号中的 P 码的匹配程度的装置, 上述装置产生 L2 相关信号;

E. 基于由相关装置产生的相关信号提供一个载波相角的估值的 L2 载波角度估测装置; 以及

30 F. 一种用于控制 L2-P 码发生器和 L2 载波角度估测装置操作的控制器, 该控制器接收来自相关装置和 L2 载波角度估测装置的信号, 并调整 L2-P 码发生器以便使本地产生的 P 码与 L2 信号匹配, 并调整 L2 载波角度估测装置以使上述装置相位锁定到 L2 信号。

10. 权利要求 9 的全球定位检测接收机, 其特征在于控制器进一

步包括确定 L2 信号可靠度的装置。

11. 权利要求 8 的全球定位检测接收机，其特征在于，控制器确定一个载波相位误差估值为：

$$\text{ERR}_{L2} = K2 \cdot \arctan \left[\frac{Q \cdot \text{sign} I}{K1 \cdot S_T} \right]$$

其中 K1 和 K2 为常数，I 和 Q 为同相和正交相关信号；“Sign”代表 I 信号的符号，S_T 为总信号功率的一个估值，以及基于这个误差估值调整 L2 载波角度估测装置。

12. 权利要求 11 的全球定位检测接收机，其特征在于，控制器确定总信号功率为以下之和：

- a. 同相路径中的信号功率减去同相噪声分量，以及
- b. 正交路径中的信号功率减去正交噪声分量。

13. 权利要求 12 的全球定位检测接收机，其特征在于，噪声分量通过将 L2 信号的同相和正交分量乘以一个由 L2-P 码发生器产生的 P 码的不相关形式而确定。

14. 权利要求 12 的全球定位检测接收机，其特征在于，控制器在获得锁定后，以同相路径中的信号功率减去噪声分量来代替总信号功率的估值。

15. 权利要求 9 的全球定位检测接收机，其特征在于，控制器为了测定载波相位角跟踪误差而跟踪乘积 $\arctan (Q \cdot \text{sign} I)$ ，其中 I 和 Q 为同相和正交相关信号。

16. 权利要求 15 的全球定位检测接收机，其特征在于进一步包括一种在跟踪 L2-P 码中求解半周期模糊度的检测器，该检测器包括：

- i. 一个多数表决电路，用于测定 L2-P 码中的多数比特是与 L2-P 码的相应比特匹配还是不匹配，以及
- ii. 用于当多数判决电路测定多数的 L1 和 L2 的比特不匹配时调整载波相角估测装置的装置。

说明书

双频全球定位系统

发明领域

- 5 本发明一般地涉及全球定位系统 (GPS)，并且更具体地，涉及使用在 L1 频段和 L2 频段接收的 GPS 测距信号来测定其位置的接收机。

发明背景

- 10 一个全球定位系统 (GPS) 包括若干颗卫星，每颗卫星在 L1 和 L2 频段上发送测距信号。此处所述的测距信号，分别为 L1 信号和 L2 信号，它们被各自卫星所特有的伪随机二相码所调制。一台 GPS 接收机接收来自多颗卫星的信号，并利用各相关码，测定 (i) 发送码到达的时间差，以及 (ii) 相关载波的相对相位。然后接收机利用这些信息，以一种已知的方式测定其位置。

- 15 由卫星产生的 L1 信号被 C/A 码和更高速率的 P 码所调制。P 码以加密码加密，仅供政府特许的用户 (如军方) 识别。这些信号进一步被传送给接收机的某些与系统相关信息的数据所调制，如卫星的星历 (即位置)，一天的当前时间 (典型为一个标准时间，如格林尼治平时)，以及系统状态信息。

- 20 对于诸如导航等不需要测定“确切”位置的应用，即对于差动 GPS 计算在大约 1 米以上的位置之内时，GPS 接收机基于来自至少四颗卫星的 L1 信号的码和载波相位测量值来测定其位置。为做到这一点，接收机把本地产生的适用的 C/A 码和载波与接收到的信号实现匹配。然后，基于接收机和卫星中的 C/A 码发生器的时钟差以及载波信号发生器的相位测量值，接收机计算其位置。

25 电离层折射改变了信号的路径，把误差引入到计算中，妨碍接收机更准确地测定其位置。如果需要更精确的位置信息，例如测绘上的应用，GPS 接收机同时使用在 L1 和 L2 波段上传送的信号。

- 30 由于信号频率上的差异，电离层对 L1 和 L2 信号的影响不同。由于 L1 和 L2 信号的相对相位在发送中是已知的，在接收机中被下变频到同一个 IF 频率时，L1 和 L2 信号间的相位差，可归因于电离层折射。因此，如果这个相位差能在接收机中被准确地测定，那么接收机就能利

用一个已知的公式，测定由电离层引起的信号路径中的变化。这样，它就能对这些变化进行校正，并测定其位置到几个厘米甚至几个毫米以内。接收机能测定其位置的精确度至少部分是建立在相位信息的精确度的基础上的。

5 在测定 L1 或 L2 信号的相位时出现的问题是被称为“载波周期模糊度 (ambiguity)”。一旦接收机锁定在一个载波时，由于周期都是相同的，该接收机不能及时地测定在任一时刻它接收的是哪一个周期。整周期模糊度影响了接收机能利用单独的 L1 信号或 L1 和 L2 信号确定其位置的精度。为了单独基于 L1 信号求解模糊度，接收机必须借助码的
10 时序来确定其位置到一个载波周期之内，即 19 厘米以内。这需要冗长、费时的计算并且需要基于大气条件的对电离层折射的估测。然而，如果同时使用 L1 和 L2 信号，只要它测定了其位置到 L1 减 L2 的一个周期之内，或差频，即 86cm 以内，接收机便能求解载波周期模糊度。这就降低了计算量，从而减少了接收机用于求解模糊度的时间。

15 使用 L2 信号的一个问题是包含于其中的码是被加密的。因此，在使用用于恢复 L1 载波的相同解码操作，即把本地产生的 C/A 码与接收到的信号中的(未加密的) C/A 码匹配时，接收机不能恢复出 L2 载波。相反，接收机在它恢复出 L2 载波以前必须从 L2-P 码中消去未知的加密码。

20 在以前所知的一种系统中，接收到的 L2 信号被平方，以便除去二相 (bi-phase) 加密码。这产生了一个两倍于载波频率的输出信号。然后接收机从这个信号中恢复出载波。使用把该信号平方的问题在于信号的噪声分量也被平方，这对载波的恢复有不利影响。另外，这妨碍了对二相 P 码的跟踪，因为该码经过平方后同样被消去。其结果，导致了
25 L1 和 L2 信号间相位差的测定不够精确，从而导致了位置测定的不精确。

 另一种系统试图通过首先粗略地使 L2 信号与本地产生型 P 码相关、然后平方该结果而减少噪声的影响。尽管它多少能减少噪声的不利影响，但它不能充分地消除这种影响。

30

发明概述

本发明是关于一种 GPS 接收机，它通过下列各步而恢复 L1 和 L2

载波和各自的 C/A 码测量值和 P 码测量值，即 (i) 估测一个 L1 载波相角跟踪误差，并调整一个振荡器以产生 L1 载波相角估值；(ii) 利用一个 L1 延迟锁定环 (DLL) 使一个本地产生的 C/A 码与 L1 信号同步，并基于本地产生的 C/A 码来控制一个 L1-P 码发生器以产生一个 P 码的同步形式；(iii) 基于 L1-P 码发生器产生的 P 码的相位对 L2-P 码发生器实现初始化；(iv) 确定 L2 信号的信号功率估值，该信号功率被调整以补偿噪声；(v) 基于接收到的信号和估测的信号功率测定 L2 载波相角跟踪误差，同时调整一个振荡器产生 L2 载波相角估值；以及 (vi) 用一个 L2 DLL 跟踪 L2 - P 码，该 DLL 调整 L2-P 码发生器直到信号功率估值达到最大。

更具体而言，为了对 L1 信号进行解码，接收机将该信号分为基带同相 (I) 分量和正交 (Q) 分量。这些分量相关于、也就是被乘以一个本地产生的 C/A 码。所得到的相关的 I 和 Q 信号然后被用来估测作为 $\arctan (Q/I)$ 的 L1 载波相角跟踪误差。基于这个估测的误差，接收机调整一个产生估测的 L1 载波相角的数控振荡器 (NCO)，用来将输入的 L1 信号分为 I 和 Q 分量。接收机使用一个普通的 DLL，通过调整其 C/A 码发生器使所得到的相关的 I 和 Q 信号的值最大而对接收到的信号的 C/A 码进行跟踪。

基于一个在发射机中两种码间的已知的相位关系，L1-P 码发生器被相位锁定到 L1-C/A 码发生器。由于 L1 和 L2 的 P 码的相对相位在发射机中也是固定的，L1-P 码便被用来初始化 L2-P 码发生器。L2-P 码发生器则产生 P 码，若无电离层折射的影响，则该 P 码与 L2 信号同步。如下面讨论的，接收机基于 L2 载波相位的估值和信号功率的测定值，使本地产生的 P 码与 L2 信号匹配。

为了对 L2 信号进行解码，接收机将该信号分为同相 (I) 分量和正交 (Q) 分量。其中每个分量同时沿两条路径被发送。在第一条路径中，这些分量被乘以 P 码的本地产生形式。在第二条路径中该分量被乘以一个延迟的或不相关形式的 P 码。这就将任何干扰分散开。第一条路径产生相关结果的信号 I_{SIG} 和 Q_{SIG} ，而第二条路径产生不相关结果的信号 I_{NOISE} 和 Q_{NOISE} 。

接收机根据鉴相器输出而估测在跟踪 L2 载波的相位中的误差，该输出包括乘积 $Q_{SIG} * \text{sign}I_{SIG}$ ，其中 “ $\text{sign}I_{SIG}$ ” 是分量 I_{SIG} 的符号，而



“*”代表相乘。当这些码被匹配，且载波被相位锁定到接收的信号时， I_{SIG} 信号为一个未知的加密码的估值。因此，相乘就从误差计算中除去了估测的未知加密码。

然而，该乘积既依赖于信号功率又依赖于载波相角，因此，该乘积必须被标准化，以消除对信号功率依赖性，这样相角误差才能被确定。为此，一个标准化因子， S_T ，被引入到相位误差估值的计算中。该标准化因子是基于一个总信号功率 S_{TOTAL} 的估值，且与载波相角无关。

接收机估测 S_{TOTAL} 为 $S_T = S_I + S_Q$ ，其中 S_I 和 S_Q 分别为与 I 和 Q 分量相关的信号功率值。这些值通过以下等式确定：

$$S_I = ABS (I_{SIG}) - ABS (I_{NOISE})$$

$$S_Q = ABS (Q_{SIG}) - ABS (Q_{NOISE}) \quad [1]$$

其中“ABS”代表绝对值。下面将更详细讨论，噪声分量消除了一种偏差，它使 $ABS (I_{SIG})$ 和 $ABS (Q_{SIG})$ 较少地依赖于总信号功率，因而不适于作为标准化因子。同样下面也将更详细的讨论，接收机通过下列公式产生一个 L2 载波相位角跟踪误差的估测：

$$ERR_{L2} = K2 * \arctan \left[\frac{Q * \text{sign} I}{K1 * S_T} \right] \quad [2]$$

其中 $K1$ 和 $K2$ 为包含的常数，分别保证当无信号出现的情况下，所有相角都同样可能，并标准化反正切函数的斜率，使它在零相角时其斜率为 1。这个误差估值近似于真实相位误差，它被用来调整产生估测的 L2 载波相角的振荡器。接收机通过调整 L2-P 码发生器使 S_T 达到最大来跟踪 L2-P 码。

当系统捕获到 L2 载波时， S_I 代替了公式 2 中的 S_T ，因为 S_I 是信号功率的“更安静”的估值，它只包括通过从 I_{SIG} 和 Q_{SIG} 中减去噪声分量 I_{NOISE} 和 Q_{NOISE} 后未被消除的噪声的一半。

一旦载波相位角跟踪误差达到最小，接收机便使用反正切函数确定相位误差来对相关的半周期模糊度进行求解。对于 L1 信号，接收机确定在接收到的数据的特定比特中是否含有预先确定值。如果这些比特是被反相的，则接收机确定它正在以半周期误差进行跟踪。然后，接收机把振荡器调整半个周期而产生估测的 L1 载波。为求解 L2 信号的模糊度，接收机将加密的 L2-P 码的已解调比特与相应的加密的 L1-P 码的

已解调比特进行比较。由于两种码是用同样的加密码进行加密的，模糊度能通过这种比较而解出。因此，如果 L2 码的大多数比特是从 L1 码中的那些反相而得到的比特，则接收机确定它正在以半周期误差跟踪 L2 载波，然后它适当地调整振荡器以产生估测的 L2 载波。

- 5 接收机测定来自相关振荡器的 L1 和 L2 载波的相对相位，以及来自相关的本地码发生器的 C/A 和 P 码到达时间的测量值。然后它使用相位信息和码测量值，以常规的方式来 (i) 求解全载波周期模糊度，(ii) 校正电离层折射，以及 (iii) 测定其位置。

附图简述

- 10 通过参照下面的描述，结合附图，可更好地了解本发明的上述及其它优点，其中：

图 1 是根据本发明而构造的一个 GPS 接收机的功能框图；

图 2 是包含在图 1 接收机中的一个相位旋转器的功能框图；

- 15 图 3 是图 1 的接收机在跟踪 L2-P 码时用于求解半周期模糊度的系统的功能框图。

一个说明性实施方案详述

- 图 1 描绘了一台 GPS 接收机，它通过天线 2 接收 GPS 卫星（未示出）的信号。接收到的信号通过放大器 4 被放大，并被分离器（splitter）20 6 分离为 L1 信号和 L2 信号。该分离器将 L1 信号送往下变频器 10，将 L2 信号送往下变频器 40。

- L1 下变频器 10 将接收到的 L1 信号从 L1 频率转变为一个适合于模拟—数字转换器 12 的频率。该模拟—数字转换器 12 以满足奈奎斯特定理的速率对下变频后的信号进行取样，并产生一个相关的数字信号，25 它沿数字总线 13 送往相位旋转器 14。相位旋转器 14 接收来自数控振荡器（NCO）16 的 L1 载波相角的一个估值， ϕ_{L1} 。基于这个估值，该相位旋转器产生基带同相（I）分量和基带正交（Q）分量。

- 更具体而言，如图 2 中描绘的，相位旋转器 14 从相角估值 ϕ_{L1} 在计算器 103 和 104 中产生两个值，即 $\cos(\phi_{L1})$ 和 $\sin(\phi_{L1})$ 。乘法器 105 和 106 将这两个值乘上数字信号取样值，实际上是把取样值旋转该相位角和相互间的 90° 角，以产生 I 和 Q 取样值。

再参照图 1，I 和 Q 信号分量被加到相关器 20，该相关器分别将

两信号乘以 C/A 码发生器 18 产生的一个本地产生的 C/A 码。所得到的 I_{CORR} 和 Q_{CORR} 信号通过滤波器 22 和 23 分别被低通滤波，以产生 I_{LPF} 和 Q_{LPF} 信号。所得到的信号在一个常规的 DLL 中被微处理器 24 利用，其一部分用软件操作，以产生一个 C/A 码发生器 18 的调整信号。 I_{LPF} 和 Q_{LPF} 信号还被微处理器 24 利用，通过下列计算以确定一个载波相位角跟踪误差的估值 ERR_{L1} ：

$$ERR_{L1} = \arctan (Q_{LPF} / I_{LPF})$$

然后该误差估值被用来调整 NCO 16，以减小这个相角跟踪误差。就像本领域技术人员熟知的那样，该相角跟踪误差估值还可在 L1 DLL 中通过常规方式用来提供载波辅助跟踪。

为在卫星中产生 L1 信号，载波信号被位相差 90° 的 C/A 码和 P 码调制。因此，基带 I 分量包括 C/A 码分量而基本上没有 P 码分量。反过来，基带 Q 分量包括 P 码分量而基本上没有 C/A 码分量。因而，在 C/A 码被相关器 20 消去后，所得到的 I_{CORR} 信号只被发送的和系统相关的数据所调制，并且微处理器 24 基于 I_{LPF} 信号的符号提取这些数据。

使用反正切来计算相角跟踪误差 ERR_{L1} ，导致在跟踪 C/A 码中的一个半周期模糊度。这意味着 NCO 16 可以以半周期误差来跟踪载波。微处理器 24 通过检查发送数据的码位以确定是否在特定比特含有其期望值来求解模糊度。如果这些比特被反相，则该系统以半周期误差进行跟踪。这个误差通过适当调整 NCO 16 得到校正。

微处理器 24 继续通过调整 C/A 码发生器 18 以使 I_{LPF} 和 Q_{LPF} 信号幅度达到最大来跟踪 C/A 码。

一旦接收机 1 跟踪 C/A 码，微处理器 24 便基于包含在数据中的时序信息将 L1-P 码发生器初始化。利用 L1 波段内的 C/A 与 P 码之间已知的相位关系，微处理器 24 将 L1-P 码发生器 26 锁相到 L1-C/A 码发生器 18，而不必进一步调整 L1-P 码发生器 26。

然后微处理器 24 基于本地产生的 L1-P 码的相位将 L2-P 码发生器 48 初始化。由于两种码的相对相位在传输中是固定的，L2-P 码发生器 48 产生一个若无电离层折射的影响便可与 L2 信号同步的 P 码。为使本地产生的 P 码与 L2 信号匹配，该微处理器测定 L2 载波相位角和总信号功率，并且，如下所讨论的，调整 L2-P 码发生器使信号功率达到最大。

还参照图 1，L2 下变频器 40 将接收到的 L2 信号从 L2 频率转变为一个适合于模拟-数字转换器 42 的频率。该模拟-数字转换器 42 以满足奈奎斯特定理的速率对下变频后的信号进行取样，并产生一个相关数字信号，它沿数字总线 43 送往相位旋转器 44。该相位旋转器 44 也接收来自 NCO 46 的 L2 载波相角的估值，并产生基带 I 和 Q 分量。旋转器 44 以和相位旋转器 14 相同的方式工作，如在上面参照图 2 讨论过的。

该 I 和 Q 信号分量中的每一个被分别沿两条路径 47a-b 和 48a-b 送往相关器 50 和 52 (I 分量)，以及相关器 54 和 56 (Q 分量)。被分别送到相关器 52 和 54 的 I 和 Q 信号分量被乘以由 L2-P 码发生器 48 产生的本地产生 P 码的相关形式。这就消去了接收信号中的 P 码分量，而产生只被未知的加密码所调制的 I_{SIG} 和 Q_{SIG} 信号。该 I_{SIG} 和 Q_{SIG} 信号通过不同的滤波器 60 和 62 被低通滤波，滤波后的带宽适合于估测的加密码比特率。这就产生了如下讨论的用来估测相角跟踪误差 ERR_{L2} 的 $I_{SIG}(LPF)$ 和 $Q_{SIG}(LPF)$ 。

送到相关器 50 和 56 的 I 和 Q 信号分量被乘以不相关形式的 P 码。这分散了任何在接收信号中出现的干扰信号。为产生不相关形式的 P 码，一个延迟器 65 通过多于 2 个编码芯片 (code chip) 来延迟 P 码发生器 48 产生的码。延迟的长度是这样被选定的，在接收机正常操作条件下，在接收的信号和时延形式的信号之间并不预期存在相关性。所得到的不相关信号 I_{NOISE} 和 Q_{NOISE} 通过不同的低通滤波器 58 和 64 被滤波，使其带宽适合于估测的加密码比特率。其结果 $I_{NOISE}(LPF)$ 和 $Q_{NOISE}(LPF)$ 则与 I_{SIG} 和 Q_{SIG} 信号结合，被用来确定鉴相器输出，该输出接近于 L2 载波相位角跟踪误差 ERR_{L2} 。

具体地讲，用一个乘法器 82 将 $Q_{SIG}(LPF)$ 乘上 I_{SIG} 的符号，以消去加密码的估值。其结果经低通滤波器 84 被低通滤波，以产生 $(Q_{SIG}(LPF) * \text{sign}I_{SIG})_{LPF}$ 。这项乘积既正比于信号功率又正比于估测的相位角。因此，在该乘积被用来估测载波相位角跟踪误差前，必须使它与信号功率无关。该值因而被除以一个正比于信号功率的标准化信号。

该标准化信号 S_T 是总信号功率 S_{TOTAL} 的一个估值。这个估测的 S_T 信号是同相路径中的信号功率 S_I 和正交路径中的信号功率 S_Q 的总和，是在估测的加密码比特率设定的各间隔中被测定的。这些值是这样计算



的:

$$S_I = \text{ABS} (I_{\text{SIG}} (\text{LPF})) - \text{ABS} (I_{\text{NOISE}} (\text{LPF}))$$

$$S_Q = \text{ABS} (Q_{\text{SIG}} (\text{LPF})) - \text{ABS} (Q_{\text{NOISE}} (\text{LPF}))$$

其中 $\text{ABS} ()$ 为绝对值。如下面讨论的，在跟踪误差 ERR_{L2} 很小时， S_I 可以取代 S_T 。

加法器 76 和 86 分别从适当的相关信号的绝对值中减去噪声分量的绝对值。这就消去了那些偏差，它们在使用基带下变频时本来会成为 GPS 信号范围中的信号平均的主要部分。这些偏差趋向于减小相关信号绝对值的对于信号功率的相关性，因而使之不适于用作标准化信号。然而，这些偏差不能通过滤波被消除，因为低通滤波受到预定的 500KHz 加密编码芯片速率的限制。

信号的绝对值通过在检波器 66，68，72 和 74 中对信号检波而计算出来。检波是一个“失真的求平方”，它产生出既正比于信号功率又分别正比于 $\cos^2 (\Phi_{L2})$ 和 $\sin^2 (\Phi_{L2})$ 的 S_I 和 S_Q 信号，其中 Φ 为估测的相位角。由于 $\cos^2 (\Phi_{L2}) + \sin^2 (\Phi_{L2}) = 1$ ，在加法器 78 中产生的这个估测的总信号功率 S_T 与载波跟踪相角无关。

系统对 S_T 进行低通滤波，以产生 $S_T (\text{LPF})$ ，用来使乘积 $Q * \text{sign}I$ 标准化。标准化的乘积则被用来确定 L2 载波相位角跟踪误差的一个估值， ERR_{L2} ：

$$\text{ERR}_{L2} = K2 * \arctan \left[\frac{Q * \text{sign}I}{K1 * S_T} \right]$$

其中 $K1$ 和 $K2$ 为常数。

在无信号情况下，需要用常数 $K1$ 将其商的反正切的概率密度函数 (PDF) 映射到一个均匀 PDF 上，这保证了在信号捕获之前所有的相角都是同等可能的。在没有 $K1$ 时， $(Q_{\text{SIG}} (\text{LPF}) * \text{sign}I_{\text{LPF}})_{\text{LPF}}$ 和 $S_T (\text{LPF})$ 的方差不相等，且该反正切函数的 PDF 以零度为其峰值。这表明，某些相角比其它相角更有可能，因此，误差计算将趋向于驱使估测的载波到这些特定的角度上。

$K1$ 可在开始工作时、即在获得信号之前，通过将由分析而确定的标准偏差方程的分子 $(Q_{\text{SIG}} (\text{LPF}) * \text{sign}I_{\text{LPF}})_{\text{LPF}}$ 去除以由分析而确定的标准偏差方程的分母 $S_T (\text{LPF})$ 而被确定。另一种方法， $K1$ 可通过

接收机的数学分析或蒙特卡罗分析而被确定。

需要使用常数 K_2 以使鉴定器输出的斜率在零相位为 1。这个常数是用于反正切函数的解析平均值的方程的导数的倒数，它在载波相位角的跟踪偏移量为零时被计算，并具有这样的跟踪循环更新率和信号电平，以使得载波相位角跟踪误差的标准偏差很小（即小于 10° ）。另外， K_2 也可通过接收机的数学分析或蒙特卡罗分析而被确定。

一旦获得锁定、因而该相位角已知时，由于 S_I 在合理的载波相位角跟踪误差范围内具有比 S_T 更低的方差，同相信号功率 S_I 便被用作标准化信号以取代 S_T 。加法器 88 在微处理器 24 的控制下，允许 S_Q 在获得锁定之前加入到对信号标准化的计算中，并且在获得锁定后阻止这种加入。

由于具有低方差，使用 S_I 作为校准信号有效地降低了失锁门限。另外，所得到的相角估值的平均值正比于 $\tan(\Phi_{L2})$ ，其结果产生的角度估测比使用 S_T 作为标准化信号时所产生的角度估测更加线性化。

接收机以常规方式使用一个 DLL，通过调整 L2-P 码发生器使 S_T (L2-P) 最大来跟踪 L2-P 码。这种跟踪方法消去了在 L2 波段上传送的数据。如上面所讨论的，使用反正切来计算相位误差估值导致一个半周期模糊度。为了在没有数据比特情况下求解这个模糊度，一个检测器 31 比较来自加密的 L1 和 L2 的 P 码的已解调比特。如果 L2-P 码的比特被反相，则调整 NCO 46。

现在参照图 3，检测器 32 在电路 200 中将加密的 L1-P 码的已解调比特与加密的 L2-P 码的相同比特进行比较。延迟器 202 和 204 分别对来自 L1 码和 L2 码的比特进行延迟，以补偿在信号传播中的差异，从而把这些比特匹配。在微处理器 24 的控制下，延迟器 202 和 204 合起来等于由 L1 和 L2 的 P 码发生器产生的 L1 和 L2 码之间的相位差。

比较电路 200 比较这些匹配的比特的符号，并为每一组比特提供一个匹配或不匹配信号。基于这些信号，一个多数表决电路 206 产生一个表决信号，该信号表示大多数比特是匹配还是不匹配的状态。微处理器 24 周期地对该表决信号进行取样，并且，如果表决信号表明大多数比特不匹配，微处理器就调整 NCO 46。

L1 和 L2 的 P 码比特的比较可以以 P 码率或者以估测的加密码率进行。然而，在以窄带宽的加密码率进行比较的时候，信号强度较大。



还参照图 1，延迟器 65 应这样选择，它用若干块芯片来对码延迟，其数量要超过接收机搜寻 L2-P 码用的芯片范围。否则，如果本地产生码和接收的信号按照相等或接近于延迟器 65 所使用的芯片数量而失去同步，接收机就可能在接收的信号被乘以延迟码时检测到 I_{NOISE} 和 Q_{NOISE} 信号的相关功率。一旦这种情况出现，通过将 I 和 Q 信号乘以一个不延迟的、因而与接收的信号不相关的码而产生的 I_{SIG} 和 Q_{SIG} 信号就是噪声信号。这意味着代表解调的 P 码“比特”的信号也是噪声。当这些“比特”在检测器 32 中与已解调的 L1-P 码的比特进行比较时，其结果是近似相同数量的匹配与不匹配比特。这又导致了对 NCO 46 的相位进行基本上半个周期的周期性调整。

如果检测器 32 检测到相同数量的匹配与不匹配比特，微处理器 24 可按相当于延迟器 65 的芯片数量来偏移 L2-P 码发生器。这将导致在 I_{SIG} 和 Q_{SIG} 信号中而不是在 I_{NOISE} 和 Q_{NOISE} 信号中检测到相关功率。类似的，如果检测器测定到匹配或不匹配比特的数量变化相对较小，则微处理器 24 可按一个其数量上比相当于延迟器 65 的芯片略少的芯片数来偏移码发生器 48。

半周期检测器 32 还可被用来求解出现在接收机中的半周期模糊度，接收机跟踪 L2-P 码，但用另外方法测定 L2 载波相位。例如，半周期检测器可用在跟踪 L2-P 码且从信号中消去该码、然后平方所得到的信号以恢复 L2 载波的系统。

一旦载波跟踪到 C/A 码及 L1 和 L2 的 P 码和载波，它就测定分别来自 L1 码发生器和载波发生器 16、18 和 26 的 L1 码测量值和相位测量值信号，以及来自 L2 码发生器和载波发生器 48 和 46 的 L2 码测量值信号和相位测量值信号。使用这些测量值，接收机求解整周期模糊度，校正电离层折射并测定其位置。另外，由于除半周期模糊度的求解外，L2 码和相位测量的确定与 L1 测量不相关，接收机能测定每个波段的载波-噪声比。因而它能测定每个 L1 和 L2 信号波段的可靠度。

上面的描述仅限于本发明的一个特定实施方案。然而，很显然，可以通过对本发明进行的变化和修改，来获得某些或全部的优点。因此，附属权利说明书的目的是在本发明的实际精神或范围内包含所有这样的变化或修改。

说明书附图

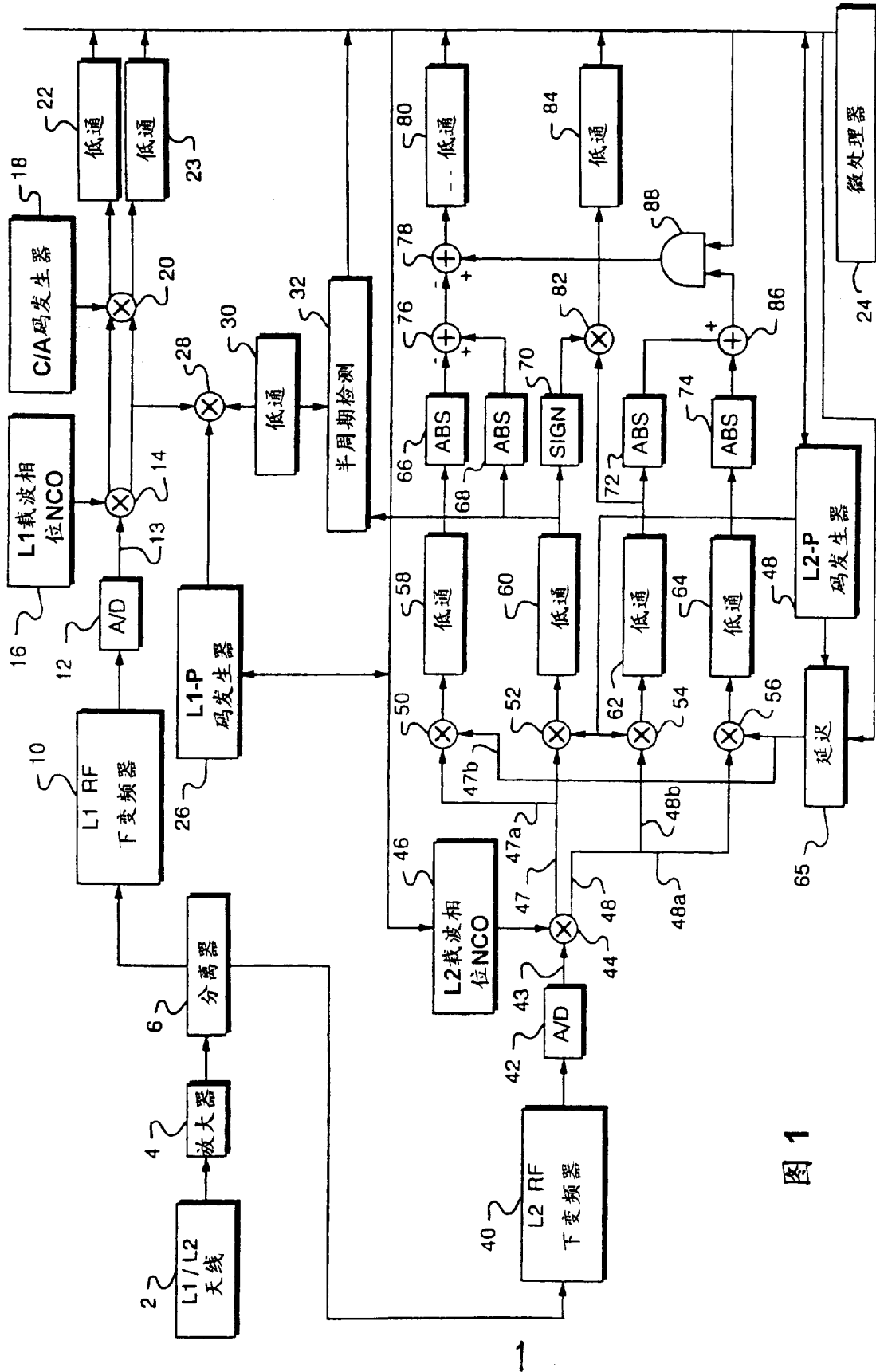


图 1

