(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 101379410 B
(45)授权公告日 2013.02.06

(21)申请号 200680050566.9
(22)申请日 2006.11.06
(30)优先权数据
11/268,317 2005.11.07 US
(85)PCT申请进入国家阶段日
2008.07.07
(86)PCT申请的申请数据
PCT/US2006/043320 2006.11.06
(87)PCT申请的公布数据
WO2008/048283 EN 2008.04.24
(73)专利权人 波音公司
地址 美国伊利诺伊州
(72)发明人 克拉克·E·科恩
罗伯特·W·布伦利
马克·L·普西亚基
格雷戈里·M·格特 威廉·J·本切
布伦特·M·莱德维纳
巴顿·G·费雷尔 戴维·A·惠兰
(74)专利代理机构 北京纪凯知识产权代理有限公司 11245
代理人 赵蓉民
(51)Int.Cl.
G01S 1/00(2006.01)
G01S 5/14(2006.01)
(56)对比文件
WO 2005/081011 A2,2005.09.01, 全文.
US 6373432 B1,2002.04.16, 全文.
US 5944770 A,1999.08.31, 全文.
US 2005/0114892 A1,2005.05.26, 全文.
审查员 卜广东

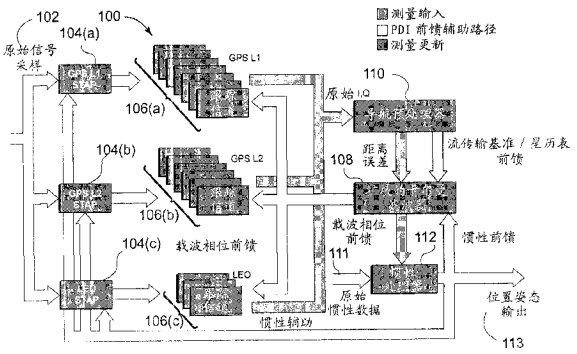
权利要求书 2 页 说明书 26 页 附图 11 页

(54)发明名称

用于对干扰和人为干扰具有减小的易感性的导航系统的方法和装置

(57)摘要

导航系统采用结合 GPS 的地面基准站和近地轨道(LEO)卫星的网络。建立到GPS卫星的公共视野测距几何,其链接基准站和用户。还建立相同基准站和用户对之间的到 LEO 卫星的第二公共视野几何。地面站通过进行 GPS 和 LEO 卫星信号的载波相位测量,合成实时辅助信号。该辅助信息以高功率经由 LEO 卫星传输到用户接收机以便穿透周围的人为干扰。用户接收机锁定 LEO 卫星的载波相位,解调该辅助信息,然后应用载波相位测量和辅助信息来使能 GPS 信号的扩展相干测量。该系统从而恢复否则将丧失于人为干扰的 GPS 信号。



CN 101379410 B

1. 一种导航系统 (200)，包括：

基准接收机 (210)；

用户接收机 (202)；

在所述基准接收机 (210) 和所述用户接收机 (202) 的公共视野中的全球定位系统 GPS 卫星 (206)，其中所述基准接收机 (210) 和所述用户接收机 (202) 接收来自所述全球定位系统 GPS 卫星 (206) 的 GPS 载波测距信号 (208、209)，其中所述基准接收机 (210) 配置为测量来自所述 GPS 卫星 (206) 的所述 GPS 载波测距信号 (208、209) 的相位；

在所述基准接收机 (210) 和所述用户接收机 (202) 的公共视野中的第一近地轨道 LEO 卫星 (222)，其中所述基准接收机 (210) 和所述用户接收机 (202) 配置为计算从所述第一 LEO 卫星 (222) 接收的 LEO 载波测距信号的各自的第一和第二测量；

所述用户接收机 (202) 配置为经由所述 LEO 卫星 (222) 接收来自所述基准接收机 (210) 的所述第一测量，并且应用所述第一和第二测量来获得基准和用户时钟之间的时间偏移，其中根据以下表达式，所述时间偏移连同所述基准接收机 (210) 测量的所述 GPS 载波测距信号的相位一起被用于构建由所述用户接收机 (202) 接收的所述 GPS 载波测距信号 (208) 的信号相位的先验估计 $\overline{\varphi}_{user}^{GPS}$：

$$\overline{\varphi}_{user}^{GPS} = \rho_{user}^{GPS} + \left[\varphi_{reference}^{GPS} - \rho_{reference}^{GPS}\right] + \tau_{reference} - \tau_{user} + \Delta b + O\{<30\text{picoseconds}\}$$

其中 $\varphi_{reference}^{GPS}$ 是在所述基准接收机 (210) 测量的所述 GPS 载波测距信号的相位，ρ_{user}^{GPS} 是从所述用户接收机 (202) 到所述 GPS 卫星的估计距离，$\rho_{reference}^{GPS}$ 是从所述基准接收机 (210) 到所述 GPS 卫星的估计距离，$\tau_{reference} - \tau_{user}$ 表示所述时间偏移，Δb 是所述第一和第二测量中的合计测距偏差之间的差，$O\{<30\text{picoseconds}\}$ 表示第一和第二测量中所有误差项之间的差的总和，其为厘米级精度；

其中所述先验估计用作在所述用户接收机 (202) 的所述载波测距信号 (208) 的扩展积分的基础。

2. 如权利要求 1 所述的导航系统 (200)，还包括多个 LEO 卫星 (222)，其中所述多个 LEO 卫星 (222) 的一个或多个对所述先验估计有贡献。

3. 如权利要求 1 所述的导航系统 (200)，其中所述用户接收机 (202) 采用星历表信息来确定所述先验估计，其中所述先验估计在扩展的积分时间间隔上是波长的小部分。

4. 如权利要求 1 所述的导航系统 (200)，还包括多个 GPS 卫星 (206)，其中来自所述 GPS 卫星 (206) 的多个各自的载波测距信号 (208、209) 通过所述接收机 (202) 组合来形成导航解。

5. 如权利要求 2 所述的导航系统 (200)，还包括多个 GPS 卫星 (206)，其中来自所述 GPS 卫星 (206) 的多个各自的载波测距信号 (208、209) 通过所述接收机 (202) 组合来形成导航解。

6. 如权利要求 1 所述的导航系统 (200)，其中所述扩展积分用来恢复嵌入来自所述 GPS 卫星 (206) 的所述载波测距信号 (208、209) 中的代码相位测距信息。

7. 如权利要求 6 所述的导航系统 (200)，其中来自所述多个 GPS 卫星 (206) 的所述代码相位测距信息用于计算所述用户接收机 (202) 的位置和时钟偏移。

8. 如权利要求 1 所述的导航系统 (200)，其中所述第一和第二测量将所述基准接收机 (210) 和所述用户接收机 (202) 之间的精确相对时间估计提供给所述用户接收机 (202)。

9. 如权利要求 7 所述的导航系统 (200)，其中所述代码相位测距信息将相对于所述基准接收机时间精确并且相对于 GPS 时间精确的时间估计提供给所述用户接收机 (202)。

10. 如权利要求 5 所述的导航系统 (200)，其中所述多个 LEO(222) 和 GPS 卫星 (206) 的几何变化由所述用户接收机 (202) 用来估计系统偏差。

11. 如权利要求 5 所述的导航系统 (200)，还包括多个 LEO 卫星 (222)，其中正交化被所述用户接收机 (202) 用来分割与所述多个 GPS 卫星 (206)、所述多个 LEO 卫星 (222)、以及与所述用户接收机 (202) 相关联的时钟相关联的跟踪偏差状态变量。

12. 如权利要求 5 所述的导航系统 (200)，其中所述用户接收机 (202) 是固定的。

13. 如权利要求 7 所述的导航系统 (200)，其中所述用户接收机 (202) 在低动力学下运行。

14. 如权利要求 5 所述的导航系统 (200)，其中所述用户接收机 (202) 中的惯性导航系统用来减去所述用户接收机 (202) 的运动。

15. 如权利要求 14 所述的导航系统 (200)，其中由所述惯性导航系统生成的一组偏差校正足够在所述扩展积分的时间间隔上提供小于波长的小部分的精度。

16. 如权利要求 5 所述的导航系统 (200)，其中所述基准站 (210) 是移动的。

用于对干扰和人为干扰具有减小的易感性的导航系统的方法和装置

技术领域

[0001] 本发明一般涉及导航系统，并且尤其涉及运行在易受人为干扰 (jamming) 和干扰 (interference) 的环境中的卫星导航系统。

背景技术

[0002] 近年来，全球定位系统 (GPS) 的用户已经享受了前所未有的性能水平的实时三维导航能力。除了它们对干扰和人为干扰的易感性 (susceptibility) 外，这种 GPS 系统已经在很大程度上满足了精确的、全球范围的卫星导航的愿望。然而，用户继续要求日益增加的高导航性能，特别是对于精确性和完整性 - 即，导航系统检测错误的导航信息的能力。

[0003] 不幸的是，特别在某些军事或生命安全应用中，人为干扰和 / 或干扰的存在已经妨碍了对 GPS 作为导航装置的完全依赖。在民用航空中，由于人为干扰的安全风险通常不是问题。已经开发了各种意外事故 (contingency) 程序来使飞机在备用机场安全返回到地面。然而，对如当前构造的 GPS 的依赖可能导致对空中交通并且因此对一般商业的大规模扰乱。此外，GPS 嵌入如地面和海上运输、电力分布的时机选择、因特网、蜂窝电话、以及金融交易的日常基础设施的日益增加的程度，导致增加由于来自人为干扰的 GPS 信号的故意扰乱造成的潜在的社会脆弱性 (vulnerability)。

[0004] 因为 GPS 信号相对弱 (用户在全方向天线的终端接收大概 -160dBW)，所以用非常小的人为干扰就降低导航能力。例如一台低成本 5W 干扰发射机足够扰乱在几十英里半径的 GPS 使用 - 特别地如果存在与用户的视线接触。这种敏感性趋于妨碍卫星导航的实用性，并且相反有利于用于航空的传统的高功率导航辅助设备，其中一些先于 GPS，包括 VOR、DME、ILS、TACAN 和 LORAN-C。

[0005] 当前，飞机只能使用用于补充装置导航的GPS。传统的导航辅助设备足够用于普通操作，并且具有足够抵抗可能尝试扰乱商业的干扰发射机的功率水平。因此，因为 GPS 的信号脆弱性，少有动机来利用卫星导航的显著性能和成本优势。FAA 的广域增强系统 (WAAS) 和局域增强系统 (LAAS) 提供将低成本的飞机着陆能力带给数以千计的全国范围的机场的潜力，而这在以前是绝不可得的。现今，美国正支付两种民用生命安全导航系统 :传统的基于地面的系统，以及更新、更有能力的基于卫星的系统。

[0006] 多种现有技术可用于对抗人为干扰。这些方法聚焦于 (i) 专用卫星设计以及 (ii) 接收机设计。例如在卫星中，总是可能简单地增加广播到地面的原始 (raw) 功率。然而，原始功率的代价是 :每瓦特的额外功率相应地按比例增加卫星有效载荷和发射成本，使得广播功率的显著增加迅速地变得昂贵。另一种方法是使用能够启用附加处理增益的更宽的带宽广播。这里也要付出的代价是 :用于多个目的的有限频谱的有效使用要求显著的全球协调。GPS 具有分配给它的专用广播频谱，并且不太可能将在可预知的将来的任何时间分配任何新的频谱。

[0007] 对于人为干扰问题的接收机方法通常分为三类 :(i) 天线模式整形 (shaping) ;

(ii) 信号去除 (excision) :以及 (iii) 求平均 (averaging)。天线模式整形使用称为可控辐射模式天线 (CRPA) 的天线的自适应多元件阵列,以便将波束 (beam) 电子地直接指向卫星,因此排除人为干扰。CRPA 也能够将零信号 (null) 指向估计的干扰发射机方向。CRPA 在多数情况下可能是非常有效的,尽管它们通常是昂贵和笨重的。它们还具有当干扰发射机视线碰巧与卫星几乎重合时变得效果较差,或当使用若干分布式的干扰发射机时变得效果更差的缺点。在此情况下,物理定律为能够施加到用于给定 CRPA 设计的一组干扰发射机的零信号以及波束的数量和质量设置数学约束。

[0008] 去除涉及在 GPS 接收机中执行的宽带、预相关 (pre-correlation) 信号处理。因为 GPS 的信号特性是公知的,所以任何由于人为干扰的超出的功率由接收机实时可观测,并且能够经由陷波 (notch) 滤波器、脉冲消隐、或任何数目的其它更精细的技术被去除。去除是有效并且不昂贵的信号处理步骤,并且应该通常作为良好的习惯做法被执行。然而,它本身不足以消除所有的干扰或人为干扰的影响。例如,如果干扰发射机是宽带噪声,那么接收机将检测到人为干扰的存在,但是将不能在没有对其特性的先验认识的情况下应用去除来选择性地移除其任何部分。目前已知为空时自适应处理 (STAP) 和空间频率自适应处理 (SFAP) 的信号处理技术将 CRPA 和去除组合到一个处理阶段中。

[0009] 求平均技术旨在在接收机的预检测时间间隔 (PDI) 滤出尽可能多的人为干扰。求平均最基本的形式是由预相关带宽 (20.46MHz) 与接收机的预检测带宽 (典型地 50Hz) 的比率提供的处理增益。对于 P(Y) 代码接收机,求平均提供 56dB 的人为干扰免疫的基本水平,并且这里只为非常低的动力学 (dynamics) 提供。改进该保护水平的尝试传统上已经遭遇对实际实现的若干障碍。第一个障碍来自叠加在 GPS 载波上的 50bps 数据调制。该调制有效地将 PDI 限制为 20ms。

[0010] 数据剥离 (stripping) 是一种用来设法克服 20ms PDI 限制的方法。因为 GPS 广播消息很少或以可预测方式改变,所以通常可能应用预记录框架 (frame) 来移除大部分数据调制。不幸地是,对于军事或生命安全应用,不能总是依靠该方法,因为预记录数据消息不总是跟踪实际的广播消息。两个数据流之间的一致性可能被许多因素破坏,包括新的星历 (ephemeris) 上载、操作错误、以及系统故障。任何不一致性无助于适度的劣化 (degradation)。对数据剥离方法的关键改进教导近地轨道 (LEO) 卫星如何能够提供各 GPS 数据位的全球前馈,以便消除操作中的任何间隙 (gap)。例如,参见于 2004 年 6 月 22 日提交的序列号 10/873,581、题为“Real Time Data Aiding forEnhanced GPS Performance”的美国专利申请。

[0011] 不幸的是,不管数据是否从 GPS 载波移除,仍保留显著的障碍以试图使预检测带宽变窄或使用低信号级测量。GPS 信号由多个分量组成,包括 PRN 代码调制和载波频率。在没有干扰或人为干扰时,接收机典型地跟踪代码和载波。如果发生人为干扰,则大多数军用接收机退出载波跟踪并且恢复成只有代码跟踪的形式,其中利用点积 (dot-product) 鉴别器 (discriminator) 将原始的 20ms 预检测采样一起相乘。点积鉴别器通常被认为是最有效的平方型 (squaring-type) 鉴别器之一。这些采样在扩展的时间间隔 (有时几十秒) 上一起求平均,以便求解代码跟踪误差。通常应用的点积型代码跟踪的好处在于它比单独的载波跟踪具有稍微更高的人为干扰抵抗力。该想法是使用惯性导航系统 (INS) 来减去用户动力学,从而允许有干扰的后检测采样在长时间间隔上求平均。基于代码的反人为干扰跟

踪的最完整的版本被称为“超紧耦合”(UTC)。

[0012] 不幸的是,超紧耦合惯性已经只对某些级别的保护有效。这种系统的物理性质迅速地限制它们抵挡显著人为干扰的能力。首先,由于源自鉴别器的平方损失,需要长的积分时间。积分时间与 J/S 的平方成比例。这意味着对于人为干扰功率的每次加倍,要求的积分时间间隔必须成为四倍。第二,惯性仪器展示随时间增长的误差。尽管一些惯性仪器能够以增加的成本提供更好的性能,但是存在关于多长的惯性能够移除平台动力学而没有来自 GPS 的更新的实际的物理限制。该限制通常由惯性噪声达到大部分代码码片 (chip) 所花的时间 (通常为 5m) 设置。对于给定的惯性质量,对于 GPS 代码调制的依赖产生某些人为干扰级别,在该级别在积分期间测距误差 (ranging error) 超过阈值并且该系统不再有用。

[0013] 假设能够以可靠的方式从载波移除 GPS 数据调制,作为用于增加人为干扰免疫的选择,载波的相干 (coherent) 跟踪有时已经被考虑但总地被摒弃 (dismiss)。这种方法传统上已经被视为不实际的,因为接收机必须在持续的时间间隔上积分载波到小于 30 皮秒 (光行进 1cm 所花的时间量) 的稳定性。挑战在于在远长于 20ms 的时间间隔上维持该需要的稳定性。典型的低成本温度补偿石英晶体振荡器 (TCXO) 是当今绝大多数 GPS 接收机的基础。该部分成本范围通常在 10 美元和 20 美元之间。使用 TCXO,预检测时间间隔可以安全地延伸到接近一秒的大部分。超过该范围,TCXO 就不足够稳定了。

[0014] 如烘式 (oventized) 石英或基于铷或铯频率标准的原子钟的其他更稳定的外部时钟是候选者,但即使这些高稳定时钟也具有致使它们不实用的实际问题。对于 30dB 的额外 GPS 人为干扰保护,用户需要在 20 秒附近积分。在这种级别,即使许多原子钟也不能提供需要的稳定性。振动、体积和成本可能成为抑制性的。一种有希望的新的芯片级原子钟 (CSOS) 方法提供从现在开始的若干年减小成本、大小、重量和功率的潜力,但是即使最乐观的性能计划也不能实现足够的频率稳定性,以便在需要的时间间隔上产生需要的相位稳定性。一些温控晶体振荡器 (OCXO) 在需要的时间间隔上拥有需要的相位稳定性。然而,OCXO 典型地是笨重、昂贵和耗功率的。依赖于这种高稳定时钟的解决方案在没有与精确的温度控制相关联的成本、大小、重量和功耗的情况下是不容易得到的。这种具有对组件性能灵敏度的高额外费用 (premium) 的解决方案是重大的技术挑战。功率、振动和成本成为主要的障碍。所需要的是能够使用标准的、低成本 TCXO 提供显著增强性能的解决方案。

[0015] 军用、民用和商业部门每个具有它们自己的问题和对人为干扰的工作区 (workaround)。军用或许是做好最好的准备来对抗人为干扰,因为它通常受成本限制较小并且获取最先进的技术。不幸的是,即使相对低功率的干扰发射机也能够使干扰发射机视线内的用户设备宕机 (bring down)。在用户设备中,通常采用作为包括 CRPA 和超紧惯性耦合的各技术的组合的宽频谱的抗人为干扰能力。军用还计划实现新的更高功率的 M 代码信号,其旨在将信号功率提升大约 20dB。大孔径点波束天线将在地球的特定区域聚焦更紧的波束,以便在那里集中更多信号功率。然而,即使部署这种高功率系统的成本不是目标,但在这种系统可用于使用前将仍有许多年。所需要的是低成本、立即可用的导航解决方案。

[0016] 这些军用解决方案集中起来似乎提供对抗在不远的将来预测的许多人为干扰威胁的合理保护。然而,这些解决方案在将来的人为干扰情景 (特别如之前提到的关于大量的低功率、分布式干扰发射机) 下也可能达不到目标 (fallshort)。或许最重要的是,上述

的这组当前的解决方案全部趋向于昂贵。

[0017] 民用脆弱性是显著的挑战。如之前所提到的，GPS 已经具有在添加第二民用频率的情况下抵抗无意干扰的手段。因为许多操作只需要一个频率，所以如果一个频率由于无意干扰而减弱，则另一个很可能为可用。对于无意或故意干扰，作为最后的手段，飞机可以转到备用机场。

[0018] 故意人为干扰的问题是更严重的。再者，目标是拒绝将干扰日常商业流的干扰发射机，该干扰发射机是扰乱空中旅行的系统装置。民用航空的商业性质要求故意人为干扰的问题的任何解决方案是划算的。安装如 CRPA 天线的从军用适配的昂贵的用户设备到民用机群已经被消极地看待。目前，唯一可行的解决方案已经是维持使用中的以更高功率运行的现有导航辅助设备，如 VOR、DME 和 ILS。因为如 WAAS 的卫星解决方案没有为航空用户提供任何额外价值，因为现有的地面辅助设备同样运行，所以少有动机将航线转为卫星导航。

[0019] 商业用户在非人为干扰的信号中也有利害关系 (stake)。除了不断增长的对用于社会中的包括因特网定时、电网、蜂窝电话网络和金融交易定时地各种商业功能的 GPS 的依赖，还存在可能源自超宽频带 (UWB) 技术的对 GPS 信号强度的潜在调节威胁。尽管 UWB 具有显著前景，但如果 GPS 频带没有被仔细地保护以不受调节立场 (standpoint) 影响，则存在明显的干扰可能性。假定调节有时可能需要时间以达到满意的平衡，则将希望访问经济的技术“安全网 (safety net)”，该安全网将允许用户在与 UWB 设备共存的临界 (critical) 过渡期间保护它们在临界的基于 GPS 的基础设施中的投资。

[0020] 总之，用于提供人为干扰免疫的现有系统和方法是不令人满意的。需要的是在干扰和 / 或人为干扰存在的情况下提供导航的高精度和完整性的导航系统，从而确保近期用于包括军用、民用和商业的多种 GPS 和卫星导航应用的显著和有效的反人为干扰保护。

发明内容

[0021] 根据本发明的系统和方法一般采用结合一个或更多 GPS 卫星的地面基准站和近地轨道 (LEO) 卫星的网络。建立到 GPS 卫星的第一公共视野 (common-view) 测距几何 (ranging geometry)，以便链接基准站和用户。还在相同的基准站和用户之间建立到 LEO 卫星的第二公共视野几何。地面站通过进行 GPS 和 LEO 卫星信号的载波相位测量来合成实时辅助信号。该辅助信息经由 LEO 卫星以高功率传输到用户接收机，以便穿透周围的人为干扰。用户接收机锁定 LEO 卫星的载波相位，解调辅助信息，然后应用载波相位测量和辅助信息以启用 GPS 信号的扩展的相干测量。该系统从而恢复否则将丧失于人为干扰的 GPS 信号。以此方式，本发明以与普通 GPS 接收机可比的成本、大小、重量和功率提供了人为干扰免疫的显著改进。

[0022] 根据本发明的一个实施例，导航系统包括 :基准接收机 ;用户接收机 ;基准接收机和用户接收机公共视野下的全球定位系统 (GPS) 卫星，其中所述基准接收机和所述用户接收机接收来自 GPS 卫星的载波测距信号 ;基准接收机和用户接收机公共视野下的第一近地轨道 (LEO) 卫星，其中基准接收机和用户接收机配置为计算来自第一 LEO 卫星的 LEO 载波测距信号的各自的第一和第二测量 ;用户接收机配置为经由 LEO 卫星接收来自基准接收机的第一测量，并且应用第一和第二测量来构造由用户接收机接收的 GPS 载波测距信号的信

号相位的先验(a priori)估计,其中该先验估计用作在用户接收机的载波测距信号的扩展积分(integration)。

附图说明

[0023] 下文中将结合以下附图描述本发明,其中相同的数字表示相同的元件,以及

[0024] 图 1 是根据本发明的示例性用户收发机架构的示意性概图;

[0025] 图 2 是描述根据本发明的系统的操作的示意性概图;

[0026] 图 3 是根据本发明的基准网络的示意性概图;

[0027] 图 4 是根据本发明的一个实施例的接收机的功能性方块图;

[0028] 图 5 是接收机和可控辐射模式天线(CRPA)的功能性方块图;

[0029] 图 6 是根据本发明的接收机和多波束操纵天线电子器件包的功能性方块图;

[0030] 图 7 是根据本发明的一个实施例的示例性接收机配置;

[0031] 图 8 是示例性数据剥离处理的示意性概图;

[0032] 图 9 是示例性的时间传送处理的示意性概图;

[0033] 图 10 是示例性的近地轨道(LEO)相关器的功能性方块图;

[0034] 图 11 是示例性的 GPS 相关器的功能性方块图;

[0035] 图 12 是示例性的导航处理器的功能性方块图;

[0036] 图 13 是扩展的展宽(dwell)处理的功能性方块图;

[0037] 图 14 是扩展的卡尔曼滤波器的功能性方块图;

[0038] 图 15 是描述示例性的更新处理的流程图;

[0039] 图 16 是示例性的误差循环的图解描述;

[0040] 图 17 是具有运动基准的导航系统的示意性概图;以及

[0041] 图 18 是图示 LEO 交叉链路的系统的示意性概图。

具体实施方式

[0042] 以下详细描述实际上仅仅是说明性的而不旨在限制本发明或本发明的应用和使用。此外,不存在由现有技术领域、背景技术、发明内容或以下详细描述中任何表述或暗示的理论所束缚的意图。

[0043] 本发明可以在这里按照功能和/或逻辑块组件和各种处理步骤描述。应该理解,这种块组件可以由配置为执行指定功能的任意数目的硬件、软件、和/或固件组件来实现。例如,本发明的实施例可以采用集成电路组件,例如存储器元件、天线、数字信号处理元件、逻辑元件、查询表等,其可以在一个或多个微处理器或其它控制设备的控制下执行各种功能。此外,本领域的技术人员将理解,本发明可以结合任何数目的数据传输协议来实践,并且这里描述的系统仅仅是本发明的一个示例性应用。

[0044] 为了简洁,涉及信号处理、数据传输、发信号、全球定位系统、卫星、网络控制和系统的其它这种功能性方面(以及系统的各个操作组件)的传统技术可以不在此详细描述。此外,在这里包含的各附图中示出的连接线旨在表示各种元件之间的示例功能性关系和/或物理耦合。应该注意,许多替换或额外的功能性关系或物理连接可以在实际的实施例中出现。

[0045] 图 1 显示根据本发明的一个实施例的用户接收机组件的一般概图，以及图 2 是对图示本发明的操作有用的导航系统 200 的概图。如图 2 中所示，用户 202 试图在遭受人为干扰和 / 或干扰的环境 204 中利用一个或多个 GPS 卫星 206。在现有技术的系统中，在环境 204 中存在人为干扰将限制或甚至排除 GPS 卫星 206 的使用。然而，根据本发明，经由近地轨道卫星 (LEO)222 传送辅助信息 220、224 到用户 202，以便协助它恢复 GPS 信号 208。

[0046] 一个或多个基准站 210 位于并且设置在人为干扰区域外，使得它们具有到 GPS 卫星 206 的清晰视线，并且不遭受干扰或人为干扰 (包括出现在环境 204 中的任何干扰或人为干扰)。来自基准接收机或多个接收机 210 的辅助信息 220 上行链路到一个或多个近地轨道 (LEO) 卫星 222。LEO 卫星信号 224 优选地以足够高的功率广播，以便克服环境 204 中的人为干扰功率，使得它可以被用户 202 接收。如图 1 中所示，由 LEO 卫星 222 中继的辅助信息 220、224 被用户接收机 100 接收，然后应用到 GPS 信号以便使得专门设计的用户接收机 100 能够恢复可用的 GPS 信号而不管人为干扰或干扰。

[0047] 图 1 的用户接收机 100 提供通过跟踪信道的流动、实时的数据流，以便允许辅助信息以例如厘米级精度的高精度实时到达各相关器。该厘米级定位和定时能力使得接收机能够连贯地跟踪 GPS 信号扩展的时段。

[0048] 不同于传统的抗人为干扰方法，本发明强调 GPS 正弦载波信号分量而不是 PRN 代码。关于采用民用 C/A 代码还是军用 P(Y) 或 M 代码，该方法是不可知的 (agnostic)。代码用来区分卫星信号和初始化操作。除此之外，正弦载波提供本质特性，其产生 (i) 通过消除方波损失而大大改善的抗人为干扰性能以及 (ii) 通过允许在人为干扰的中间范围的精确测距而大大改善的精度。

[0049] 根据本发明的优选实施例，以至少两个基准站和两个 LEO 卫星的形式并入冗余，使得系统的任何部分中的故障将不会不利地干扰操作。更具体地，参照图 3，本发明 300 的双行 (dual string) 版本采用一对 LEO 卫星 222(a) 和 222(b) 以及基准站 210(a) 和 210(b)，以便确保在用户 202 看来基准信息总是对 GPS 卫星 206 可用。

[0050] LEO 卫星 222 可以是任何近地轨道卫星。在优选实施例中，系统包括 LEO 卫星 222 的星群 (constellation)，使得基本总是存在至少一个卫星在相对于用户 202 的头上。适于本发明的 LEO 星群包括例如由铱星 (Iridium) 或全球星 (Globalstar) 提供的那些。这些 LEO 都是围绕电话设计，并且因为电话的平均数据速率比标称的 50bps 的 GPS 数据速率快大约 100 倍，所以超出量能够被转换为额外的广播功率。换句话说，如果使得 LEO 卫星 222 的比特率与 GPS 的比特率可比，那么 LEO 广播将比 GPS 广播强 20dB。如果对应于多个电话呼叫多个下行链路被接通，那么功率可以增大得更多。例如，如果 10 个电话呼叫的等价物为一个下行链路专用，那么辅助信号 224 将比 GPS 强大约 30dB。结果是将更多提供 30dB 人为干扰免疫的辅助信号。

[0051] GPS 在两个频带广播 :处于 1,575.42±12MHz 的 L1、以及 1,227.604±12MHz 的 L2。铱星在 1,616.0 到 1,626.5MHz 的频带广播，而全球星在 2,483.5 到 2,500.0MHz 的频带广播。能够接收 GPS 和 LEO 卫星的接收机提供已知为 iGPS 的高性能精确的定位、定时和通信系统。该 iGPS 抗人为干扰系统能够用 GPS 频率或两者工作。

[0052] 在优选实施例中，在基准站 210 和用户地点 202 都使用类似的抗人为干扰 iGPS 接收机。在图 4 中示出基于软件接收机架构的示例性接收机 400。由于每芯片增加的计算能

力、每单元成本以及如高速、低功耗 SiGe RF 设计的新半导体技术，软件接收机正变得更容易建立。结果是更低成本、更快的开发时间、更小尺寸、重量和功率，并且最重要的是将各组件集成到一起并且集成为更大系统的非凡灵活性。应该认识到，在本发明的一些专门的适配中，软件接收机技术可能不足，而可能要求围绕一些其它标准优化的设计。

[0053] 继续参照图 4，接收机 400 包括用于接收卫星信号 401 的多频率天线 402。天线 402 耦合到一个或多个预选滤波器 404、放大器 406 以及 A/D 转换器 408。合成器 413 接收来自温控晶体振荡器 (TCXO)140 的信号，并且如所示该合成器 413 耦合到计算机 414、惯性系统 412 和 A/D 转换器 408。计算机 414 接收来自惯性系统 412 的原始测量以及来自合成器 413 和 A/D 转换器 408 的输入，以便产生位置、高度和时间的输出 (420)。A/D 转换器 408 的采样率优选地使用以下公开描述的方法来选择 :Mark L. Psiaki,Steven P. Powell,HeeJung 和 Paul M.Kintner,Jr.,“Design and Practical Implementation ofMulti-Frequency RF Front Ends Using Direct RF Sampling,”ION-GNSS,LongBeach,2004 年 9 月。以此方式，系统下转换到感兴趣的所有频带的基带。

[0054] 采样率的正确选择确保横跨零到半采样频率的尼奎斯特范围的可接受的频谱时间间隔。在优选实施例中，如在民用航空中所采用的，天线 402 是固定辐射模式天线 (FRPA)，从而避免了可控辐射模式天线 (CRPA) 的成本、体积和复杂性。对于军事应用、特别对于军事平台上的使用来说，更希望天线 402 是 CRPA。

[0055] 存在两种方式来实现 CRPA。第一种是如图 5 中所示的集成方法。通常，在接收机 400 的前端上的天线端口 401 的数目扩展为 CRPA 天线元件的希望数目。多个各自的 A/D 转换器 408、反相器 (inverter)406、以及滤波器 404 耦合到天线 401。然后在计算机 (或 DSP)504 内部的软件中执行 STAP/SFAP 处理 502，如图所示。

[0056] 第二种方法是在天线阵列和 iGPS 接收机之间的线中包括多波束操纵天线电子器件 (MBS AE) 包。这种实施例如图 6 中所示。该包被稍稍修改以便用 LEO 信号以及 GPS 信号重复 STAP/SFAP 处理 502。在这点上，铱星频带位于非常接近于 GPS L1 频带。

[0057] 在抗人为干扰 iGPS 软件接收机内，对每个 GPS 频带 (L1 和 / 或 L2) 和 LEO 信号 (如铱星或全球星) 用预选择滤波器 404 开始处理。因为软件接收机 400 能够被设计为采用直接下转换，所以希望这些滤波器具有锐截止 (sharpcutoff)。需要的电子组件的示例是专用的 IBM RF 芯片 IBM43GAENGP0001。该接收机包含执行带通、自动增益控制 (AGC) 和直接 RF 采样功能的集成 SiGe 芯片。

[0058] 在优选实施例中，接收机设计确保相对于相同的时基 (time base) 在相同的时期 (epoch) 进行来自不同频带的测量。一旦信号被转换为数字的，该架构就不能引入跨越各频率和各卫星间的信道间偏差。这种稳定的信道间偏差的属性在非常有助于进行高质量相干测量并且对于抗人为干扰性能是重要的。如果用于特定应用的设计交换空间 (trade space) 妨碍直接下转换的使用，那么使用传统下转换的其它方法将是明显的，只要对实现稳定偏差加以仔细考虑。

[0059] 参照图 4，A/D 408 中的 A/D 转换器位数是设计选择的问题。为了容纳 (accommodate) 非高斯的人为干扰并且考虑到通过 STAP/SFAP 功能的预处理，更多位可能是必要的。

[0060] 根据本发明的一个方面，可以采用简单、低成本的 TCXO 频率基准 410。如原子振荡

器或烘式石英振荡器(OCXO)的外部时钟不是必要的。这种TCXO典型地非常粗糙(rugged),能够维持显著的振动和热振动,并且相对便宜(即在10美元或20美元的等级)。本发明的中心属性将使得整个系统和方法对接收机时钟中的缺陷非常不敏感。

[0061] 如果接收机要用于高级动力学应用,那么优选地采用一些类型的惯性基准412。范围从高性能导航级(grade)惯性设备到战术(tactical)级惯性系统的任何种类的惯性设备412与本发明兼容。在优选实施例中,使用芯片级(scale)惯性设备。当前的芯片级惯性设备包括微电机系统(MEMS)设备,其典型地提供最低成本、大小、重量和功率分布。MEMS INS的示例是Honeywell HG-1930。芯片级MEMS陀螺仪(gyro)的示例是Systron DonnerMEMS陀螺仪LCG50。MEMS加速计的示例是Kinoix 3轴MEMS加速计KXM52-1050。

[0062] 在优选实施例中,如图7中所示,整个iGPS接收机400以芯片级(level)架构。也就是说,接收机卡702包括3轴芯片级加速计704,3轴芯片级陀螺仪(gyroscope)706、以及各种其它组件,例如,预选择滤波器、预放大器、一个或多个A/D转换器、TXCO、合成器、以及FPGA/计算机,如结合图4-6所述。这些组件可以根据已知技术并且以任何合适的方式分布在板702上。

[0063] 将在下面的描述中见到的另一个关键基本原理是MEMS技术也能够被设计来提供涉及本发明的最大的误差源的低随机噪声。因为iGPS将实时估计出偏差,所以剩余的关键性能参数将是随机误差,该随机误差是MEMS设备趋于甚至潜在地胜过现有技术的惯性级IMU的参数。在芯片级技术中也存在潜在的未来改进。在芯片级的研究和开发、用于惯性设备的室温波色-爱因斯坦凝聚保持显著的前景。例如参见,Jakob Reichel,“Atom Chips”,ScientificAmerican,2005年2月,第46页。

[0064] 因而已经给出了示例性实施例的各种组件的概述,将描述本发明的基本功能。首先,描述用于相干检测的扩展的展宽信号处理技术。这是实现高抗人为干扰(AJ)性能的基础。接下来,描述用于实现高AJ性能的系统级导航处理。最后,详细描述本发明的优选实施例,其提供用于实际操作的一般系统和方法。

[0065] 扩展的展宽信号处理

[0066] 在优选实施例中,以三个基本步骤实现抗人为干扰性能:(i)数据剥离;(ii)时间同步;以及(iii)相干求平均。图8图示该处理序列中的第一步骤。希望为正巧在强干扰的区域204中运行的用户202移除在载波上调制的GPS数据。在没有正巧遭受人为干扰或干扰的GPS卫星206的公共视野中的基准站210能够为该卫星获得50bps GPS数据流的清楚估计。LEO数据链路220、224用来实时遥测以高功率跨越数据链路到用户202的数据。然后用户202时间对准他自己接收的GPS信号208和经由GPS从基准站210接收的数据流224。通过将这些混合在一起,50bps调制被完全从信号剥离。

[0067] 第二步骤是将用户时钟与已知基准同步。因为典型的石英振荡器将在一秒或更大级别的时间段上漂移许多GPS L1波长(19cm),所以不能在这样的时间段上执行GPS信号的相干积分。通过使用LEO卫星222将时间从基准站210处的已知源传送到用户202来执行时钟同步。

[0068] 基准站210具有对GPS时间的一些访问,因为它处于携带精确时间源的GPS卫星206的视野中。因为GPS卫星携带原子钟(名义上的铯时钟),所以在需要的20秒的求平均时间间隔上信号很可能保持好于10^{-12}的稳定。然而,依赖于直接来自GPS的GPS时间的

测量仍然遭受误差，包括那些来自时钟、星历表 (ephemeris) 和大气的误差。在优选实施例中，并入用户的定位的 GPS 卫星被视为基准和用户接收机之间的公共视野。然后 GPS 时间在该差分 (differential) 模式下退出 (drop out)。

[0069] 在用户 202 处（即，在用户接收机处）的精确时间首先通过执行基准站 210 和用户 202 之间的 LEO 卫星 222 的公共模式测距来获得。从用户卫星的载波测距公式为

[0070]

$$\varphi = \rho + \delta\rho + \tau_s - \tau_r + b_0 + \rho_t - \rho_i + \rho_m + \varepsilon$$

[0071] 其中 ρ 是到卫星的估计距离，δ ρ 是估计距离的误差，τ_s 是卫星时钟偏移量，τ_r 是接收机时钟偏移量，b_0 是合计测距偏差（包括整数和实际估值不定性分量 (real-valued ambiguity components) 和所有硬件延迟），以及 ρ 的下标 t、i 和 m 分别是由于对流层、电离层和多径的误差。误差 ε 是来自接收机噪声的贡献。

[0072] 这些参数中的许多是预先已知或部分已知的（即，先验的）。此外，可以可靠地假设许多参数能够是有界的，使得它们在 20 秒的时间间隔上不可能改变超过一厘米。在处理 GPS 载波相位中该厘米级度量与 20 皮秒的时间标准可互换地采用，因为 30 皮秒是光行进一厘米花费的时间量。基准站位置假设已知到厘米级精度。为了以下推导的目的，将假设 LEO 卫星位置和用户位置都初始化在 10cm 的误差内。然而，随后将显示，该条件能够相当大地放宽到几十米或更多。

[0073] 使用来自用户惯性的相对辅助信息，可能在 20 秒的时间间隔以好于一厘米的相对辨别力 (sense) 跟踪用户位置。因此，通过从基准站测量差分到 LEO 卫星的用户距离测量获得的相对精度导致以下表达式：

[0074]

$$\Delta\varphi^{LEO} = \left[\varphi^{LEO}_{user} - \rho^{LEO}_{user}\right] - \left[\varphi^{LEO}_{reference} - \rho^{LEO}_{reference}\right] + \Delta b$$

[0075]

$$= \left[\varphi^{LEO}_{user} - \left\|\hat{\mathbf{x}}_{user}(t) - \mathbf{x}_{LEO}(t)\right\|_2\right] - \left[\varphi^{LEO}_{reference} - \left\|\mathbf{x}_{reference} - \mathbf{x}_{LEO}(t)\right\|_2\right] + \Delta b$$

[0076] $$= \Delta\delta\rho + \tau_{LEO} - \tau_{user} - \tau_{LEO} + \tau_{reference} + \Delta b + \Delta\rho_t - \Delta\rho_i + \Delta\rho_m + \Delta\varepsilon$$

[0077] $$= \tau_{reference} - \tau_{user} + \Delta b + O\{<30\ \text{picoseconds}\}\big|_{20\ \text{seconds}}$$

[0078] 上标代表发射机。下标代表接收机。最显著地，当用户形成上面的差时，太空飞行器时钟完美抵消。对于时间，我们假设近乎完美的星历表。这将在下面重新提到。

[0079] 单差所剩余的是偏差项，其变化限制为在 20 秒的时间间隔上小于一厘米的量级。如图 9 中所示，基准站 210 具有它自己的非完美时间测量。也就是说，基准站 210 测量 LEO 卫星 222 信号载波相位。它然后将该测量数据通过 LEO 卫星数据链路 220、224 传输到用户 202。用户设备也进行 LEO 卫星信号载波相位的测量。通过上面的关系，$\Delta\varphi$ 差能够由用户设备形成以提供基准和用户时钟之间的精确偏移量。实际上，用户接收机通过将 $\Delta\varphi$ 加到用户接收机时钟执行基准站时钟的虚拟 (virtual) 重建。

[0080] 该发展的若干方面是值得注意的。首先，使用不携带原子钟的 LEO 卫星已经传送在 20 秒上好于 10^{-12} 的时间精度。铱星和全球星只携带空间合格的石英振荡器，但该级别的时间传送是可能的，因为卫星时钟项精确地在每个时期退出。第二，不管严重的人为干扰

的存在，该时间认识的精确级别对用于 202 都是可用的。此外，因为 LEO 信号的功率显著地比 GPS 信号更强，所以这是可能的。最后，精确时间对用户设备是可用的，而不使用外部时钟。用户只需要低成本 TCXO，并且能够在存在显著的用户振动时操作。

[0081] 下一个步骤是使用传送的时间来为要跟踪的每个 GPS 卫星形成载波相位的前馈预测。因为卫星可能太弱而不能由它们自己跟踪，所以接收机必须使用辅助信息来在一厘米的预期相位内预定位跟踪回路。使用公共视野时间传送，在基准站测量的 GPS 卫星相位和将要在用户处测量的 GPS 卫星相位之间的关系由下式给出

[0082]

$$\Delta\varphi^{GPS} = \left[\varphi_{user}^{GPS} - \rho_{user}^{GPS}\right] - \left[\varphi_{reference}^{GPS} - \rho_{reference}^{GPS}\right] + \Delta b$$

[0083]

$$= \left[\varphi_{user}^{GPS} - \left\|\hat{\mathbf{x}}_{user}(t) - \mathbf{x}_{GPS}(t)\right\|_2\right] - \left[\varphi_{reference}^{GPS} - \left\|\mathbf{x}_{reference} - \mathbf{x}_{GPS}(t)\right\|_2\right] + \Delta b$$

[0084] $$= \Delta\delta\rho + \tau_{GPS} - \tau_{user} - \tau_{GPS} + \tau_{reference} + \Delta b + \Delta\rho_{I} - \Delta\rho_{i} + \Delta\rho_{m} + \Delta\varepsilon$$

[0085] $$= \tau_{reference} - \tau_{user} + \Delta b + O\{< 30\ \text{picoseconds}\}$$

[0086] 其中为卫星运动校正的测量差简单终结为基准和用户时钟之间的差。因为是公共模式，所以 GPS 卫星时钟将抵消。

[0087] 现在可能为如由用户测量的先验估计的 GPS 载波相位$\overline{\varphi}_{user}^{GPS}$求解上面的方程。按照各已知量给出如下大约在一厘米内的精度。

[0088]

$$\Delta\varphi^{GPS} = \left[\varphi_{user}^{GPS} - \rho_{user}^{GPS}\right] - \left[\varphi_{reference}^{GPS} - \rho_{reference}^{GPS}\right] = \tau_{reference} - \tau_{user} + \Delta b + O\{< 30\ \text{picoseconds}\}$$

[0089]

$$\overline{\varphi}_{user}^{GPS} = \rho_{user}^{GPS} + \left[\varphi_{reference}^{GPS} - \rho_{reference}^{GPS}\right] + \tau_{reference} - \tau_{user} + \Delta b + O\{< 30\ \text{picoseconds}\}$$

[0090]

$$= \rho_{user}^{GPS} + \left[\varphi_{reference}^{GPS} - \rho_{reference}^{GPS}\right] + \Delta\varphi^{LEO} + \Delta b + O\{< 30\ \text{picoseconds}\}$$

[0091] 期望的载波相位是为 GPS 卫星和用户运动校正的基准相位和由 LEO 卫星链路提供的时间传送校正的和。

[0092] 本方法中的第三步骤是针对新形成的有效稳定的时基对进入 GPS 载波进行相干求平均。因为所有的 GPS 代码、载波和数据已经被移除，并且因为惯性导航单元已经用于移除剩余的相对运动，所以只有对 GPS 载波的剩余调制应该是由于陀螺仪和加速计噪声和偏差。

[0093]

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi^{GPS} - \Delta\varphi^{LEO} = \varphi_{user}^{GPS} - \overline{\varphi}_{user}^{GPS} = b + O\{< 30\ \text{picoseconds}\}$$

[0094] 偏差项 b 代表对特定二重差分有贡献的慢变电子偏差和全部整数的总和。在存在人为干扰的情况下，尽管载波应该是微弱的，但本发明有效地工作来估计这些偏差信号以便恢复该关键信息。因为信号在载波相位中提供，所以它们提供非常高保真度的惯性参数的厘米级测量。

[0095] 在时域中，求平均时间间隔越长，在信号保持恒定的同时剩余噪声被驱动到越小。在频域中，超窄频段（准静态）同相（I）和正交（Q）载波相位被低通滤波－与 DC 完美匹配。

当信号通过零频时，由于人为干扰的噪声被移除。该过程的定量描述是剩余积分噪声由白噪声方程给出：

[0096] $$\sigma^2 = \frac{J_0}{2S\tau}$$

[0097] 通过该方法，可能在 GPS 上得到显著的抗人为干扰改进。如果 LEO 功率足够允许该辅助信息穿过人为干扰，并且如果用户携带能够在 20 秒维持小于 1cm 的漂移的惯性导航单元，那么 GPS 信号的相干积分时间从 20 毫秒扩展到 20 秒 -30dB 的改进。此外，这不是本发明的严格上限。

[0098] 系统级导航处理

[0099] 根据一个实施例，使用结合测量的“强力 (brute force)”二重差分方法。尽管本方法是说明性的，但将显示实际上与下面描述的优选实施例相比它有某些缺点。在该示例中，在预相关之前从每个 GPS 信道直接减去 LEO 相位测量。每个 GPS 信道输出剩余的相位测量，提供实际的和如由用户接收的GPS卫星信号的预测相位之间的二重差 (GPS减去LEO，用户减去基准）差数。

[0100] 惯性单元保持对用户位置的跟踪。然而，对于给定标称位置估计 x_0，该惯性单元将通常在本地水平用户框架 (frame) 中积累标称矢量位置误差。相位测量关于该标称本地水平惯性用户位置可能是线性化的，以便使用惯性位置误差的 GPS 发现最好的矢量估计 δx。

[0101]
$$\Delta\varphi = \varphi_{user}^{GPS} - \overline{\varphi}_{user}^{GPS}$$

[0102]
$$= \left[\varphi_{user}^{GPS} - \left\|\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_{GPS}\right\|_2 + \hat{\mathbf{s}}_{GPS}^T \delta\mathbf{x}\right] - \left[\varphi_{reference}^{GPS} - \rho_{reference}^{GPS}\right]$$

[0103]
$$-\left[\varphi_{user}^{LEO} - \left\|\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_{LEO}\right\|_2 + \hat{\mathbf{s}}_{LEO}^T \delta\mathbf{x}\right] + \left[\varphi_{reference}^{LEO} - \rho_{reference}^{LEO}\right] + b + v$$

[0104] 其中 v 是测量噪声。接下来，我们可以定义并且重组各项，

[0105]
$$\delta\varphi \equiv -\Delta\phi + \varphi_{user}^{GPS} - \left\|\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_{GPS}\right\|_2 - \varphi_{reference}^{GPS} + \rho_{reference}^{GPS} - \varphi_{user}^{LEO} + \left\|\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_{LEO}\right\|_2 + \varphi_{reference}^{LEO} - \rho_{reference}^{LEO}$$

[0106]
$$= -\hat{\mathbf{s}}_{GPS}^T \delta\mathbf{x} + \hat{\mathbf{s}}_{LEO}^T \delta\mathbf{x} + b + v$$

[0107] 其中$\hat{\mathbf{s}}$是到本地水平框架中指示的卫星的单位矢量。因为相位测量是二重差，所以没有时钟分量剩余。合并各项，

[0108]
$$\delta\varphi = -\left(\hat{\mathbf{s}}_{GPS} - \hat{\mathbf{s}}_{LEO}\right)^T \delta\mathbf{x} + b + v$$

[0109] 对于视野中的 n 个 GPS 叠加差分相位测量，得到的方程系统可以被定义：

[0110]
$$\delta\boldsymbol{\varphi} = -\left(\mathbf{S}_{GPS} - \hat{\mathbf{s}}_{LEO}\begin{bmatrix}1 & 1 & \cdots & 1\end{bmatrix}\right)^T \delta\mathbf{x} + \boldsymbol{\beta} + \mathbf{v}$$

[0111] 其中

[0112]
$$\delta\boldsymbol{\varphi} = \begin{bmatrix}\delta\varphi_{(n)} & \delta\varphi_{(n-1)} & \cdots & \delta\varphi_{(1)}\end{bmatrix}^T$$

[0113] $$\mathbf{S}_{GPS}=\left[\hat{\mathbf{s}}_{GPS(n)}\quad\hat{\mathbf{s}}_{GPS(n-1)}\quad\cdots\quad\hat{\mathbf{s}}_{GPS(1)}\right]$$

[0114] $$\boldsymbol{\beta}=\left[b_{(n)}\quad b_{(n-1)}\quad\cdots\quad b_{(1)}\right]^{T}$$

[0115] 为了简化，在人为干扰下运行之前，该系统可以被假设在没有干扰的正常条件下初始化和运行。然而，假定足够的处理功率，没有什么阻止系统在人为干扰下获取锁定。

[0116] 偏差可以使用位置 x_0 的基于代码的解近似地初始化。然后，带入 $\delta x=0$，$\boldsymbol{\beta}=\delta\boldsymbol{\varphi}\big|_{t_0}$。从那时起，使用惯性单元开始相干载波相位跟踪，以便使用以下积分方法在厘米级移除动力学。该相位测量提供惯性已经漂移多远的厘米级指示。

[0117] 如果假设偏差是恒定的，那么通过使用适于最小化成本函数的线性最小平方简单地求解用户位置误差的方程系统，可以在存在干扰和 / 或人为干扰的情况下获得位置误差：

[0118] $$\min_{\delta x}\left\|\mathbf{H}\delta\mathbf{x}-\mathbf{y}\right\|_{2}$$

[0119] 其中：

[0120] $$\mathbf{H}=-\left(\mathbf{S}_{GPS}-\hat{\mathbf{s}}_{LEO}\left[1\quad1\quad\cdots\quad1\right]\right)^{T}$$

[0121]

$$\mathbf{y}=\delta\boldsymbol{\varphi}-\boldsymbol{\beta}$$

[0122] 矢量 δx 是相对于跟随每个 PDI 的 x_0 的估计的位置误差。实际上，简单的校正是不令人满意的，因为该模型没有包括上述卫星测距中的全部误差源。然而，通过允许偏差浮置，由于卫星运动造成的变化的几何形状通常允许位置和偏差可观测。依赖于准确的卫星几何形状，偏差将通常为可观测的，因此将精确确定用户的准确位置。典型地，在用户上的 LEO 卫星的大角度运动的情况下，存在足够的几何形状变化来在一分钟量级的时间尺度内，在几厘米内确定位置的三个分量中的两个。如果使用两个或更多 LEO 卫星，如下所示，那么可以在大约一分钟的量级求解位置的全部三个分量。

[0123] 在其中要求抗人为干扰性能但不需要厘米级的精度的情况下，该系统也可以允许模型误差状态吸收某些误差。假设估计器 (estimator) 的特性最小化误差残余，该行为是合适的。因此，即使在存在适度的建模误差的情况下，估计器也将仍趋于合理地执行。基本滤波方法也能吸收慢变、类偏差误差源，包括但不限于用户、基准和卫星位置误差、大气和电离层偏差、以及多径。例如，能够显示 LEO 卫星中的星历表误差 δr 将在上面的观测方程中产生公共模式误差。

[0124]

$$\delta\boldsymbol{\varphi}=-\left(\mathbf{S}_{GPS}-\hat{\mathbf{s}}_{LEO/user}\left[1\quad1\quad\cdots\quad1\right]\right)^{T}\delta\mathbf{x}-\left(\left[\hat{\mathbf{s}}_{LEO/user}-\hat{\mathbf{s}}_{LEO/ref}\right]\left[1\quad1\quad\cdots\quad1\right]\right)^{T}\delta\mathbf{r}+\boldsymbol{\beta}+\delta\boldsymbol{\beta}+\mathbf{v}$$

[0125] 对单个时期的修正的最小平方解变为

[0126] $$\min_{\delta x}\left\|\mathbf{H}\delta\mathbf{x}-\mathbf{y}-\left(\left[\hat{\mathbf{s}}_{LEO/user}-\hat{\mathbf{s}}_{LEO/ref}\right]\left[1\quad1\quad\cdots\quad1\right]\right)^{T}\delta\mathbf{r}+\delta\boldsymbol{\beta}\right\|_{2}$$

[0127] 减去原始的未扰动的成本函数，

[0128] $$\min_{\delta x}\left\|-\begin{bmatrix}1\\\vdots\\1\end{bmatrix}\left[\hat{\mathbf{s}}_{LEO/user}-\hat{\mathbf{s}}_{LEO/ref}\right]^{T}\delta\mathbf{r}+\delta\boldsymbol{\beta}\right\|_{2}$$

[0129] 其自变量在以下情况变为零

[0130] $$\delta\beta = \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \left[\hat{\mathbf{s}}_{LEO\,user} - \hat{\mathbf{s}}_{LEO\,ref} \right]^T \delta\mathbf{r}$$

[0131] 这个相同结果遵循其时间导数。通常，如果用户能够容忍抗人为干扰操作对厘米级精度的适度背离，那么该发展提供公共模式偏差率的存在证据，该公共模式偏差率将允许在抗人为干扰所需的时间间隔上的扩展的积分。换句话说，各种误差源能够被设置为自动容纳。关键是应用能够追踪出公共模式偏差分量的估计器，以便在人为干扰存在的情况下成功地允许扩展的预检测时间间隔。

[0132] 优选实施例架构

[0133] 在优选实施例中，大量的信号处理在软件接收机实现中执行，并且以下讨论将如此假设。然而，本发明也可以使用如可以在特定环境适当给出的硬件和软件的任何组合来实现。

[0134] 图 1 显示优选的处理结构的上层表示。该架构广泛地依赖于系统接收机的载波相位的精确前馈估计，并且应该在及时和准确的基础上路由 (route) 用户接收机。这些辅助信号由导航处理器 110 在先验的基础上生成。一旦这些信号遍及接收机可用，就能够进行人为干扰条件下的锁定。

[0135] 信号通常在图中从左到右处理。第一个步骤是执行去除，如由 STAP(或 SFAP) 模块 104(a)-(c) 所表示的。因为每个输入频段将用分离的人为干扰场景和天线偏差结束，所以分离的 STAP 模块 104 在每个频段 (即，GPS L1、GPS L2 和 LEO) 上分别起作用。每个 STAP 模块 104 由飞行器 (vehicle) 姿态的前馈辅助，因为如果飞行器的姿态是已知的，那么自适应的波束形成是更有效的。

[0136] 下一个系统块是跟踪信道组 106(a)-(c)，一个用于卫星和频段的每个组合。优选地分配足够的处理资源，以便容纳每个频段的至少 12 条 GPS 卫星信道 (L1 和 L2，以及至少 3 条 LEO 信道)。每条信道从扩展的卡尔曼滤波器 108 接受处于 50Hz、包括进入接收机相位的先验估计的前馈信号。

[0137] 不同于传统的 GPS 接收机，其中每条信道具有专用的跟踪回路，优选实施例在扩展的卡尔曼滤波器 108 中创建集中的调整器。该系统块可以传播超过 40 个统一的状态变量，其建模每个相关器、INS、集合的跟踪回路状态、以及用户时钟。

[0138] 图 10 显示用于 LEO 卫星的相关器的示例。通常，相关器 1000 包括如所示配置的代码生成器 1004、功能块 1006、位定时器和帧生成器块 1007、累加器 1008、数据擦除块 1010、以及积分器块 1012，其中块 1004、1006 和 1007 接收下面进一步描述的各种命令和数据 1009。

[0139] 跟踪回路维持载波锁定、位同步、帧同步、以及数据解调。关于这一点，从左到右处理复合 (complex) 信号采样 1002。对于如 CDMA 全球星的扩频 LEO 星群，前馈代码从进入信号擦除。接下来，进入的载波相位前馈预测被转换为复合旋转，该复合旋转展开进入的剩余数据调制信号，将其下转换到基带。

[0140] 对于位同步应用加德纳 (Gardner) 算法，基于由半符号时段分开的三个连续积分

时间间隔创建鉴别器。通过搜索预定的码元序列应用帧同步。对于载波跟踪，然后擦除QPSK数据。在帧中的指定时间间隔上，每个LEO卫星广播数据。信道设计为合并该能量到同相(I)和正交(Q)载波相位误差跟踪组件(1014)。这些原始的I和Q的组件被路由到导航预处理器(图1中的项目110)，用于转换为载波相位跟踪误差角并且并入扩展的卡尔曼滤波器(图1中的项目108)。即使在高人为干扰下，LEO原始输出率也通常为10Hz或更快，因为高LEO广播功率。

[0141] 图11显示示例性GPS相关器架构1100，其通常包括如所示配置的NCO1008、代码生成器1010、以及积分器1004和1006。再一次，复合信号采样1002从左到右处理。信号首先经历代码和前馈载波两者的擦除，旋转并且精确地下转换载波几乎正好到零频。通过导航预处理器(图1中的项目110)生成前馈校正，并且包括来自(间接地从LEO跟踪得到的)用户时钟估计的贡献、流动前馈星历表、以及如由GPS更新的由INS进行的用户位置的瞬时估计。在这一点，剩余载波实际上是准静态的。所有的相位旋转已经被有效地移除，除了剩余的系统偏差和50bps GPS数据调制。

[0142] 继续参照图11，两个半信道分组到一起以形成具有代码和载波I和Q测量的完整的跟踪信道。上半信道的PRN生成器被命令来输出早减晚(E-L)代码，而下半信道的PRN生成器被命令来输出准时(Punctual)代码1020。所有信道相关器输出路由到导航预处理器(图1中的项目110)，用于并入导航解中。

[0143] 图12显示示例性的导航支持功能。该图示意性地显示由系统1200对进入数据1201执行的各种操作。通常，系统1200包括以下功能块：GPS数据辅助块1208、数据剥离和扩展的展宽块1206、解码块1202、测距误差块1210、大气校正块1212、流传输(streaming)基准数据块1214、星历表生成块1216、LEO星历表到ECEF块1218、以及GPS星历表到ECEF块1216。导航预处理器使用来自相关器的原始的I和Q，为了两个关键目的：(i)流动前馈辅助生成，以及(ii)测距测量转换。

[0144] 对于前馈功能，导航预处理器解码来自LEO卫星(1202)的数据流。该数据包含编码消息，其能够用来产生(i)50bps前馈GPS数据辅助流，(ii)地面基准测量，以及(iii)流传输星历表前馈预测。

[0145] 对于测距测量转换，原始的I和Q测量从原始形式转换为距离误差1204。因为GPS信号在人为干扰的情况下非常弱，所以GPS的I和Q信号首先在下面描述的块1206中积累。然后，LEO和GPS的I和Q经由以下计算转换为距离误差1204：

[0146]

$$\text{相位测距误差}:\Delta\varphi=\operatorname{atan}_2(Q_P,I_P)$$

[0147]

$$\text{代码测距误差}:\Delta\rho=\frac{\begin{bmatrix}I & Q\end{bmatrix}_P}{\sqrt{\begin{bmatrix}I & Q\end{bmatrix}_P\begin{bmatrix}I\\Q\end{bmatrix}_P}}\cdot\begin{bmatrix}I\\Q\end{bmatrix}_{E-L}$$

[0148] 尽管本发明的主要重点在于载波相位，但重要的是注意与之前讨论的代码测距鉴别器相关联的方波损失不适于这里提供的该新的相干代码相位鉴别器。不同于其中求平均时间间隔随着J/S的平方增加的只有代码的鉴别器，该鉴别器将求平均时间间隔减少为与J/S的简单比例。性能改进是显著的。

[0149] 结果得到的相干接收机能够完全利用代码和载波属性。即使在极度的人为干扰的

情况下，只要接收机维持载波锁定，也就能够提供能够用于任何传统 GPS 或卫星导航目的的代码测量，包括但不限于平常位置固定、差分位置固定、和 GPS 时间的分辨率。此外，对于本领域的技术人员将显而易见的是如可变芯片和多芯片相关器时间间隔的用于改进代码性能的各种技术是可适用的或与该抗人为干扰系统兼容。

[0150] 图 13 显示用于 20ms GPS 采样进一步积累为更长积分时间的示例性方法。如所示，GPS 数据位序列 1302 用进入的 I 和 Q 测量对准先验的已知数据位，以便剥离数据调制。对于其它的全球导航卫星系统 (GNSS)，如未来的 GPS 版本，能够以相同方式移除任何形式的符号调制。然后，在预检测时间间隔上求平均准静态测量（经由块 1304 和 1306）。PDI 是对应于作为人为干扰水平的函数的更长相干积分时间的长时段，例如优选实施例中的 5、10 或 20 秒。

[0151] 来自 LEO 和 GPS 跟踪信道的相关器输出测量的完整补充是系统状态更新的基础。如果多于一个 LEO 测量在完全更新之间可用，则可能以 LEO 更新率更新位置状态的子空间，并且将它们并入总的导航解。如果仅单个 LEO 卫星可用，则只更新用户时钟。

[0152] 惯性处理器（图 1 中的 112）采用原始惯性数据 111 作为输入，校正包括未对准的预校准误差，应用偏差状态估计，并且执行捷联 (strapdown) 和导航算法以便计算高带宽用户位置和姿态 113。惯性预处理器 112 的输出提供系统的高带宽位置和姿态输出以及用于信号处理的辅助数据。

[0153] 本发明的另一个方面是如图 14 中所示的中央调节器。通常，调节器 1400 包括卡尔曼滤波器 108，其与功能块 1405、1403 和 1404 通信地耦合，并且其与如该图中所示的之前描述的各种信号相互作用。为了提供通告的人为干扰保护，接收机要求系统的极端准确模式，在许多情况下在大的动态范围好于亚厘米级。依据精确性和及时性表示的该容差 (tolerance) 对于星历表、基准相位测量、以及惯性输出是特别重要的。完整的系统模型（嵌套项目 410、412 和 1414）驻留在扩展的卡尔曼滤波器 108 中，因此其生成载波相位前馈信号 1402 到如所示的接收机中的所有相关器。

[0154] 抗人为干扰系统的恰当功能的一个关键是保持偏差估计在容差内。滤波器收获全部的相关器测量并且将导航解与惯性解结合以确定惯性偏差余量。当 GPS 相关器输出变为可用时在完全的系统更新期间，总的系统扩展的卡尔曼滤波器状态被更新，并且新的偏差施加到惯性输出。

[0155] 以下部分描述被要求获得抗人为干扰操作所需的容差的高性能系统模型的各个方面。

[0156] 优选实施例的估计器被构造来直接估计位置误差、用户时钟时间、以及全部测距偏差。该方法采取进一步前馈如将由每个相关器接收的精确的载波相位的步骤。始于一般的单差形式，观测模型能被如下构造用于 GPS 或 LEO 的单个卫星测量：

[0157]

$$\Delta\varphi = \left[\varphi_{user} - \rho_{user}\right] - \left[\varphi_{reference} - \rho_{reference}\right] = b + \tau_{reference} - \tau_{user} + \rho_i - \rho_i + \nu$$

[0158]

$$\varphi_{user}(t) = \left\|\mathbf{x}_0(t) - \mathbf{x}_{sat}(t)\right\|_2 - \hat{\mathbf{s}}^T \delta\mathbf{x} + \left[\varphi_{reference}(t) - \rho_{reference}(t)\right] + b - \Delta\tau + \rho_i - \rho_i + \nu$$

[0159]

$$= \Delta\varphi\big|_{\mathbf{x}_0} - \hat{\mathbf{s}}^T \delta\mathbf{x} + b - \Delta\tau + \nu$$

[0160] 其中用户位置 x 关于由 INS 提供的标称天线位置 x_0 被线性化，其中大气误差项被用来与卫星到用户下行链路相关联，并且其中 b 是包括全部未建模的效应的一般合计偏差，包括周期不定性和电子偏差。给出如下进一步定义

[0161] $x(t) = x_0(t) + \delta x$

[0162]

$$\Delta\varphi\big|_{\mathbf{x}_0} = \left\|\mathbf{x}_0(t) - \mathbf{x}_{sat}(t)\right\|_2 + \left[\varphi_{reference}(t) - \rho_{reference}(t)\right] + \rho_i - \rho_i$$

[0163] $\Delta\tau \equiv \tau_{user} - \tau_{reference}$

[0164] 通过模型或通过直接测量实现的大气误差校正也应用于原始单差。假设通过应用公知的网络技术，对于地面基准站 $\tau_{referenc}$ 和基准链路大气误差是精确知道的。参见，例如 W. I. Bertiger, Y. E. Bar-Sever, B. J. Haines, B. A. Iijima, S. M. Lichten, U. J. Lindqwister, A. J. Mannucci, R. J. Muellerschoen, T. N. Munson, A. W. Moore, L. J. Romans, B. D. Wilson, S. C. Wu, T. P. Yunck, G. Piesinger, 和 M. L. Whitehead, "A Prototype Real-Time Wide Area Differential GPS System", Navigation : Journal of the Institute of Navigation, Vol. 44, No. 4, 1998, 第 433-447 页。然后叠加用户测量以便形成如下的一组线性观测：

[0165]

$$\boldsymbol{\varphi}(t) = \Delta\boldsymbol{\varphi}\big|_{\mathbf{x}_0} - \mathbf{S}^T \delta\mathbf{x} + \boldsymbol{\beta} - \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \Delta\tau + \mathbf{v}_\varphi$$

[0166] 其中：

[0167]

$$\boldsymbol{\varphi}(t) = \left[\varphi_n(t) \quad \varphi_{n-1}(t) \quad \cdots \quad \varphi_2(t) \quad \varphi_1(t)\right]$$

[0168]

$$= \left[\varphi_{GPS(n)}(t) \quad \cdots \quad \varphi_{GPS(1)}(t) \mid \varphi_{LEO(m)}(t) \quad \cdots \quad \varphi_{LEO(1)}(t)\right]^T$$

[0169]

$$= \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varphi}_{GPS}(t) \\ \hline \boldsymbol{\varphi}_{LEO}(t) \end{bmatrix}$$

[0170] 并且

[0171]

$$\Delta\boldsymbol{\varphi}\big|_{\mathbf{x}_0} = \left[\Delta\varphi\big|_{x_0}^{(n)} \quad \Delta\varphi\big|_{x_0}^{(n-1)} \quad \cdots \quad \Delta\varphi\big|_{x_0}^{(2)} \quad \Delta\varphi\big|_{x_0}^{(1)}\right]^T = \begin{bmatrix} \Delta\boldsymbol{\varphi}\big|_{\mathbf{x}_0}^{(GPS)} \\ \hline \Delta\boldsymbol{\varphi}\big|_{\mathbf{x}_0}^{(LEO)} \end{bmatrix}$$

[0172] $\mathbf{S} = \left[\hat{\mathbf{s}}_n \quad \hat{\mathbf{s}}_{n-1} \quad \cdots \quad \hat{\mathbf{s}}_2 \quad \hat{\mathbf{s}}_1\right]$

[0173] $= \left[\hat{\mathbf{s}}_{GPS(n)} \quad \cdots \quad \hat{\mathbf{s}}_{GPS(1)} \mid \hat{\mathbf{s}}_{LEO(m)} \quad \cdots \quad \hat{\mathbf{s}}_{LEO(1)}\right]$

[0174] $= \left[\mathbf{S}_{GPS} \mid \mathbf{S}_{LEO}\right]$

[0175] $$\boldsymbol{\beta}=\begin{bmatrix}b_n & b_{n-1} & \cdots & b_2 & b_1\end{bmatrix}^T=\begin{bmatrix}\boldsymbol{\beta}_{GPS}\\ \boldsymbol{\beta}_{LEO}\end{bmatrix}$$

[0176]

$$\mathbf{v}_{\varphi}=\begin{bmatrix}v_n & v_{n-1} & \cdots & v_2 & v_1\end{bmatrix}^T=\begin{bmatrix}\mathbf{v}_{GPS}\\ \mathbf{v}_{LEO}\end{bmatrix}$$

[0177] 在该表示中，卫星几何矩阵现在归纳到任何 GPS 或 LEO 卫星，偏差矢量 β 对应于每个 GPS 或 LEO 卫星的卫星偏差，而时间偏差 Δ τ 对应于单差时钟偏差（$\tau_{user}-\tau_{reference}$）。

[0178] 根据本发明的一个方面，GPS 和 LEO 卫星在状态空间表示中划分。另一方面，当闭塞 (occlusion) 条件流行时 GPS 卫星必须与 LEO 卫星可互换地处理到他们共同提高几何的程度。此外，该结构必须还容纳用于更高功率 LEO 状态变量的分离和更快的更新率，该 LEO 状态变量在视野中典型地可以从一个到三个变化。为了最大化在人为干扰下的效率，该系统和方法必须真实地展示最佳特性。

[0179] 在该表示能被使用前，必须注意对于单差载波相位可观测量，偏差状态的公共模式与时钟偏差不可区分。用于定义状态变量的强力 (brute force) 方法将包括选择特定卫星作为“主”卫星，并且如最初上面所示从所有其他卫星减去几何和时钟偏差。不幸的是，该方法创建不希望的不等结果，其以非可互换方式加权卫星和测量。位置解受哪个卫星是主卫星的选择影响。不但该强力方法用变化的几何和存在两个或更多 LEO 卫星变量的可能性来实现是麻烦的，而且该解不是最佳的，并且不适于创建能够处理范围从高人为干扰情景到闭塞环境的需要的性能的整个频谱的系统。后一情况产生被跟踪的恒定变化的一组卫星，因此与主卫星的指定不兼容。

[0180] 为了避免数值困难，希望以状态变量形式创建新的清晰定义的一组偏差模式。定义新的一组偏差和时钟状态以便 (i) 吸收不可观测模式以及 (ii) 提出一组也与公共模式正交的正交偏差状态。

[0181] 首先，定义公共模式的归一化基本矢量 (basis vector)：

[0182] $$\mathbf{v}_{||}=\frac{1}{\sqrt{n}}\begin{bmatrix}1 & 1 & \cdots & 1\end{bmatrix}^T$$

[0183] 其中 n 是测距测量变量的数目。通过定义投影$\beta_{||}\equiv\mathbf{v}_{||}^T\boldsymbol{\beta}$确定公共模式偏差贡献。然后需要的是得到正交基 $V_{\perp}$ (nxn-1) 的方法，以便横跨垂直于 $v_{||}$ 的空间，即$\mathbf{v}_{||}^T\boldsymbol{\beta}_{\perp}=0$以及

[0184] $$\begin{bmatrix}\mathbf{V}_{\perp}^T\\ \mathbf{v}_{||}^T\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{V}_{\perp} & \mathbf{v}_{||}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{V}_{\perp}^T\mathbf{V}_{\perp} & \mathbf{V}_{\perp}^T\mathbf{v}_{||}\\ \mathbf{v}_{||}^T\mathbf{V}_{\perp} & \mathbf{v}_{||}^T\mathbf{v}_{||}\end{bmatrix}=I_{n\times n}$$

[0185] 以下推导导出用于 $V_{\perp}$ 的独立生成函数。

[0186] 该正交空间能够通过如下从基本矢量 β 减去公共模式贡献得到：

[0187]

$$\boldsymbol{\beta}_{\perp}=\left[I_{n\times n}-\mathbf{v}_{||}\mathbf{v}_{||}^T\right]\boldsymbol{\beta}$$

[0188] 基 $V_{\perp}$ 可以通过采用 QR 因数分解得到，其中是 Q 正交矩阵而 R 是上三角矩阵（例如参见，Gene H. Golub 和 Charles F. Van Loan, Matrix Computations, 第三版, Johns Hopkins University Press, Baltimore, 2003, 第 223 页），使得

[0189] $$\mathbf{A}=\mathbf{QR}=I_{n\times n}-\mathbf{v}_{||}\mathbf{v}_{||}^{T}$$

[0190] 在此情况下，A 的秩 (rank) 是 n-1，然后正交基由 Q 的第一 n-1 列给出

[0191] $V_{\perp}=[q_1 q_2 \cdots q_{n-1}]$

[0192] 当存在许多 $V_{\perp}$ 的非唯一解时，优选实施例具有 $V_{\perp}$ 三角，以便区分在不同更新率运行的 LEO 和 GPS 状态。基于 A 的定义，可见 QR 方法通过注意到以下关系产生下三角的 $V_{\perp}$

[0193] $$\mathbf{A}^{T}\mathbf{A}=\left(I_{n\times n}-\mathbf{v}_{||}\mathbf{v}_{||}^{T}\right)^{T}\left(I_{n\times n}-\mathbf{v}_{||}\mathbf{v}_{||}^{T}\right)=\left(I_{n\times n}-\mathbf{v}_{||}\mathbf{v}_{||}^{T}\right)=\mathbf{A}$$

[0194] 因为 A 是对称半正定 (positive semi-definite)，并且因为 Cholesky 分解 $LL^{T}=A^{T}A=A$ 的对称性，所以 Q 的前 n-1 列将是下三角。我们理解该结构为用于与用户时钟的分离状态估计一致的视野中的所有卫星的所有跟踪回路模式的“平衡的”基。

[0195] 希望的用于跟踪的特性如下：(i) 分离出用户时钟作为独立状态估计，(ii) 建立“全视野”测量处理结构，该结构以平衡的、非优先方式处理每个 SV，即不依赖于特定 SV 的互换或旋转和该结构中相关联的测量的解，(iii) 通过允许 GPS 卫星和 LEO 卫星非优先和可互换地处理来处理闭塞，(iv) 不管由于飞行器平移和旋转而造成的各卫星和飞行器天线中的频率切换，维持最佳解，(v) 容纳快 LEO 测量和慢 GPS 测量的多速率分割，以及 (vi) 确保状态变量数字上适当定义，以便与健壮的扩展卡尔曼滤波器实现兼容。

[0196] 对于视野中的 5 个 GPS 卫星和视野中的 1 个 LEO 卫星，给出如下偏差状态的示例分割：

[0197]

$$\boldsymbol{\beta}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{\beta}_{GPS}\\ \hline \boldsymbol{\beta}_{LEO}\end{bmatrix}=\left[\begin{array}{ccccc|c}5/\sqrt{30} & & & & & 1/\sqrt{6}\\ -1/\sqrt{30} & 4/\sqrt{20} & & & & 1/\sqrt{6}\\ -1/\sqrt{30} & -1/\sqrt{20} & 3/\sqrt{12} & & & 1/\sqrt{6}\\ -1/\sqrt{30} & -1/\sqrt{20} & -1/\sqrt{12} & 2/\sqrt{6} & & 1/\sqrt{6}\\ -1/\sqrt{30} & -1/\sqrt{20} & -1/\sqrt{12} & -1/\sqrt{6} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{6}\\ \hline -1/\sqrt{30} & -1/\sqrt{20} & -1/\sqrt{12} & -1/\sqrt{6} & -1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{6}\end{array}\right]\begin{bmatrix}\overline{\boldsymbol{\beta}}_{\perp}\\ \hline \beta_{||}\end{bmatrix}$$

[0198] $$=\left[\mathbf{V}_{\perp}\mid\mathbf{v}_{||}\right]\begin{bmatrix}\overline{\boldsymbol{\beta}}_{\perp}\\ \hline \beta_{||}\end{bmatrix}$$

[0199] 其中符号 $\overline{\beta}_{\perp}$ 表示具有与 $V_{\perp}$ 的维度一致的 n-1 行的正交偏差模式的矢量。

[0200] 当多个 LEO 卫星在视野中时，正交下三角结构的优点变得更加明显。LEO 卫星状态必须在比 GPS 卫星更快的时间帧上更新，而同时相对于 GPS 和 LEO 两者的全部其它卫星测量需要以非优先、等权重的方式处理每个测量。以下示例显示用于全部被跟踪的卫星的任何数目 (GPS+LEO)n 的矩阵 Q 的显性生成函数。

[0201]

$$\boldsymbol{\beta}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{\beta}_{GPS}\\ \hline \boldsymbol{\beta}_{LEO}\end{bmatrix}=\left[\begin{array}{ccc|cc|c} \sqrt{(n-1)/n} & & & & & 1/\sqrt{n}\\ -1/\sqrt{n(n-1)} & \ddots & & & & \vdots\\ \vdots & \ddots & 3/\sqrt{12} & & & 1/\sqrt{n}\\ \hline -1/\sqrt{n(n-1)} & \vdots & -1/\sqrt{12} & 2/\sqrt{6} & & 1/\sqrt{n}\\ -1/\sqrt{n(n-1)} & \vdots & -1/\sqrt{12} & -1/\sqrt{6} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{n}\\ -1/\sqrt{n(n-1)} & \vdots & -1/\sqrt{12} & -1/\sqrt{6} & -1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{n} \end{array}\right]\begin{bmatrix}\overline{\boldsymbol{\beta}}_{\perp}^{(GPS)}\\ \hline \overline{\boldsymbol{\beta}}_{\perp}^{(LEO)}\\ \hline \beta_{||}\end{bmatrix}$$

[0202] 该三角“V”正交矩阵结构允许LEO跟踪回路状态更新在更快的时间进度表上出现，而不将LEO跟踪状态变量与GPS跟踪状态变量相互混合。优选实施例的上中心零块确保有关GPS跟踪模式不依赖于LEO跟踪状态。左下块矩阵元素是相对于LEO卫星的所有公共模式。因此，在扩展的GPS展宽的中间时间间隔期间，在LEO跟踪回路正被迅速更新的同时，使得GPS跟踪状态为被动的、新的减序(reduced order)的LEO跟踪系统的公共模式贡献者(contributor)：

[0203] $$\boldsymbol{\beta}_{LEO}=\begin{bmatrix} 2/\sqrt{6} & 0 & 1/\sqrt{n}\\ -1/\sqrt{6} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{n}\\ -1/\sqrt{6} & -1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{n}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\overline{\boldsymbol{\beta}}_{\perp}^{(LEO)}\\ \hline \beta_{||}\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}1\\1\\1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}1/\sqrt{n(n-1)} & \cdots & 1/\sqrt{12}\end{bmatrix}\overline{\boldsymbol{\beta}}_{\perp}^{(GPS)}$$

[0204] 返回全序(full order)系统，新的偏差模式定义能够被特定卫星偏差代替，

[0205]

$$\boldsymbol{\varphi}(t)=\Delta\boldsymbol{\varphi}\big|_{x_0}-\mathbf{S}^T\delta\mathbf{x}+\mathbf{V}_{\perp}\overline{\boldsymbol{\beta}}_{\perp}+\mathbf{v}_{||}\beta_{||}-\sqrt{n}\mathbf{v}_{||}\Delta\tau+\mathbf{v}_{\varphi}$$

[0206] 根据$\overline{\beta}_{||}=\beta_{||}/\sqrt{n}$缩放 $\beta_{||}$ 并且将公共模式偏差和时钟状态并入新的时钟状态 $\overline{\tau}\equiv\Delta\ \tau-\overline{\beta}_{||}$，得到的观测方程是

[0207]

$$\boldsymbol{\varphi}(t)=\Delta\boldsymbol{\varphi}\big|_{x_0}-\mathbf{S}^T\delta\mathbf{x}+\mathbf{V}_{\perp}\overline{\boldsymbol{\beta}}_{\perp}-\sqrt{n}\mathbf{v}_{||}\overline{\tau}+\mathbf{v}_{\varphi}$$

[0208] 姿态杠杆臂(attitude leverarm)

[0209] 实践中，INS不与飞行器上的GPS天线搭配(collocate)。从惯性系统到GPS天线的杠杆臂d定义了INS误差r和作为(3×3)姿态矩阵A的函数的GPS天线偏移 δx 之间的矢量位移，如下

[0210] $\delta x = r+A^Td$

[0211] 对于小的姿态扰动的矢量Ψ，可以关于标称姿态 A_0 线性化该方程。

[0212] $$\delta\mathbf{x}=\mathbf{r}+\mathbf{A}^T\mathbf{d}$$

[0213] $$=\mathbf{r}+\mathbf{A}_0^T(I-\boldsymbol{\Psi}^{\times})\mathbf{d}$$

[0214] $$=\mathbf{r}+\mathbf{A}_0^T\mathbf{d}+\mathbf{A}_0^T\mathbf{D}^{\times}\boldsymbol{\Psi}$$

[0215] 其中叉乘符号

[0216] $$\boldsymbol{\Psi}^{\times}=\begin{bmatrix}0 & -\psi_3 & \psi_2\\ \psi_3 & 0 & -\psi_1\\ -\psi_2 & \psi_1 & 0\end{bmatrix}\text{其中}\boldsymbol{\Psi}=\begin{bmatrix}\psi_1\\ \psi_2\\ \psi_3\end{bmatrix}$$

[0217] 表示叉乘积（或由矢量的倾斜对称矩阵的预乘(pre-multiplication)）。

[0218] 得到的观测方程变为：

[0219]
$$\boldsymbol{\varphi}(t)=\Delta\boldsymbol{\varphi}\big|_{\mathbf{x}_0}-\mathbf{S}^{T}\left(\mathbf{r}+\mathbf{A}_0^{T}\mathbf{d}+\mathbf{A}_0^{T}\mathbf{D}^{\times}\boldsymbol{\Psi}\right)+\mathbf{V}_{\perp}\bar{\boldsymbol{\beta}}_{\perp}-\sqrt{n}\mathbf{v}_{||}\bar{\tau}+\mathbf{v}_{\varphi}$$

[0220]
$$\boldsymbol{\varphi}(t)=\left(\Delta\boldsymbol{\varphi}\big|_{\mathbf{x}_0}-\mathbf{S}^{T}\mathbf{A}_0^{T}\mathbf{d}\right)-\mathbf{S}^{T}\mathbf{r}-\mathbf{S}^{T}\mathbf{A}_0^{T}\mathbf{D}^{\times}\boldsymbol{\Psi}+\mathbf{V}_{\perp}\bar{\boldsymbol{\beta}}_{\perp}-\sqrt{n}\mathbf{v}_{||}\bar{\tau}+\mathbf{v}_{\varphi}$$

[0221] 惯性导航系统模型

[0222] 惯性系统的特性可以通过分析运动的 INS 矢量误差方程的线性化表示来估计（参见，例如 I.Y.Bar-Itzhack 和 N.Berman，“Control Theoretic Approach toInertial Navigation Systems，”AIAA Paper 87-2591,1987）：

[0223] $\dot{\mathbf{r}}+\boldsymbol{\rho}\times\mathbf{r}=\mathbf{v}$

[0224] $\dot{\mathbf{v}}+(\boldsymbol{\Omega}+\boldsymbol{\omega})\times\mathbf{v}=\nabla-\boldsymbol{\psi}\times\mathbf{f}+\Delta\mathbf{g}$

[0225] $\dot{\boldsymbol{\psi}}+\boldsymbol{\omega}\times\boldsymbol{\psi}=\boldsymbol{\varepsilon}$

[0226] 其中笛卡尔矢量 r 是 INS 位置误差，v 是速度误差，ρ 是相对于北、东、下坐标系统的用户帧速率，Ω 是地球旋转速率，ω = Ω+ρ，∇是加速计误差，Ψ 是姿态误差，f 是比力（specific force），Δg 是引力误差，而 ε 是陀螺仪速率误差。

[0227] 这组方程具有如下 9×9 线性方程组的状态空间表示：

[0228] $\dot{\mathbf{x}}=\mathbf{F}\mathbf{x}+\mathbf{G}\mathbf{u}+\mathbf{w}$

[0229] 其中 x 是状态矢量而 w 是随机噪声误差矢量。对于惯性处理器，控制变量 u 对应于预处理的捷联加速计和速率陀螺仪测量。实际上，对于误差方程，这些控制输入精确地约去（cancel），并且因此一致假设为零。我们在三个空间矢量的每一个加入陀螺仪和加速计偏差的 6 个额外状态，以便说明本发明中如何能够实时估计这些关键参数。

[0230] 接下来，惯性系统动力学被线性化并且以如以下 15×15 方程系统的状态空间形式表示：

[0231]
$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\mathbf{r}\\ \mathbf{v}\\ \boldsymbol{\psi}\\ \mathbf{b}_a\\ \mathbf{b}_g\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} & I & & & \\ \mathbf{G}_{vr} & \boldsymbol{\Omega}_{vv} & \mathbf{G}_{v\psi} & I & \\ & & \boldsymbol{\Omega}_{\psi\psi} & & I\\ & & & -\tau_a^{-1}I & \\ & & & & -\tau_g^{-1}I\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{r}\\ \mathbf{v}\\ \boldsymbol{\psi}\\ \mathbf{b}_a\\ \mathbf{b}_g\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ \mathbf{w}_{VRW}\\ \mathbf{w}_{ARW}\\ \mathbf{w}_a\\ \mathbf{w}_g\end{bmatrix}$$

[0232] 其中

[0233]
$$\mathbf{G}_{vr}=-\frac{g}{R}\begin{bmatrix}1&0&0\\0&1&0\\0&0&-2\end{bmatrix}$$

[0234]
$$\boldsymbol{\Omega}_{vv}=-\begin{bmatrix}0&2\Omega_D&0\\-2\Omega_D&0&2\Omega_N\\0&-2\Omega_N&0\end{bmatrix}$$

[0235] $$\mathbf{G}_{v\psi}=\begin{bmatrix}0 & g & 0\\ -g & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix}$$

[0236] $$\mathbf{\Omega}_{\psi\psi}=-\begin{bmatrix}0 & \Omega_D & 0\\ -\Omega_D & 0 & \Omega_N\\ 0 & -\Omega_N & 0\end{bmatrix}$$

[0237] 其中 g 是由于引力的本地加速度，R 是地球半径，Ω_N 和 Ω_D 分别是投影到北和下方向的地球旋转矢量的分量。

[0238] 相关器模型

[0239] 假定来自 LEO 卫星的快速时钟更新出现在 GPS 预检测时间间隔上，并且在扩展的时间间隔上准确地模拟惯性噪声的影响，而且优选携带接收机相关器的模型。该集成模型也将用于命令作为内建状态变量的接收机 NCO。我们的目标将符合如下的标准测量更新方程：

[0240] $y_k = Hx_k+v_k$

[0241] $$\hat{\mathbf{x}}_k=\bar{\mathbf{x}}_k+\mathbf{L}\left(\mathbf{y}_k-\mathbf{H}\bar{\mathbf{x}}_k\right)=\bar{\mathbf{x}}_k+\mathbf{L}\left(\mathbf{y}_k-\bar{\mathbf{y}}_k\right)=\bar{\mathbf{x}}_k+\mathbf{L}\Delta\mathbf{y}_k$$

[0242] 使得可观测的 Δy_k 是在预检测时间间隔上积分的相关器输出。

[0243] 相关器模拟为在时间 T 上相关积分输入的同相和正交分量，输入的信号振幅是 $\sqrt{2C}$，相位 $\varphi(t)$，并且同相和正交噪声 n(t)。假定跟踪误差在预检测时间间隔上保持小，相关器模型简化为经历等效角噪声 v 的简单相位误差积分。

[0244]

$$\delta\varphi_k=y_k-\bar{y}_k=\angle\int_{(k-1)T}^{kT}\left[\sqrt{2C}e^{j\varphi(t)}+\mathrm{n}(t)\right]e^{-j\bar{\varphi}(t)}dt\approx\frac{1}{T}\int_{(k-1)T}^{kT}\left[\varphi(t)-\bar{\varphi}(t)+v\right]dt$$

[0245]

$$y_k=\frac{1}{T}\int_{(k-1)T}^{kT}\left[\varphi(t)+v\right]dt=\frac{1}{T}\int_{(k-1)T}^{kT}\varphi(t)dt+v_k$$

[0246]

$$\bar{y}_k=\frac{1}{T}\int_{(k-1)T}^{kT}\bar{\varphi}(t)dt$$

[0247]

$$\dot{\bar{y}}=\frac{1}{T}\bar{\varphi}(t)$$

[0248] 新的连续可观测量 $\bar{y}$ 被临时定义，其能够被传送为分离的状态变量以便最终构造离散的估计可观测量 $\bar{y}_k$。该连续可观测量的定义中的 1/T 缩放因子用作占位符 (placeholder) 和提示 (reminder)，当连续系统转换为离散形式时，相关器输出是在时间间隔 T 上的积分。到给定信道的前馈的瞬时先验相位由下式给出

[0249]

$$\bar{\varphi}(t)=\begin{bmatrix}\bar{\varphi}_n(t)\\ \vdots\\ \bar{\varphi}_2(t)\\ \bar{\varphi}_1(t)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\left\|\bar{\mathbf{x}}_0(t)-\mathbf{x}^{(n)}_{satellite}(t)\right\|_2+\left[\varphi^{(n)}_{reference}(t)-\rho^{(n)}_{reference}(t)\right]+\rho^{(n)}_t-\rho^{(n)}_t\\ \vdots\\ \left\|\bar{\mathbf{x}}_0(t)-\mathbf{x}^{(2)}_{satellite}(t)\right\|_2+\left[\varphi^{(2)}_{reference}(t)-\rho^{(2)}_{reference}(t)\right]+\rho^{(2)}_t-\rho^{(2)}_t\\ \left\|\bar{\mathbf{x}}_0(t)-\mathbf{x}^{(1)}_{satellite}(t)\right\|_2+\left[\varphi^{(1)}_{reference}(t)-\rho^{(1)}_{reference}(t)\right]+\rho^{(1)}_t-\rho^{(1)}_t\end{bmatrix}-\mathbf{S}^T\bar{\mathbf{A}}_0^T\mathbf{b}$$

[0250] $$-\mathbf{S}^T\bar{\mathbf{r}}-\mathbf{S}^T\bar{\mathbf{A}}_0^T\mathbf{B}^\times\bar{\boldsymbol{\Psi}}+\mathbf{V}_\perp\bar{\boldsymbol{\beta}}_\perp-\begin{bmatrix}1\\ \vdots\\ 1\\ 1\end{bmatrix}\bar{\tau}$$

[0251] 因为状态变量现在考虑为估计器状态，所以已经应用条符号。通过叠加(stacking)每个卫星的前馈接收信号相位形成完整的相关器模型。

[0252]

$$\dot{\bar{\mathbf{y}}}=\frac{1}{T}\bar{\varphi}(t)=\frac{1}{T}\left[\left(\Delta\varphi\right|_{\bar{\mathbf{x}}_0}-\mathbf{S}^T\bar{\mathbf{A}}_0^T\mathbf{b}\right)-\mathbf{S}^T\bar{\mathbf{r}}-\mathbf{S}^T\bar{\mathbf{A}}_0^T\mathbf{B}^\times\bar{\boldsymbol{\Psi}}+\mathbf{V}_\perp\bar{\boldsymbol{\beta}}_\perp-\sqrt{n}\mathbf{v}_{||}\bar{\tau}\Big]$$

[0253] 本发明的一个方面涉及相关器的适当建模。尽管惯性系统、GPS/LEO跟踪回路、以及接收机时钟通常独立运行，但各子系统互连到相关器处格外严格的厘米级容差。相关器提供状态前馈的主要机制。因为每个子系统可以以不同的更新速率运行，所以每个输入优选地考虑相关器模型以便充分利用精确的状态前馈。

[0254] 集成系统

[0255] 现在可能将全视野中的相关器、惯性系统、跟踪偏差、以及时钟状态方程组合到如下单个集成系统中

[0256]

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\bar{\mathbf{y}}\\ \bar{\mathbf{r}}\\ \bar{\mathbf{v}}\\ \bar{\boldsymbol{\Psi}}\\ \bar{\mathbf{b}}_a\\ \bar{\mathbf{b}}_g\\ \bar{\boldsymbol{\beta}}_\perp\\ \dot{\bar{\boldsymbol{\beta}}}_\perp\\ \bar{\tau}\\ \dot{\bar{\tau}}\end{bmatrix}=\left[\begin{array}{c|ccccc|cc|cc}0 & -\mathbf{S}^T & & -\mathbf{S}^T\mathbf{A}_0^T\mathbf{B}^\times & & & \mathbf{V}_\perp & 0 & -1 & 0\\ \hline & & I & & & & & & & \\ & \mathbf{G}_w & \boldsymbol{\Omega}_{vv} & \mathbf{G}_{vv} & I & & & & & \\ & & & \boldsymbol{\Omega}_{vv} & & I & & & & \\ & & & & -\tau_a^{-1}I & & & & & \\ & & & & & -\tau_g^{-1}I & & & & \\ \hline & & & & & & 0 & I & & \\ & & & & & & 0 & -\tau_\beta^{-1} & & \\ \hline & & & & & & & & 0 & 1\\ & & & & & & & & 0 & -\tau_\tau^{-1}\end{array}\right]\begin{bmatrix}\bar{\mathbf{y}}\\ \bar{\mathbf{r}}\\ \bar{\mathbf{v}}\\ \bar{\boldsymbol{\Psi}}\\ \bar{\mathbf{b}}_a\\ \bar{\mathbf{b}}_g\\ \bar{\boldsymbol{\beta}}_\perp\\ \dot{\bar{\boldsymbol{\beta}}}_\perp\\ \bar{\tau}\\ \dot{\bar{\tau}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\Delta\varphi\right|_{\bar{\mathbf{x}}_0}-\mathbf{S}^T\bar{\mathbf{A}}_0^T\mathbf{b}\\ \hline 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ \hline 0\\ 0\\ \hline 0\\ 0\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ \hline 0\\ \mathbf{w}_{VRW}\\ \mathbf{w}_{ARW}\\ \mathbf{w}_a\\ \mathbf{w}_g\\ \hline 0\\ \mathbf{w}_\beta\\ \hline \mathbf{w}_\tau\\ \mathbf{w}_\tau\end{bmatrix}$$

[0257] 使用公知的状态空间方法将连续系统 $\dot{\mathbf{x}}=\mathbf{F}\mathbf{x}+\mathbf{w}$ 转换为如下离散形式。参见，例如Gene F.Franklin, J.David Powell, Michael L.Workman, DigitalControl of Dynamic Systems，第二版，Addison-Wesley, New York, 1990：

[0258] $x_{k+1}=\Phi x_k+w_k$

[0259] $\Phi=e^{FT}$

[0260] 然后该离散系统用离散状态 $\bar{y}_0$ 增大，以便代表在之前时间步骤(k-1)的末端处连续状态矢量 $\bar{y}$ 的值。状态 $\bar{y}_1$ 代表在当前时间步骤(k)的末端处的连续值 $\bar{y}$。该演化完成了积分清零(integrate-and-dump)相关器的模型，使得该实现在与上面的原始相关器定义

一致的单个时间步骤 T 上只输出准确的积分值。然后离散状态转移方程如下重新分割：

[0261]

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{y}}_0 \\ \bar{\mathbf{y}}_1 \\ \mathbf{x}' \end{bmatrix}_{k+1} = \left[\begin{array}{c|c|c} 0 & I & 0 \\ \hline 0 & \boldsymbol{\Phi}_{\bar{y}\bar{y}} & \boldsymbol{\Phi}_{\bar{y}x'} \\ \hline 0 & \boldsymbol{\Phi}_{x'\bar{y}} & \boldsymbol{\Phi}_{x'x'} \end{array}\right] \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{y}}_0 \\ \bar{\mathbf{y}}_1 \\ \mathbf{x}' \end{bmatrix}_k + \mathbf{w}_k$$

[0262] 其中

[0263]

$$\bar{\mathbf{y}}_k = \mathbf{H}\bar{\mathbf{x}}_k = \left(\bar{\mathbf{y}}_1 - \bar{\mathbf{y}}_0\right)_k = \left[-I \mid I \mid 0\right] \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{y}}_0 \\ \bar{\mathbf{y}}_1 \\ \mathbf{x}' \end{bmatrix}_k$$

[0264] $$\boldsymbol{\Phi} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Phi}_{\bar{y}\bar{y}} & \boldsymbol{\Phi}_{\bar{y}x'} \\ \boldsymbol{\Phi}_{x'\bar{y}} & \boldsymbol{\Phi}_{x'x'} \end{bmatrix}$$

[0265] 其中变量 x′ 定义为原始的离散系统状态矢量而不包括上面明确显示的当前相关器状态 $\bar{y}_0$ 和 $\bar{y}_1$。

[0266] 实际的相关器输出通过为轨道中的每个卫星叠加积分相位模拟如下：

[0267]

$$\mathbf{y}_k = \begin{bmatrix} y^{(n)} \\ y^{(n-1)} \\ \vdots \\ y^{(1)} \end{bmatrix} = \frac{1}{T} \begin{bmatrix} \int_{(k-1)T}^{kT} \varphi^{(n)}(t)dt \\ \int_{(k-1)T}^{kT} \varphi^{(n-1)}(t)dt \\ \vdots \\ \int_{(k-1)T}^{kT} \varphi^{(1)}(t)dt \end{bmatrix} + \mathbf{v}_k$$

[0268] 因为之前的近似，所以该表示在独立的基础上是无效的，除非并且直到它与相关器输出的前馈分量结合。那么总的完全相关器输出通过下式给出：

[0269] $\Delta y_k = y_k - \bar{y}_k$

[0270] 使用该离散模型，现在可能应用卡尔曼滤波器。上面的表示关于特定位置和姿态显示线性化。因为实际上惯性和测距方程是非线性的，所以要求实际实现是扩展的卡尔曼滤波器（图 1 中的 108）。使用该离散模型求解精确偏差捕获了 PDI 期间的慢分量漂移，并且允许误差模型精确。取决于每个卫星周围的人为干扰，GPS 载波相位测量 R_v 的对角线将在稳定状态下大约 $(0.5cm)^2$ 的邻域。通过积分驱动系统的白过程噪声的功率谱密度 R_{wpsd} 可以确定误差增长：

[0271] $$\bar{\mathbf{x}}_{k+1} = \boldsymbol{\Phi}\hat{\mathbf{x}}_k$$

[0272] $$\mathbf{M}_{k+1} = \boldsymbol{\Phi}(T)\mathbf{P}_k\boldsymbol{\Phi}^T(T) + \int_0^T \boldsymbol{\Phi}(\tau)\mathbf{R}_{wpsd}\boldsymbol{\Phi}^T(\tau)d\tau$$

[0273] 其中 P 是后验状态协方差矩阵，而 M 是先验状态协方差矩阵。在运行期间，优选实施例使用完全扩展的卡尔曼滤波器来动态地调整初始条件、特定的非线性几何、以及时间变化的 J/S 比率。然后由下式给出测量更新

[0274] $$\bar{\mathbf{x}}_{k+1} = \boldsymbol{\Phi}\hat{\mathbf{x}}_k$$

[0275] $$\mathbf{M}_{k+1} = \boldsymbol{\Phi}(T)\mathbf{P}_k\boldsymbol{\Phi}^T(T) + \int_0^T \boldsymbol{\Phi}(\tau)\mathbf{R}_{wpsd}\boldsymbol{\Phi}^T(\tau)d\tau$$

[0276] 为了分析的目的，适于使用最佳估计器并且选择观测增益，使得 P 将成为稳定态测量后测量协方差而 M 是稳定态测量前协方差。可以通过求解公知的代数 Riccatti 方程计算最佳稳定态增益 L。然后可以计算完全闭合回路系统的特征值 λ 使得

[0277] $(\Phi-\Phi LH)x = \lambda x$

[0278] 至此讨论已经建立了抗人为干扰系统操作的基本概念。然而，我们已经实现优选实施例来使系统实际用于极端苛刻的情况中。在优选实施例中，采用单差而不是双差来跟踪每个测距源。该更一般的形式最好处理具有最小数目的信道跟踪源而多个 LEO 卫星正被跟踪并且卫星移进和移出视野的动态环境。

[0279] 如果存在特别从 LEO 大角度运动产生的必须的几何，那么该接收机也将求解状态偏差，以便只使用来自 GPS 和 LEO 卫星的载波相位展现精确的三维位置定位。该能力不但在人为干扰下，而且在其中用户平台动力学对普通 GPS 接收机太严格以致不能跟踪的正常信号条件下扩展。跟踪状态偏差应该在一分钟或两分钟的量级给出时间常数。

[0280] 扩展的卡尔曼滤波器再分为四个组件：连续时间更新的形式以及三个多速率时间/测量更新，连续时间更新提供前馈到接收器的所有相关器的载波相位。三个多速率时间间隔对应于 INS、LEO 和 GPS 卫星等级 (scale) 的处理和测量噪声。这些时间间隔为了特定的动态和人为干扰情况而调整。

[0281] 图 15 显示扩展的卡尔曼滤波器 108 的操作序列的流程图。在块 1502 中，生成前馈相位和前馈 GPS 数据位。连续系统的降级版本用来生成如下的前馈载波相位：

[0282] $$\bar{\mathbf{x}}(t)=\mathbf{\Phi}(t-t_k)\bar{\mathbf{x}}_k=e^{\mathbf{F}(t-t_k)}\bar{\mathbf{x}}_k\cong\left[I+\mathbf{F}(t-t_k)\right]\bar{\mathbf{x}}_k$$

[0283] 在该流程图中还显示随后的 INS、LEO 和 GPS 更新 (1510、1512 和 1514)。通常，最快的时间间隔是 T_{INS}，其足够快以便捕获用户平台 (1508) 的动力学。次慢的时间间隔是 T_{LEO}(1506)，其通常根据 LEO 数据速率设置。最慢的时间间隔是 T_{GPS}(1504)，其基于瞬时检测的 J/S 比率动态设置。在使用考虑特定实现的卡尔曼滤波器来最优地确定精确的值时，T_{GPS} 将在 $T_{GPS} = 10^{(J/S-70dB)/10dB}$ 秒附近。

[0284] 对于 T_{GPS} 是 20 秒的情况得到的误差增长周期如图 16 中所示。在每个完全系统更新，根据从相关器输出测量可用的新的信息，后验位置知识减少。在中间，由陀螺仪角度随机运动主导的系统处理噪声导致误差不确定性增加。选择卡尔曼增益和处理时间间隔，以便保持惯性误差在波长的小部分内。

[0285] 可以以不同于公知的传统 GPS 接收机的操作的直接方式执行系统的基本初始化。扫频代码和多普勒组合的二维搜索空间以发现卫星信号。接收机能够在非人为干扰条件下获取信号并且当人为干扰出现时继续。接收机也能够在人为干扰条件下获取，于是初始搜索将比在非人为干扰条件下相应地花费更长时间。

[0286] 抗人为干扰系统不限于用惯性系统操作。它也可以工作在低动态或静态实现。用于低动态情况的完整系统显示为如下：

[0287]

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\bar{\mathbf{y}}\\ \bar{\mathbf{r}}\\ \bar{\mathbf{v}}\\ \bar{\boldsymbol{\beta}}_{\perp}\\ \dot{\bar{\boldsymbol{\beta}}}_{\perp}\\ \bar{\tau}\\ \dot{\bar{\tau}}\end{bmatrix}=\left[\begin{array}{c|cc|cc|cc}0 & -\mathbf{S}^{T} & & \mathbf{V}_{\perp} & 0 & -1 & 0\\ \hline & 0 & I & & & & \\ & 0 & 0 & & & & \\ \hline & & & 0 & I & & \\ & & & 0 & -\tau_{\beta}^{-1} & & \\ \hline & & & & & 0 & 1\\ & & & & & 0 & -\tau_{\tau}^{-1}\end{array}\right]\begin{bmatrix}\bar{\mathbf{y}}\\ \bar{\mathbf{r}}\\ \bar{\mathbf{v}}\\ \bar{\boldsymbol{\beta}}_{\perp}\\ \dot{\bar{\boldsymbol{\beta}}}_{\perp}\\ \bar{\tau}\\ \dot{\bar{\tau}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{\varphi}|_{\bar{\mathbf{x}}_0}\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ 0\\ \mathbf{w}_{acc}\\ 0\\ \mathbf{w}_{\beta}\\ \mathbf{w}_{\tau}\\ \mathbf{w}_{t}\end{bmatrix}$$

[0288] 静态情况通过移除速度状态实现。

[0289] 导航输出的积分通常具有关键重要性。这里描述的导航系统和方法完全兼容提供最高可能积分阈值。即使在人为干扰情况下，一旦扩展的卡尔曼滤波器 108 收敛到稳定态，也在测量余量中存在大量的多余可用信息，以便检测反常情况。积分方法使用公知的接收机自发积分监控 (RAIM) 的变体。假设大多数状态变量会聚到厘米级精度，并且对惯性偏差状态（特别地为位置误差）的更新出现在厘米级精度。因此，可能构造如下 RAIM 余量：

[0290] $$R_k=\left\|\mathbf{y}_k-\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_k\right\|_2=\left\|\left(I+\mathbf{H}\mathbf{P}_k\mathbf{H}^{T}\mathbf{R}_{v}^{-1}\right)\Delta\mathbf{y}_k\right\|_2$$

[0291] 其形成具有有效的 n-4 自由度的卡方 (chi-square) 分布。给出卫星的足够冗余（即，n ＞ 4），阈值可以应用到余量以测试故障假定。给出进一步的冗余（即，n ＞ 5）和抗人为干扰余量，更精细的 RAIM 实现能够进行故障检测和排除。

[0292] 如之前所提到的，传统的 GPS 时间传送和地面监控站的网络可以用来确保任何给定的要被使用的 LEO 卫星 222 具有对 τ_{ref} 的访问。如果这些地面监控站不可用，则存在可以采用的额外替代物。首先是如图 17 中所示的运动地面基准站 1702。如果基准站 1702 的精确相对位置从运动 (kinematic)GPS 可用，那么需要用作本发明的基站的精确基准时钟 τ_{mobile} 可以从来自固定的和移动的平台的相位测量，以最小平方意义如下求解：

[0293] $$\left\|\begin{bmatrix}-\mathbf{S}^{T} & -1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\delta\mathbf{x}\\ \tau_{mobile}-\tau_{stationary}\end{bmatrix}-\delta\boldsymbol{\varphi}|_{x_{mobile}(t)}\right\|_2$$

[0294] 传送网络时间穿过大于 LEO 覆盖区的距离的另一种手段是使用如图 18 中所示的交联 (crosslink)。在该实施例中，双路相关测距在相邻的飞行器 1802 和 1804 之间进行。因为每个 LEO 使用相干时钟运行，所以每个飞行器时钟的误差贡献精确抵消。因此，在精确知道每个飞行器位置的情况下，可能重建主地面站 1802 的基准时间。

[0295] 使用公共视野调用优选实施例的相同演化，

[0296] $$\Delta\varphi=\left[\varphi_{user}^{LEO(1)}-\rho_{user}^{LEO(1)}\right]+\frac{1}{2}\left\{\left[\varphi_{LEO|2|}^{LEO(1)}-\rho_{LEO|2|}^{LEO(1)}\right]-\left[\varphi_{LEO|1|}^{LEO(2)}-\rho_{LEO|1|}^{LEO(2)}\right]\right\}-\left[\varphi_{reference}^{LEO(2)}-\rho_{reference}^{LEO(2)}\right]$$

[0297] $$=b+\tau_{reference}-\tau_{user}+\rho_{i}-\rho_{i}+v$$

[0298] 飞行器时钟精确地抵消。在优选实施例中，已经采用双路交联来实现其噪声贡献是小于单路的$1/\sqrt{2}$的因子的结果。

[0299] 然后该结果可以被向前传递以实现与公共视野演化相同的结果，即

[0300]

$$\dot{\mathbf{y}} = \frac{1}{T}\overline{\boldsymbol{\varphi}}(t) = \frac{1}{T}\left[\left(\Delta\boldsymbol{\varphi}\big|_{\bar{\mathbf{x}}_0} - \mathbf{S}^T\overline{\mathbf{A}}_0^T\mathbf{b}\right) - \mathbf{S}^T\bar{\mathbf{r}} - \mathbf{S}^T\overline{\mathbf{A}}_0^T\mathbf{B}^{\times}\overline{\boldsymbol{\Psi}} + \mathbf{V}_{\perp}\bar{\boldsymbol{\beta}}_{\perp} - \sqrt{n}\mathbf{v}_{||}\bar{\tau}\right]$$

[0301] 尽管已经在前面详细说明中展示了至少一个示例性实施例，但应该理解存在大量变化。还应该理解，示例性实施例或各示例性实施例只是示例，而不旨在以任何方式限制本发明的范围、适用性或配置。相反地，前面详细的描述将为本领域的技术人员提供用于实现示例性实施例或各示例性实施例的方便的指引图。应该理解，可以在各元件的安排和功能中进行各种改变，而不背离在权利要求或其法律上的等价中提出的本发明的范围。

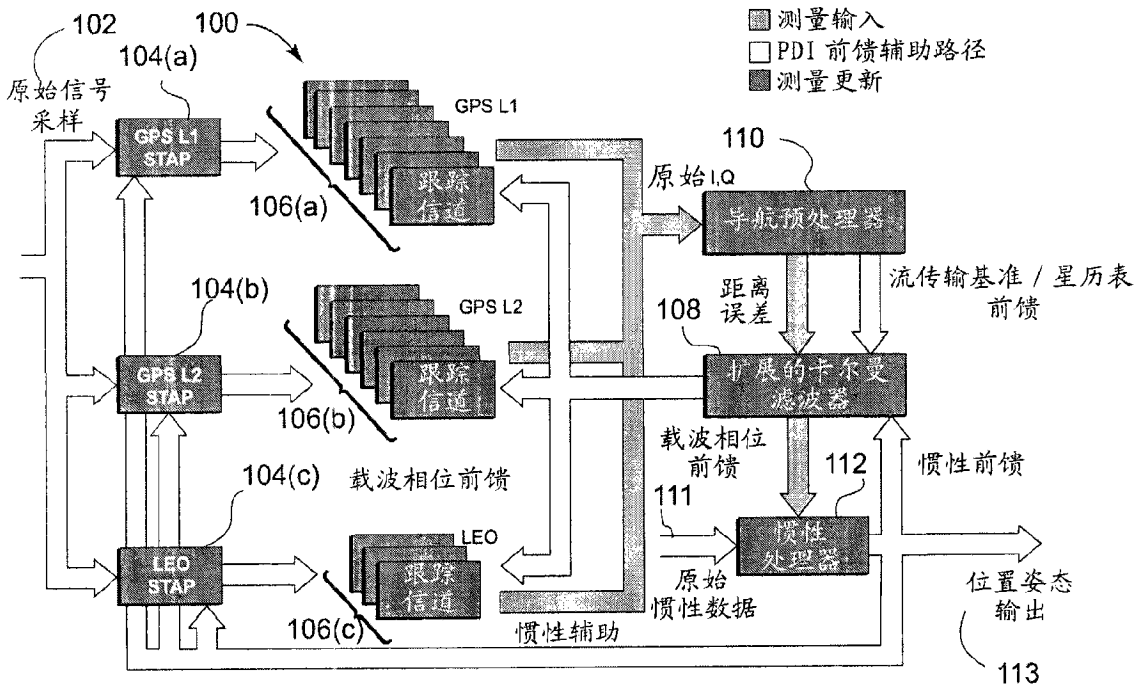

测量输入
PDI 前馈辅助路径
测量更新
102
100
104(a)
原始信号采样
GPS L1 STAP
GPS L1
跟踪信道
106(a)
110
原始 I,Q
导航预处理器
流传输基准 / 星历表前馈
104(b)
GPS L2 STAP
GPS L2
跟踪信道
106(b)
距离误差
108
扩展的卡尔曼滤波器
载波相位前馈
104(c)
载波相位前馈
111
112
惯性前馈
惯性处理器
LEO STAP
LEO
跟踪信道
106(c)
原始惯性数据
位置姿态输出
惯性辅助
113

图 1

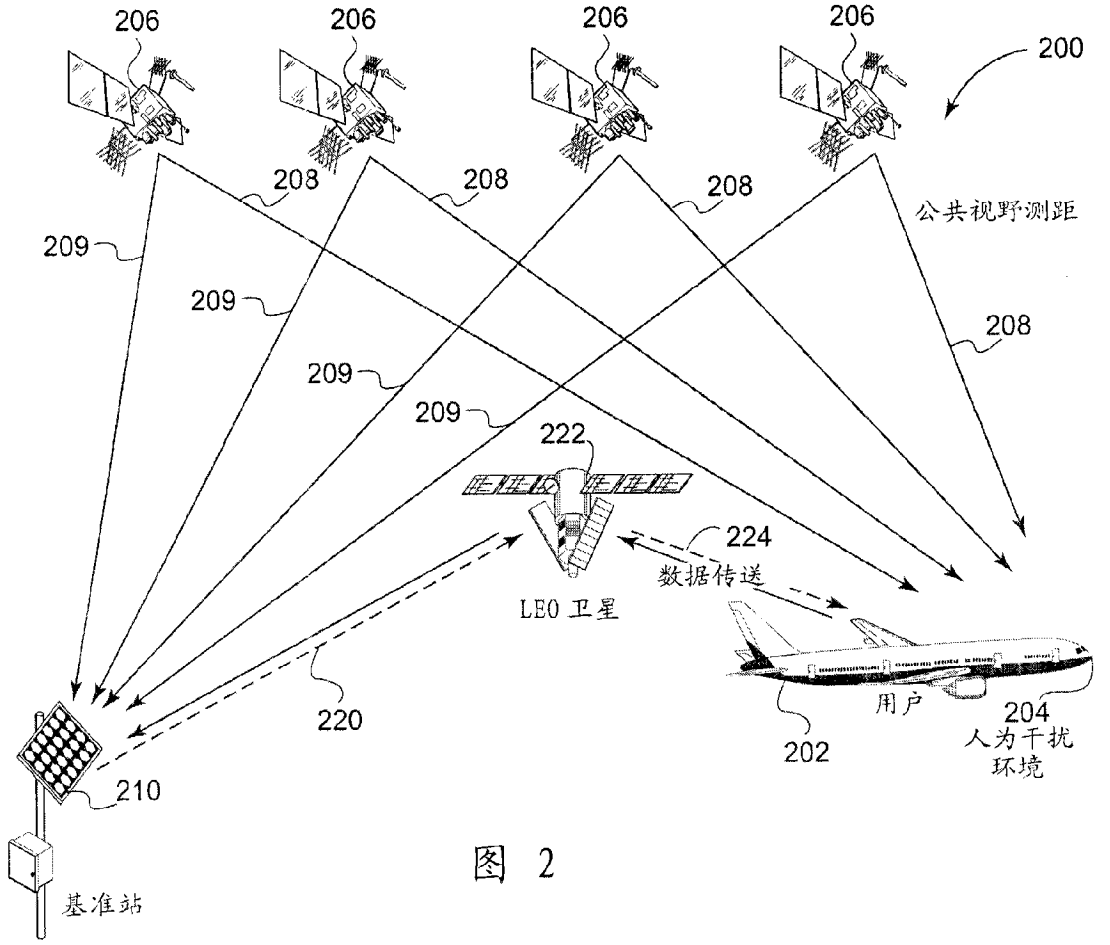

206
206
206
206
200
208
208
208
公共视野测距
209
209
209
209
208
222
224
数据传送
LEO 卫星
220
用户
202
204
人为干扰环境
210
基准站

图 2

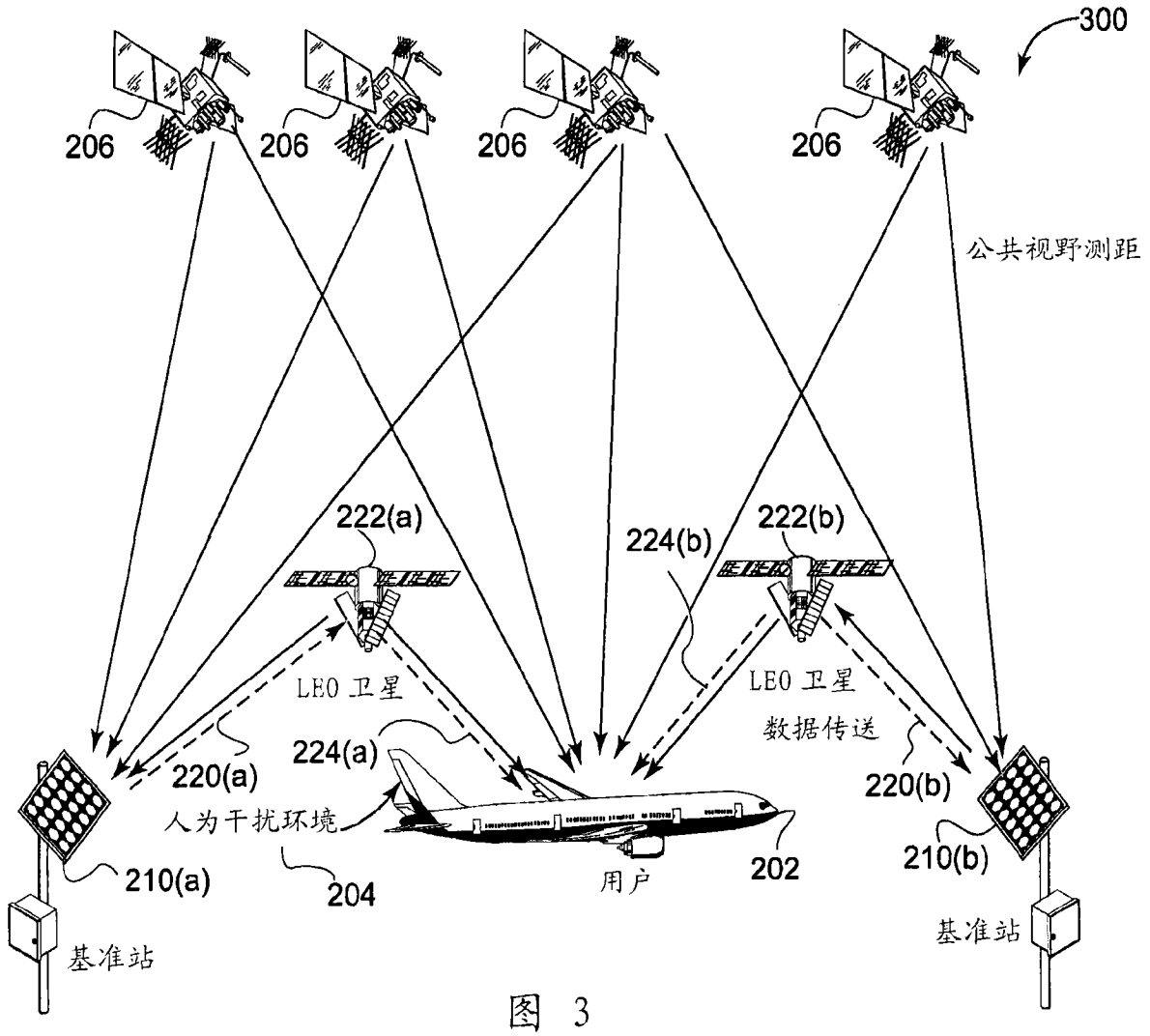

300
206
206
206
206
公共视野测距
222(a)
224(b)
222(b)
LEO 卫星
LEO 卫星
数据传送
224(a)
220(a)
220(b)
人为干扰环境
210(a)
204
用户
202
210(b)
基准站
基准站

图 3

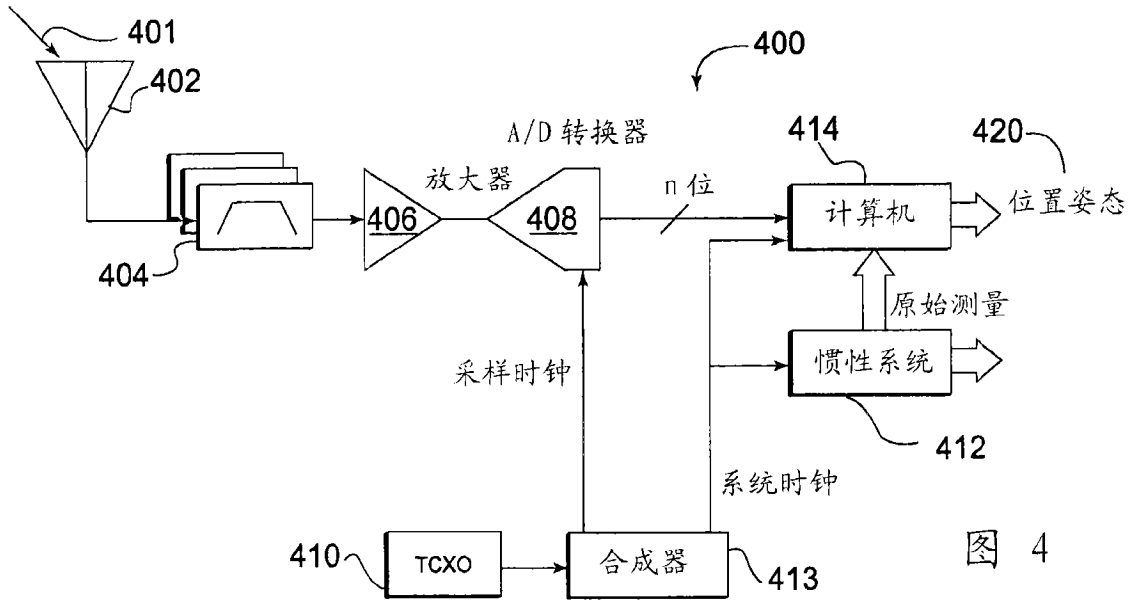

401
402
400
A/D 转换器
414
420
放大器
406
408
n 位
计算机
位置姿态
404
原始测量
采样时钟
惯性系统
412
系统时钟
410
TCXO
合成器
413

图 4

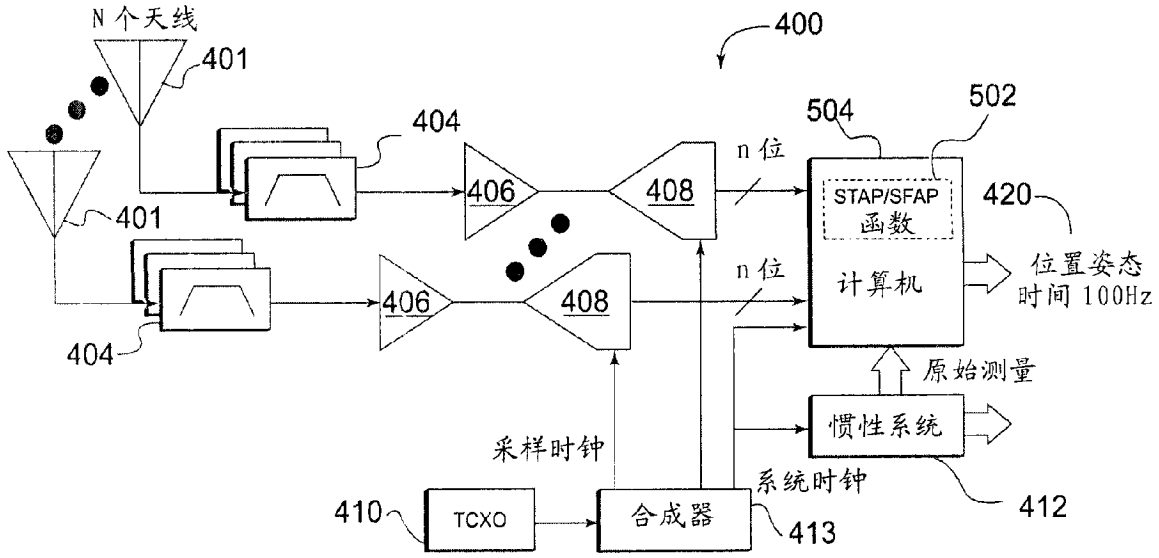


图 5

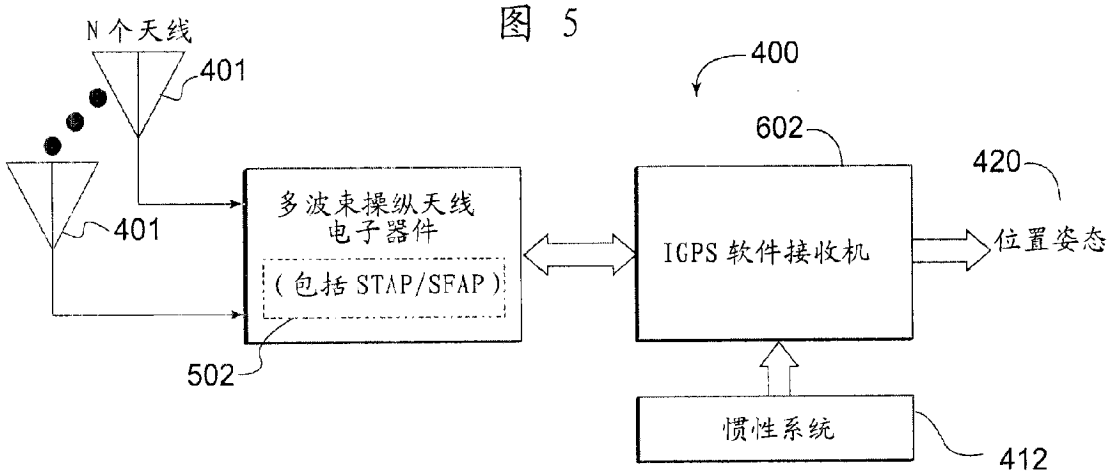
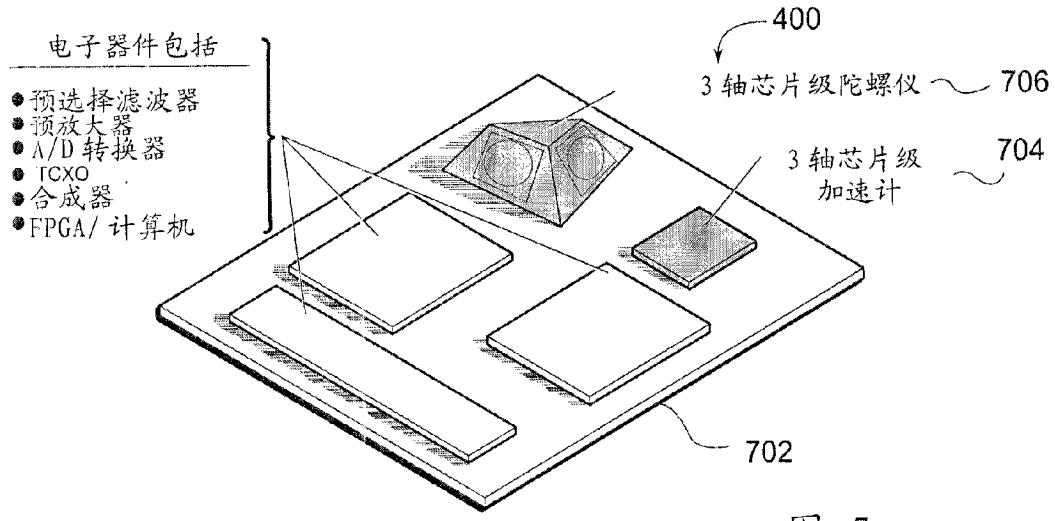


图 6



AJ 接收机电路卡

图 7

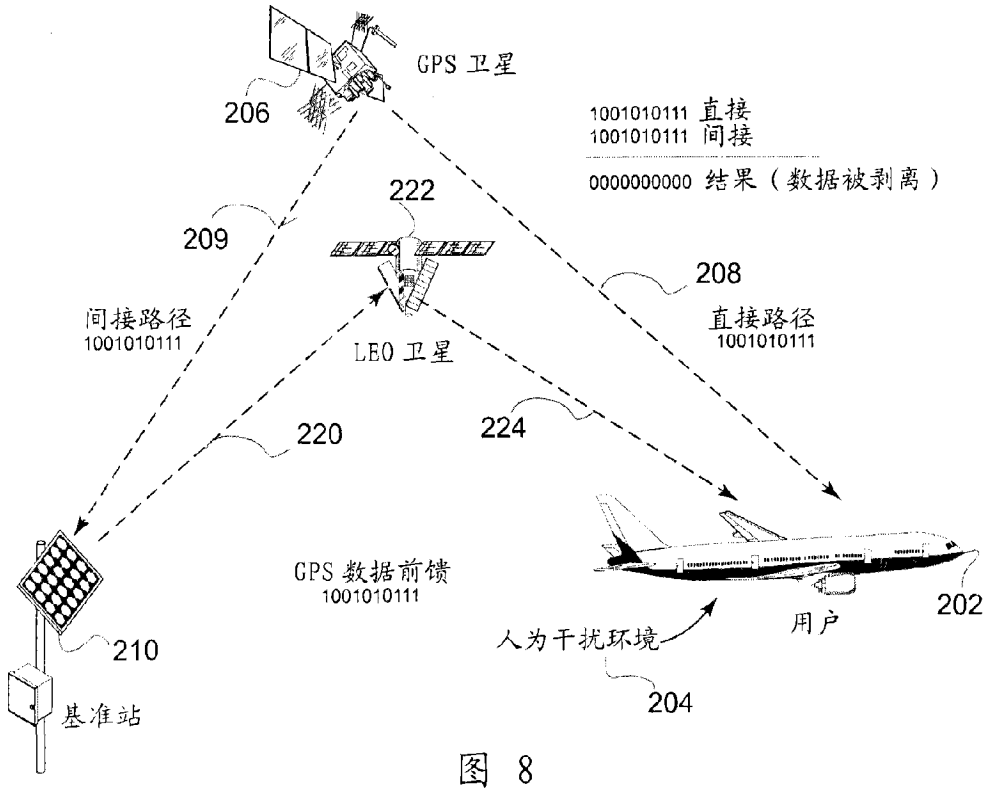

GPS 卫星
206
1001010111 直接
1001010111 间接
0000000000 结果（数据被剥离）
222
209
208
间接路径
1001010111
LEO 卫星
直接路径
1001010111
220
224
GPS 数据前馈
1001010111
210
基准站
人为干扰环境
204
用户
202

图 8

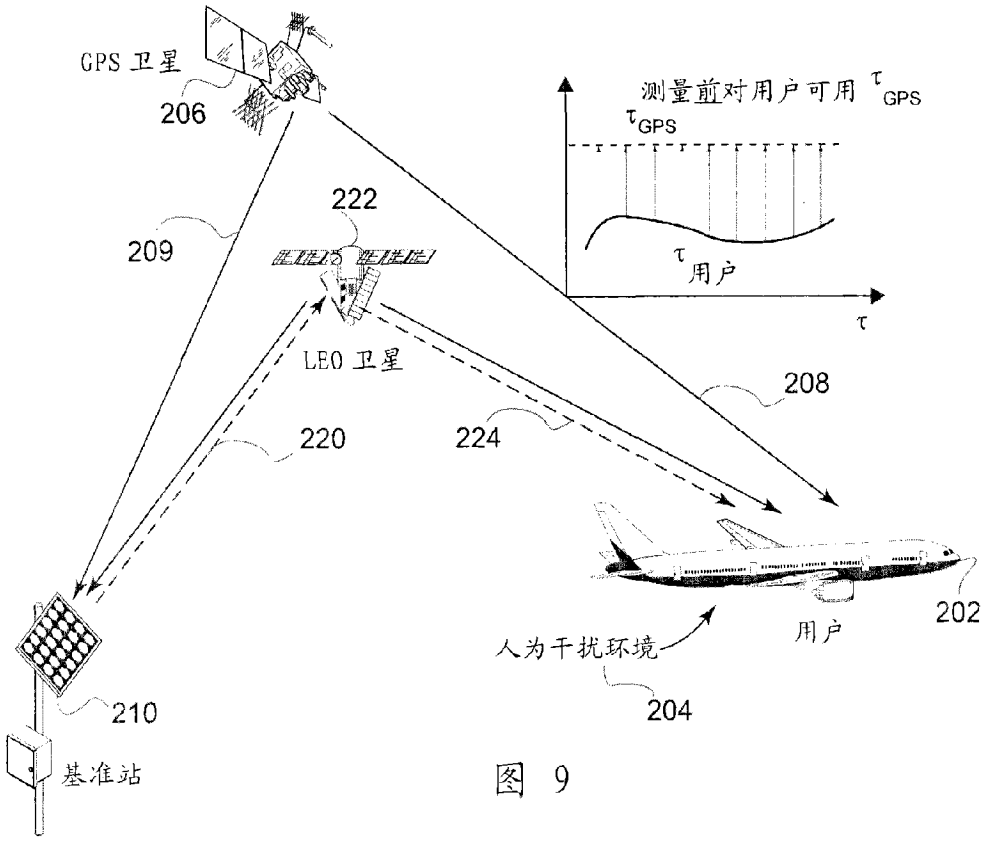

GPS 卫星
206
测量前对用户可用 τGPS
τGPS
τ用户
τ
222
209
LEO 卫星
208
220
224
210
基准站
人为干扰环境
204
用户
202

图 9

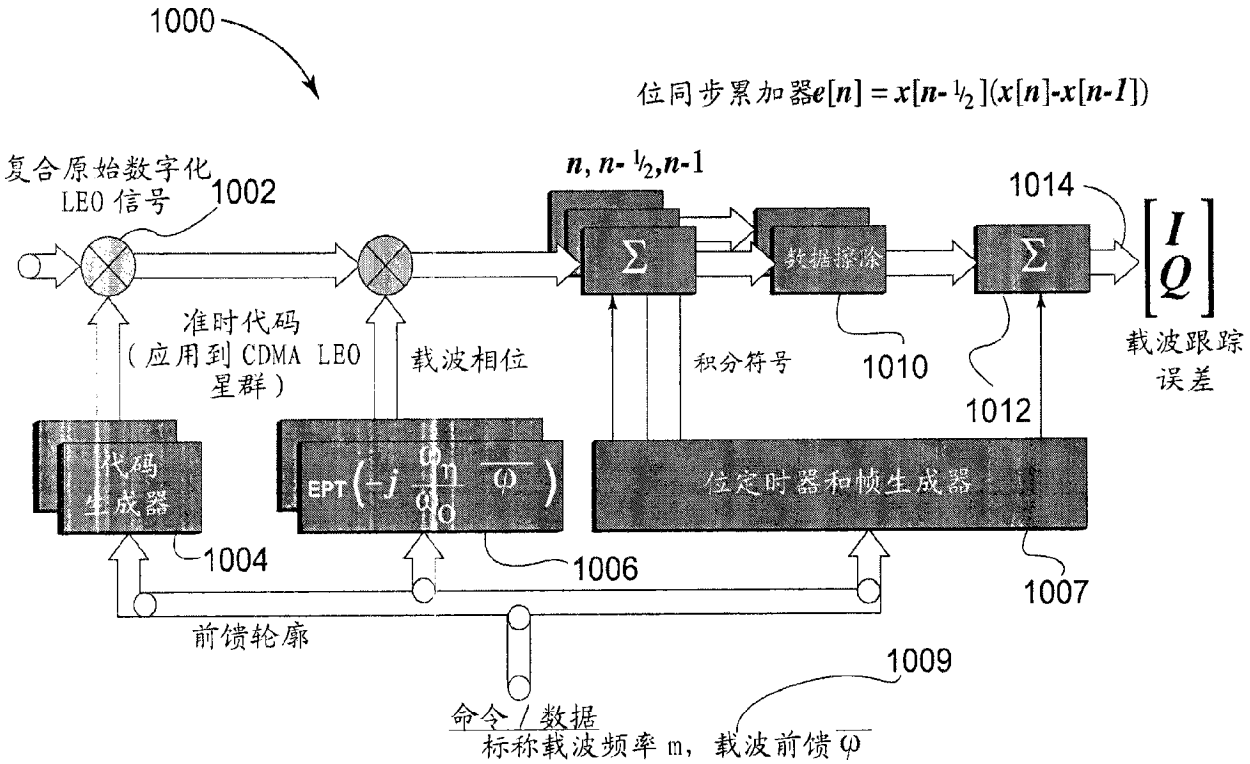

1000
位同步累加器$e[n]=x[n-\frac{1}{2}](x[n]-x[n-1])$
复合原始数字化 LEO 信号
1002
$n, n-\frac{1}{2}, n-1$
1014
Σ
数据擦除
Σ
$\begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix}$
载波跟踪误差
准时代码（应用到 CDMA LEO 星群）
载波相位
积分符号
1010
1012
代码生成器
EPT
位定时器和帧生成器
1004
1006
1007
前馈轮廓
1009
命令 / 数据
标称载波频率 m，载波前馈 $\overline{\omega}$

图 10

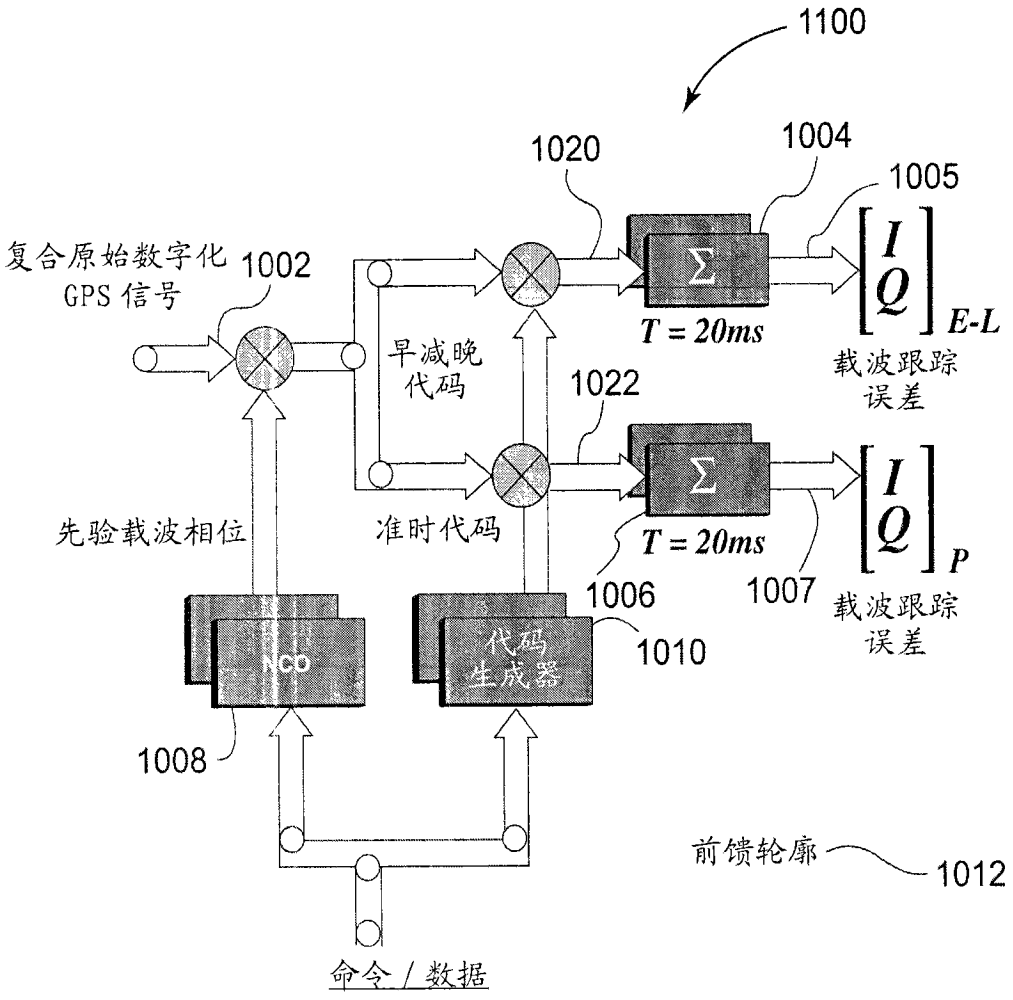

1100
1020
1004
1005
复合原始数字化
GPS 信号
1002
早减晚
代码
T = 20ms
载波跟踪
误差
E-L
1022
先验载波相位
准时代码
T = 20ms
1006
1007
载波跟踪
误差
P
NCO
代码
生成器
1010
1008
前馈轮廓
1012
命令 / 数据

图 11

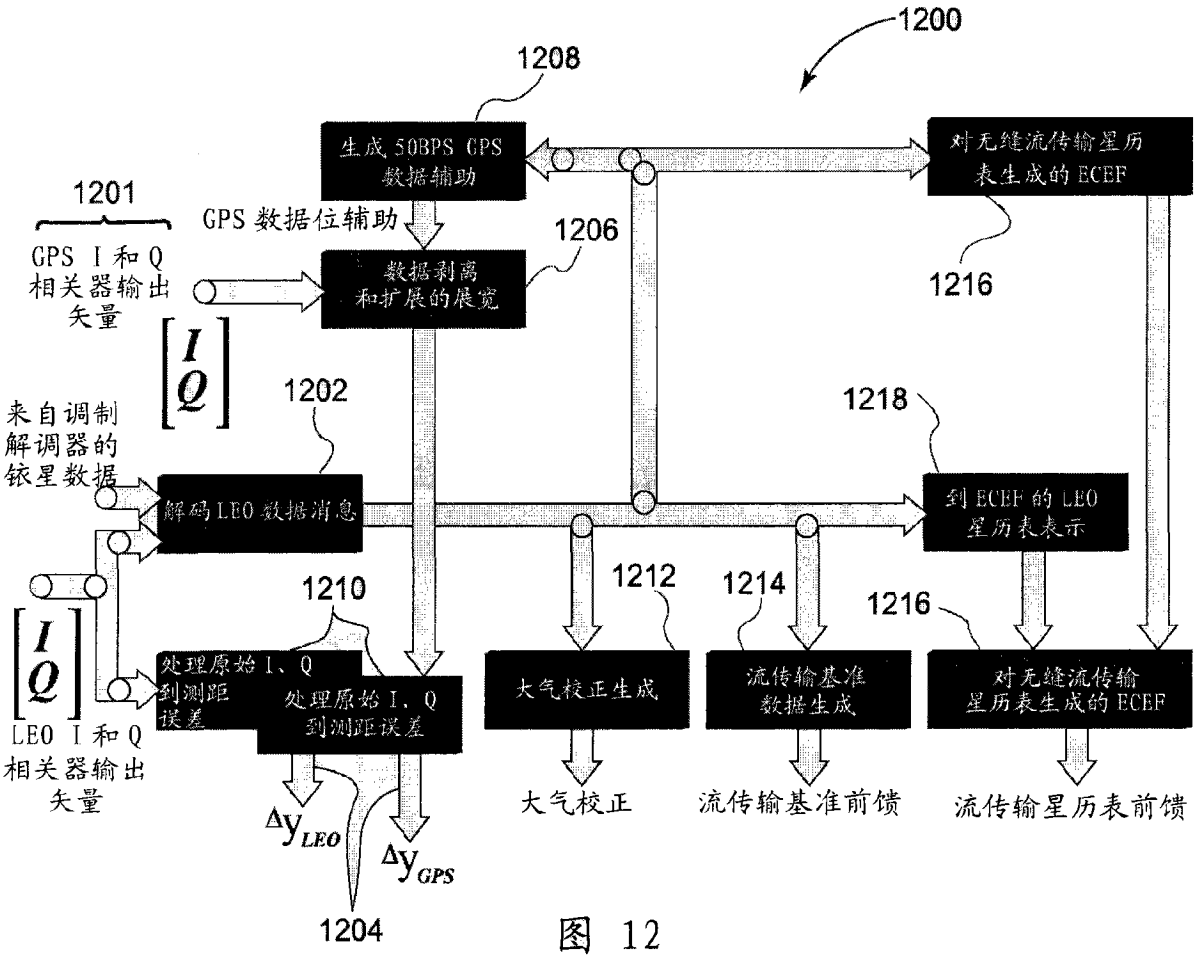

1200
1208
生成 50BPS GPS 数据辅助
对无缝流传输星历表生成的 ECEF
1201
GPS I 和 Q 相关器输出矢量
GPS 数据位辅助
1206
数据剥离和扩展的展宽
1216
来自调制解调器的铱星数据
1202
1218
解码 LEO 数据消息
到 ECEF 的 LEO 星历表表示
1210
1212
1214
1216
处理原始 I、Q 到测距误差
处理原始 I、Q 到测距误差
大气校正生成
流传输基准数据生成
对无缝流传输星历表生成的 ECEF
LEO I 和 Q 相关器输出矢量
大气校正
流传输基准前馈
流传输星历表前馈
1204

图 12

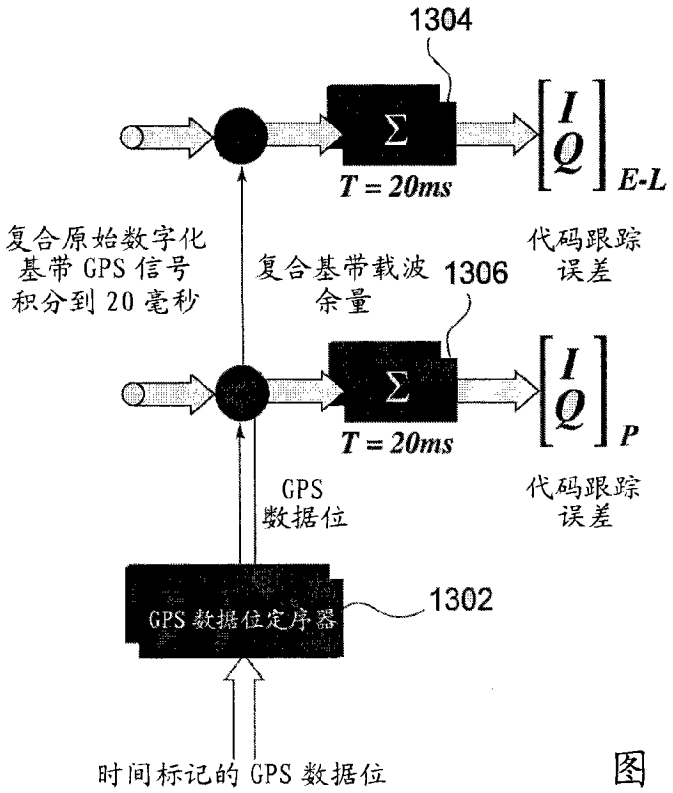

1304
T = 20ms
E-L
复合原始数字化基带 GPS 信号积分到 20 毫秒
复合基带载波余量
1306
代码跟踪误差
T = 20ms
P
GPS 数据位
代码跟踪误差
GPS 数据位定序器
1302
时间标记的 GPS 数据位

图 13

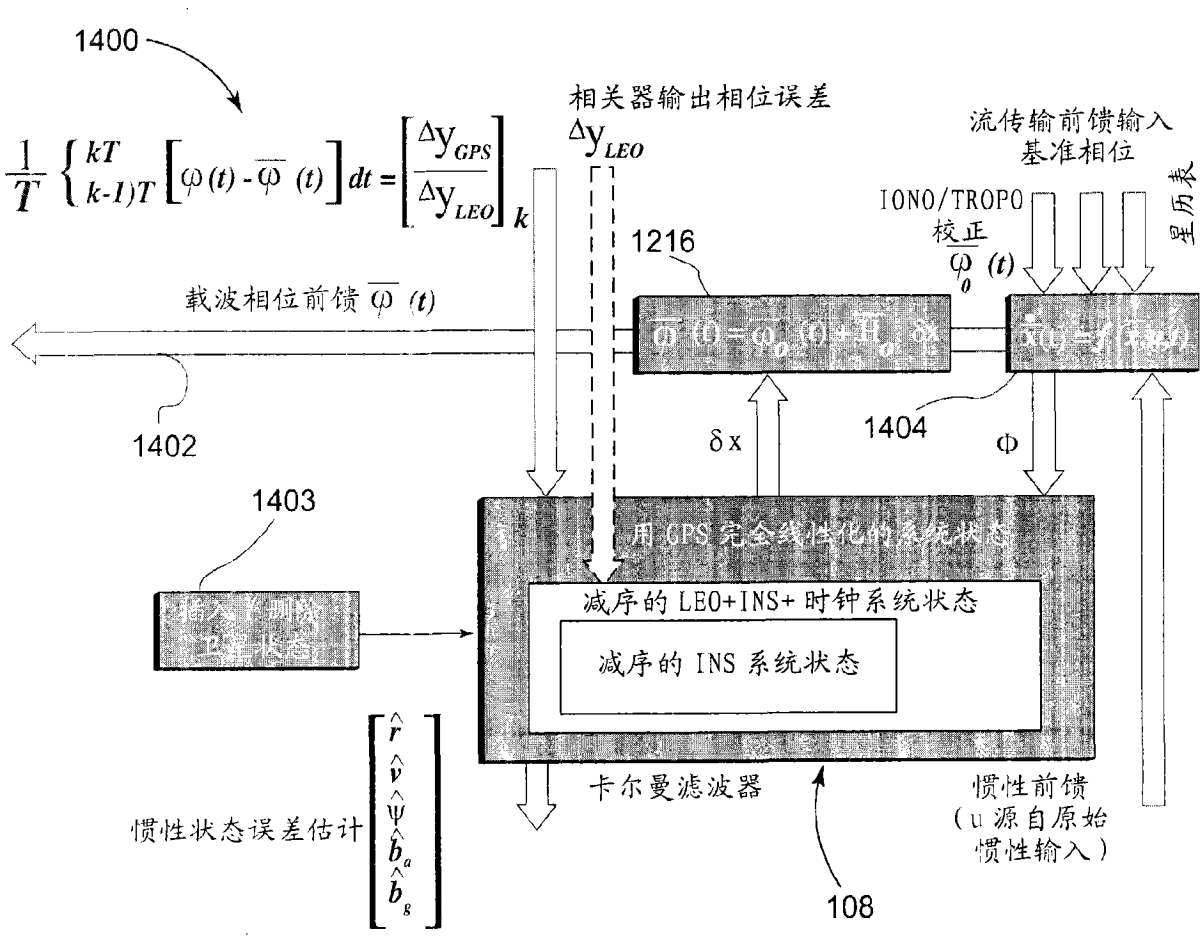

1400
相关器输出相位误差
流传输前馈输入
基准相位
IONO/TROPO
校正
星历表
1216
载波相位前馈
1402
1404
δx
Φ
1403
减序的 LEO+INS+ 时钟系统状态
减序的 INS 系统状态
卡尔曼滤波器
惯性前馈
(u 源自原始
惯性输入)
惯性状态误差估计
108

图 14

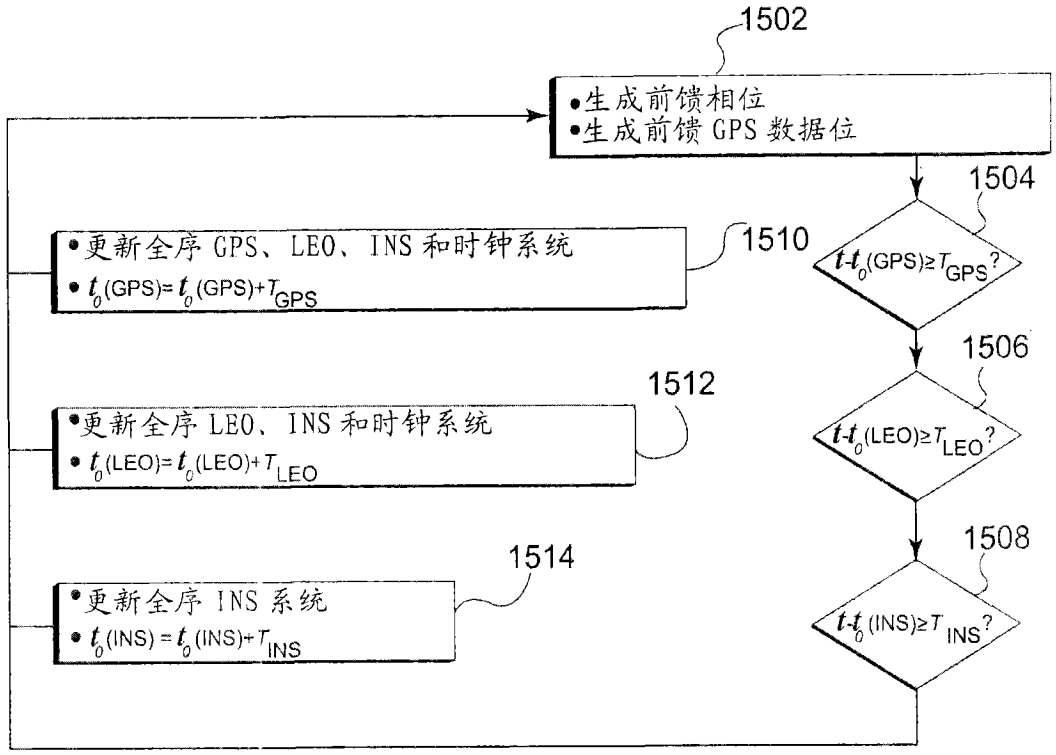

1502
•生成前馈相位
•生成前馈 GPS 数据位
1504
$t-t_0(GPS)\geq T_{GPS}$?
1506
$t-t_0(LEO)\geq T_{LEO}$?
1508
$t-t_0(INS)\geq T_{INS}$?
1510
•更新全序 GPS、LEO、INS 和时钟系统
• $t_0(GPS)=t_0(GPS)+T_{GPS}$
1512
•更新全序 LEO、INS 和时钟系统
• $t_0(LEO)=t_0(LEO)+T_{LEO}$
1514
•更新全序 INS 系统
• $t_0(INS)=t_0(INS)+T_{INS}$

图 15

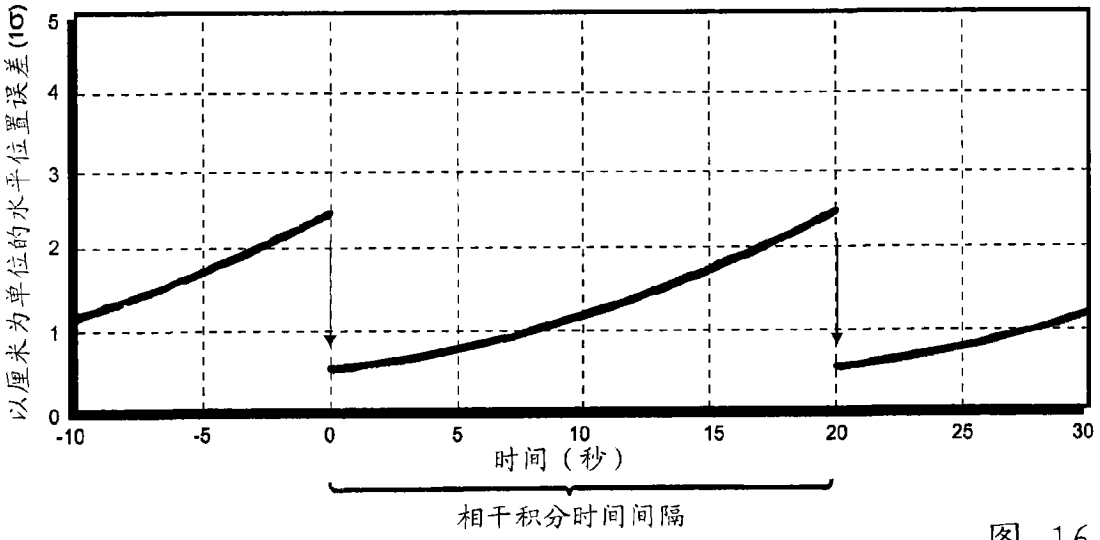

以厘米为单位的水平位置误差(1σ)
5
4
3
2
1
0
-10
-5
0
5
10
15
20
25
30
时间（秒）
相干积分时间间隔

图 16

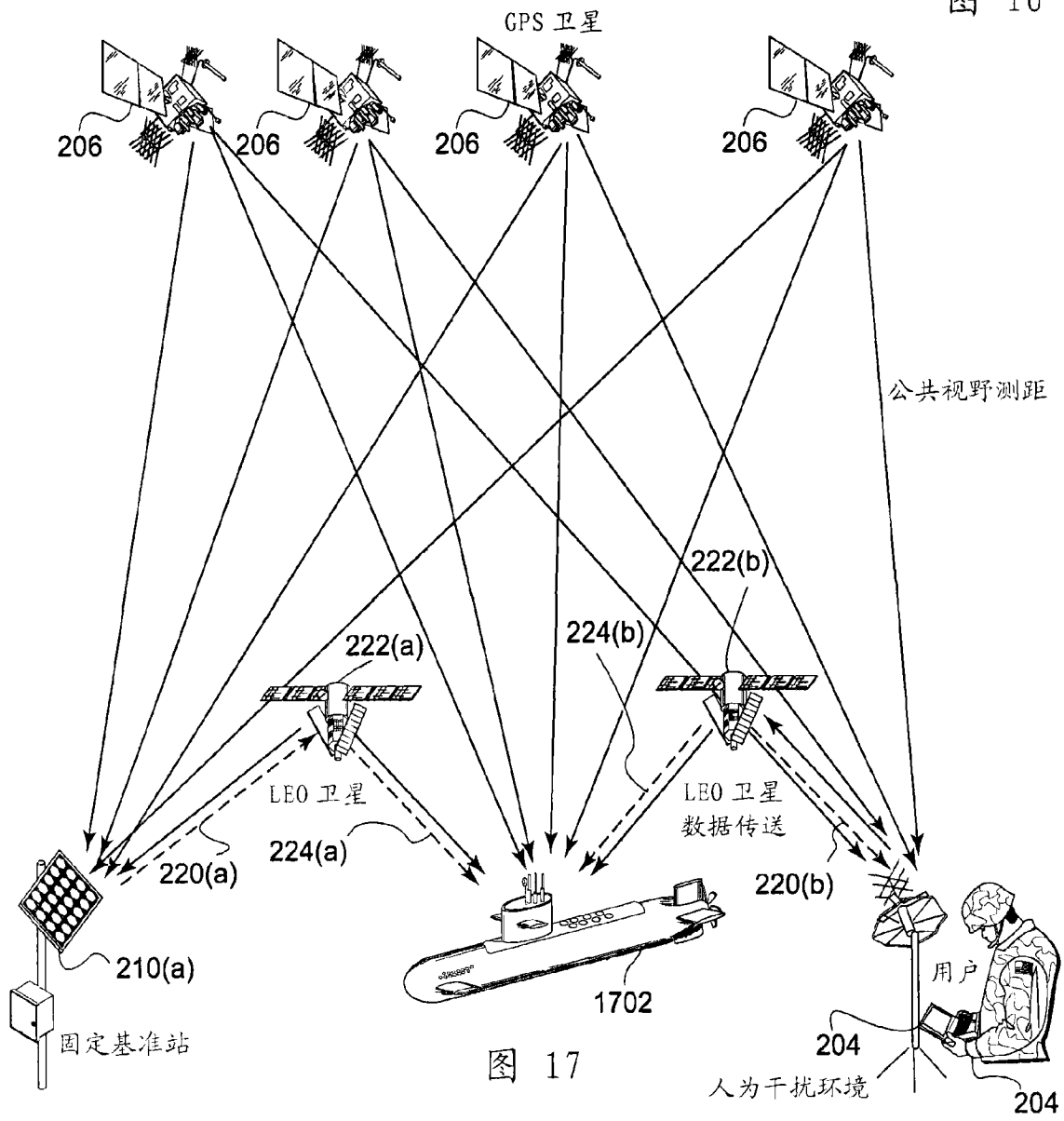

GPS 卫星
206
206
206
206
公共视野测距
222(b)
224(b)
222(a)
LEO 卫星
224(a)
LEO 卫星
数据传送
220(a)
220(b)
210(a)
固定基准站
1702
用户
204
人为干扰环境
204

图 17

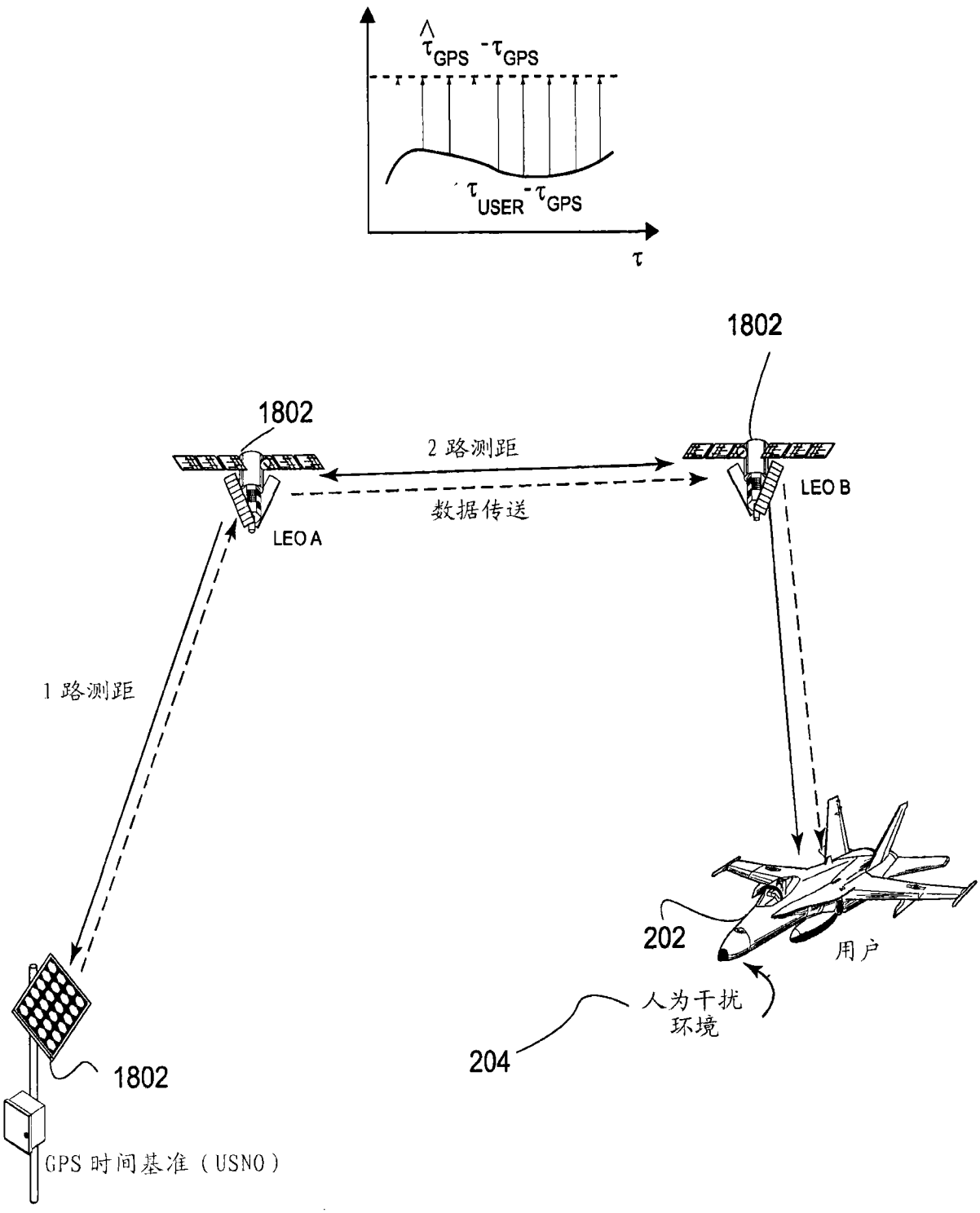

$\hat{\tau}_{GPS} - \tau_{GPS}$
$\tau_{USER} - \tau_{GPS}$
τ
1802
1802
2 路测距
数据传送
LEO A
LEO B
1 路测距
202
用户
人为干扰
环境
204
1802
GPS 时间基准（USNO）

图 18