



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103383464 A

(43) 申请公布日 2013. 11. 06

(21) 申请号 201310186498. 0

(22) 申请日 2013. 05. 17

(71) 申请人 南京邮电大学

地址 210003 江苏省南京市鼓楼区新模范马路 66 号

(72) 发明人 刘南杰 蔡耿雄 赵海涛 李大鹏 黄波

(74) 专利代理机构 南京知识律师事务所 32207 代理人 汪旭东

(51) Int. Cl.

G01S 19/47(2010. 01)

G01S 19/29(2010. 01)

G01S 19/30(2010. 01)

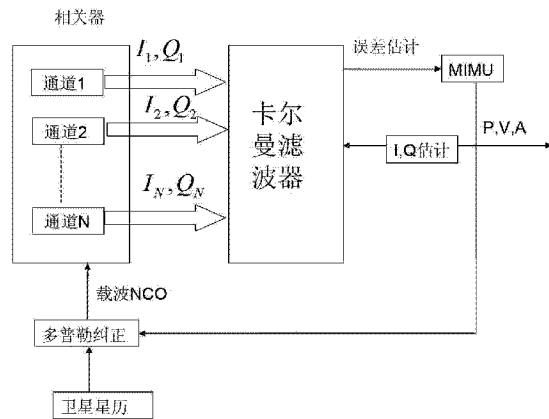
权利要求书3页 说明书16页 附图7页

(54) 发明名称

一种车辆定位系统中改善定位精度方法

(57) 摘要

本发明公开了一种车辆定位系统中改善定位精度方法,可以解决 GPS 中断信号下保持定位以及信号恢复后的快速重捕获,同时非中断下加强弱信号捕捉和提高估计精度,以提高系统的整体性能。本发明的车辆定位系统中改善定位精度方法,是通过矢量跟踪方法 VDCPF 降低了跟踪门限,具有更高的估计精度,而且在 GPS 弱信号下,有比标量跟踪更好的性能,但是矢量跟踪环的 NCO 是受 GPS/MIMU 超紧耦合系统的导航解算精度影响,因此当 GPS 信号中断下,由于标量跟踪的 DPLL 则不受系统导航解算精度影响,在短暂中断情况下,通过短暂 MIMU 高精度辅助依然可以保持环路跟踪,通过本发明的方法可以实现定位的无盲区。



1. 一种车辆定位系统中改善定位精度方法,其特征在于,包括:

(1) 消除车辆动态应力误差;

热噪声误差与带宽成正比,而动态应力误差与带宽成反比;为了获得较高精确度,降低噪声误差的影响,需要保持较低的带宽;另一方面,在车辆动态环境下,在车辆经历加速、抖动加速度变化时,要保证较小的动态应力误差需要保持较高的带宽;带宽的优化需考虑热噪声和动态应力两个因素;其热噪声为:

$$\sigma_{thermal} = \frac{360}{2\pi} \sqrt{\frac{B_n}{c/n_0} \left(1 + \frac{1}{2Tc/n_0}\right)} \quad (2.1)$$

式中, B_n 是环路带宽,单位是 Hz, c/n_0 是载噪比, T 是预测积分周期(1ms);从式(2.1)中可以看到热噪声与环路带宽成正比,同时与 T 和载噪比成反比,因此在高载噪比下和高的积分周期可减少热噪声的影响;

动态应力误差为:

$$\sigma_{dynamic} = 0.2809 \frac{dR^2/dt^2}{B_n^2} \quad (2.2)$$

式中 dR^2/dt^2 是最大视线方向的加速度动态(m/s^2),动态应力误差与环路带宽成反比,因此较高带宽会有低的动态应力误差;根据式(2.1)推出 $3\sigma_{PLL}$ 误差是有热噪声和动态应力误差共同组成:

$$3\sigma_{PLL} = 3\sigma_{thermal} + \sigma_{dynamic} < 45deg \quad (2.3)$$

从式中发现误差总和不能超过 45° 相位,这个最大相位是环路锁定的门限值;同时,从式(2.1)和(2.2)中可以看出,由于带宽的选择,热噪声和动态性能上也是存在冲突;

在车辆加速、抖动情况造成的动态应力误差,必须要增加环路带宽才能抑制误差;

(2) 解决 GPS 中断定位;

在超紧耦合系统接收机中,中断后短暂高精度的 MIMU 利用卫星星历和位置速度数据,计算出 GPS 接收机相对于卫星的多普勒频移和伪距,控制载波和码 NCO,在 120sGPS 信号恢复后,很容易继续保持跟踪。

2. 根据权利要求 1 所述的一种车辆定位系统中改善定位精度方法,其特征在于,包括:

(1) 载波跟踪环 CPFLL;

通过对 CaPLL 进行改进,设计出一种结合了 CaPLL 与 VFLL 的复合式级联锁相环,将在级联锁相环 CaPLL 上增加一个 FLL 鉴频器,其码跟踪环采用的是 VDLL,载波跟踪环采用改进的 CPFLL;

f_{dm} 是多普勒测量输出值,该 CPFLL 的复位条件如下:

1) 在 GPS 强信号环境下,在每次从导航滤波器测量更新之后,当 $PLI < T = 0.9$ 时复位;

2) 在 GPS 弱信号环境下,当 $PLI < T = 0.3$ 且 $|f_{dm} - f_{da}| > T_{fd}$ ($T_{fd} = 1-2Hz$) 时复位;

在 GPS 强信号下,取 $PLI < T = 0.9$ 是为了能和 VFLL 一样,获得最佳的多普勒测量值,因为当 PLI 小于 0.9 时,相位跟踪困难,如果没有采取相应的处理方案,跟踪环路就会自适应调整相位误差为零,但是因此也会产生额外的多普勒测量值,将影响到伪距率,也会增加多普勒测量误差;当多普勒测量值用于导航解算,必将导致导航性能下降;为了避免这种情况,在 CPFLL 中环路滤波器的复位方案是将 f_{LF} 置为零,如此, NCO 的输入与 f_{LF} 无关,仅仅受辅

助多普勒量的影响,鉴频器的输出就是辅助多普勒值中的误差量;鉴频器的输出量可以被前置滤波器过滤掉,同时增加到辅助多普勒值上,这是为了产生一种与伪距率相关的多普勒测量值;

CPPLL 环路滤波器并不总会被复位,仅仅当满足上述环路滤波器复位条件才会被执行;多普勒测量值 f_{dm} 是从 CaPLL 和鉴频器中得出,具体取自 CaPLL 还是鉴频器中的值是由开关决定,若多普勒输出值来自鉴频器,则计算式为:

$$f_{dm}(k+1) = f_{da}((k+1)N-1) + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (f_D(kN+i) + (\hat{f}_d(kN+i-1) - f_{da}(kN+i-1))) \quad (2.4)$$

式中, $f_D(kN+i) + (\hat{f}_d(kN+i-1) - f_{da}(kN+i-1))$ 是多普勒辅助误差值;若环路滤波器多普勒输出量为 f_{LF} ,其表达式为:

$$f_{LF} = f_{LF,DAE} + f_{LF,Con} \quad (2.5)$$

式中 $f_{LF,DAE}$ 是 f_{LF} 的多普勒辅助误差的补偿部分, $f_{LF,Con}$ 是用来调整相位的额外多普勒值,在这里把多普勒噪声部分忽略;为了简化计算,去掉变量表达式中的离散时间;得出 CaPLL 的多普勒频移测量值为:

$$\hat{f} = f_{da} + f_{LF} = f_{da} + f_{LF,DAE} + f_{LF,Con} \quad (2.6)$$

其中,减去多普勒辅助值 f_{da} ,从(2.6)式可以得出

$$\hat{f} - f_{da} = f_{LF} = f_{LF,DAE} + f_{LF,Con} \quad (2.7)$$

鉴频器输出值为多普勒误差值,输入的多普勒值减去输出值,则鉴频器输出值为:

$$f_D = -f_{LF,Con} \quad (2.8)$$

由于准确的多普勒值为 $f_{da} + f_{LF,DAE}$,CaPLL 的多普勒输出值是 $f_{da} + f_{LF,DAE} + f_{LF,Con}$,因此多普勒误差值为 $-f_{LF,Con}$;结合式(2.7)和式(2.8)代入式 $f_D + (\hat{f}_d - f_{da})$ 得出:

$$f_D + (\hat{f}_d - f_{da}) = f_{LF,DAE} \quad (2.9)$$

式中的左边是计算多普勒辅助误差值,从式(2.4)和式(2.6)以及式(2.9)可以看出,通过式(2.4)多普勒测量计算值等于多普勒辅助值加上多普勒辅助误差值,而 CaPLL 的多普勒测量值等于多普勒辅助值加上误差值以及用于调控的额外多普勒值;如果用于调控的额外多普勒值非常大,在瞬间的弱信号状态下,若相位环处于失锁状态,那么 CaPLL 的多普勒测量值会比式(2.4)的误差更大,因此,通过式(2.4)计算式得出的多普勒测量值可以改善这种误差值;如果环路因信号失锁,环路的输入在弱信号下可能有大量噪声,鉴别器的输出也将融入大量噪声,而过滤鉴别器输出的目的就是滤除这些噪声,恢复跟踪性能;

相反,若是相位环锁定的话,用于调控的额外多普勒值就接近于零;因此,CaPLL 的多普勒测量值和等式(2.4)计算的值相等,但是当噪声带宽较窄的话,式(2.4)中 CaPLL 的多普勒测量值会有少量的热噪声;正因如此,相位环一旦锁定,多普勒测量都是取自 CaPLL;

为了保持鉴频器的多普勒测量的优势,多普勒测量输出将根据相应条件来切换选择,当 $PLI \geq T=0.9$, f_{dm} 切换到 CaPLL,否则 f_{dm} 切换到鉴频器;

(2) 码跟踪环 VFLL

在 GPS/MIMU 超紧耦合 VDCaP 方法中,码跟踪环采用的是 VDLL, z^{-1} 表示 z 变换的单位延迟;在 VDLL 中,每个信道的 NCO 仅仅受码跟踪环相位和多普勒值所影响,这两个值是从超紧耦合系统中计算得来,而不是鉴别器的输出;用来控制码环 NCO 的相位和多普勒值可通过方程组(2.10)计算出来:

$$\begin{cases} \rho_i = [(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2 + (z-z_i)^2]^{1/2} + c\delta t_p - c\delta t_s + c\Delta t_{ion}^i + c\Delta t_{tro}^i + c\Delta t_{mp}^i \\ f_d = -f_T \frac{(V-v_u) \cdot k}{c} - f_T t_p + \varepsilon_d \end{cases} \quad (2.10)$$

式中, V 是卫星速度矢量, v_u 是用户速度矢量, k 是用户到卫星的可视距单位矢量, f_T 是信号传输频率,对于 L_1 信号, $f_T=1575.42\text{MHz}$, t_p 是接收机时钟偏差, ε_d 是噪声误差,下标为 ion、tro、mp 项分别是电离层、对流层、多径效应误差;在方程中,噪声可被忽略,由方程可以计算出载波多普勒频移,除以 1540 计算得出码环多普勒频移;

在码环 NCO 中,将得到的码相位用于控制 NCO 的输出,计算出的码多普勒频移量用来反馈给 NCO;则码跟踪环的输出是:

$$\hat{\rho}_m = c\tau = \rho_{NCO} + \rho_d \quad (2.11)$$

式中, ρ_m 是码跟踪环的伪距测量值, ρ_{NCO} 是 NCO 的伪距输出量, ρ_d 是鉴别器的伪距误差输出量; $\rho = c \cdot \tau$, 其中 τ 是相关码相位, c 是光速;在实际中,通常可以认为 $\rho_{NCO} \approx \rho_E$, ρ_E 是计算出来的伪距;

(3) GPS 弱信号跟踪能力

根据遮蔽物较多而造成弱信号环境下,分别统计出矢量跟踪与标量跟踪的失锁门限,当标量跟踪接收信号的载噪比低于 23dB-Hz 时,跟踪环路容易失锁,而矢量跟踪要低 0.5dB-Hz,在失锁概率为 0.1 时刻的载噪比矢量跟踪要比标量跟踪低 0.5dB-Hz。

3. 一种车辆定位系统中改善定位精度方法,其特征在于,包括:

矢量跟踪环 VDCPF 降低了跟踪门限,具有更高的估计精度,而且在 GPS 弱信号下,有比标量跟踪更好的性能;如果 GPS 信号中断,导航解算精度无法保证信号锁定的话,环路滤波器复位和 CPPLL 的多普勒辅助就会中止,矢量跟踪环就不能发挥作用,而基于标量跟踪的 DPLL 则不受系统导航解算精度影响,在短暂中断情况下,通过短暂 MIMU 高精度辅助依然可以保持环路跟踪。

一种车辆定位系统中改善定位精度方法

技术领域

[0001] 本发明涉及车辆定位技术领域,特别涉及一种车辆定位系统中改善定位精度方法。

背景技术

[0002] 随着科技的发展和水平的提高,人们对车辆的需求也不断增加,现如今,智能交通系统 (ITS, Intelligent Transportation Systems) 的出现,提高了交通的安全性、机动性,解决了交通隐患,实现了出行便捷。车辆定位技术作为车联网的核心技术,它可以提供精确的位置信息,实现车辆路径正确诱导以及基于位置的综合信息服务,提高道路通行能力,确保交通运输的快速、准时、便捷和舒适。因此,对车辆定位的研究具有极其重要的意义,它是解决道路拥挤、交通事故等问题的关键。

[0003] 目前车辆定位技术方案有很多种,惯性导航系统 (INS, Inertial Navigation System) 属于一种独立自主推算的导航方式,是以加速度计和陀螺仪为敏感器件的导航参数解算系统,该系统以陀螺仪的输出建立导航坐标系,根据加速度计的输出解算出载体在导航中的速度和位置,即从一已知点的位置根据连续测得的运载体航向角和速度推算出下一点的位置。具有不依赖外界信息,提供较高精度并用于解算的导航参数,有抗干扰、隐蔽性等优点,适用于车辆定位系统。但是该系统也有其自身的局限性,系统精度会随着时间累积而递增,其误差主要是因为初始化精度、惯性传感器误差以及车辆动态造成的。所以单独的 INS 不适用于长期车辆导航。

[0004] 全球定位系统 (GPS, Global Positioning System) 定位方法分伪距测量法和差分定位法。伪距测量法^[3]采用测量学中的测距交汇确定点位的方法,需要至少四颗以上的卫星,通过四个伪距方程计算出位置 (x, y, z) 和时钟差 Δt ; 差分定位法^[4]是根据两台以上接收机的观测数据来确定估测点之间的相对位置方法,可以采用伪距观测量,也可以采用相位观测量,即分实时伪距差分 (RTD) 和实时相位差分 (RTK)。GPS 有全球全天候定位、定位精度高、提供较高的定位和测速精度的优点。但是在载体动态环境下,接收机不易捕获到载波信号,以及在高层建筑较多或者遮蔽物较多的弱信号地带,容易导致 GPS 信号暂时丢失,因此, GPS 容易受到这些恶劣环境的影响,增大导航定位的模糊性。

[0005] 松耦合是较为简单的一种组合方式。在松耦合系统中, INS 和 GPS 都是独立完成各自的导航工作,这两个系统都有各自独立的卡尔曼滤波器,只是将 GPS 接收机和 INS 的输出作为传感器系统组合滤波器的输入,由融合 INS 与 GPS 两者数据并输出最优的位置、速度信息。

[0006] 松耦合方式比较简单,实现较为容易。与单独 GPS 定位相比,松耦合定位有更高的带宽和更好的噪声特性,并具有较好的鲁棒性,一旦 GPS 定位中断,导航定位可以通过 IMU 继续定位。然而在这种耦合定位工作中,由于系统融合方法得出最优的位置和速度信息,使惯性导航位置和速度估值重新初始化,一旦车辆 GPS 定位信号弱或者中断,整体性能将会因系统无法对 IMU 进行校正,而使定位精度将随着时间累积而急剧下降,可靠性和抗干扰

能力较差。

[0007] 紧耦合方式比松耦合复杂,系统通过数据融合方法,将输出信息反馈给 INS,用以校正伪距、载波相位和多普勒等数据,这些数据都是 GPS 定位需要的原始数据信息。紧耦合不仅包含了松耦合系统的优点,同时因为采用的观测量是伪距和多普勒等信息,所以与松耦合中位置和速度并不相关,允许更为可靠的 INS 初始化,即使当 GPS 卫星数量低于 4 颗时,定位中断,也可以通过短暂的 INS 高精度定位信息提供辅助,实现较为可靠的定位,这种组合定位通常更适合在遮蔽物较多的城区,此外,GPS/INS 紧耦合将两种不同传感器的冗余信息用在 GPS 的可靠性测量统计,达到 GPS 故障检测与排除的目的。因此,GPS/INS 紧耦合有较高的导航精度,更适用于测量姿态及载波相位定位。

[0008] GPS/INS 紧耦合在中断信号下能体现其良好的性能,但是估计精度不高,跟踪门限偏高,在 GPS 弱信号下发挥不出性能优势。而本发明能很好地解决上面的问题。

发明内容

[0009] 本发明目的是基于 GPS 与 INS 的基础上,利用超紧耦合定位技术,提出了一种车辆定位系统中改善定位精度方法,可以解决 GPS 中断信号下保持定位以及信号恢复后的快速重捕获,同时非中断下加强弱信号捕捉和提高估计精度,以提高系统的整体性能。

[0010] 本发明解决其技术问题所采用的技术方案是:本发明提出了一种车辆定位系统中改善定位精度方法,是通过矢量跟踪方法 VDCPF 降低了跟踪门限,具有更高的估计精度,而且在 GPS 弱信号下,有比标量跟踪更好的性能,但是矢量跟踪环的 NCO 是受 GPS/MIMU 超紧耦合系统的导航解算精度影响,因此当 GPS 信号中断下,由于标量跟踪的 DPLL 则不受系统导航解算精度影响,在短暂中断情况下,通过短暂 MIMU 高精度辅助依然可以保持环路跟踪,通过本发明的方法可以实现定位的无盲区。

[0011] 本发明使用如下概念和计算公式:

[0012] 一、GPS/MIMU 超紧耦合标量跟踪方法

[0013] 传统的标量跟踪对各通道来说,接收机的速度与加速度等状态信息是共同的,因此它不容易受接收机导航解算精度的影响。

[0014] GPS 接收机的跟踪环主要是跟踪伪随机码和载波频率,即码跟踪和载波跟踪,以便提取出 50Hz 的导航数据,用于位置计算,通常来说,跟踪环是由 CPLL 和 DLL 组成,因此该标量跟踪方法也称延迟/相位锁定环(DPLL, Delay/Phase lock loop),在正常 GPS 强信号下和车辆动态环境下,该方法提供较好的跟踪性能,适合在本发明这种车辆定位系统应用中的动态环境,并在开阔地带也有较强定位性能,同时在遮蔽物较多地带出现信号中断可以通过 MIMU 辅助重捕获。

[0015] (1) 消除车辆动态应力误差

[0016] 分析载波跟踪环的性能,主要是基于热噪声误差与动态应力误差的研究。如前文所述,热噪声误差与带宽成正比,而动态应力误差与带宽成反比。因此为了获得较高精确度,降低噪声误差的影响,需要保持较低的带宽;另一方面,在车辆动态环境下,在车辆经历加速、抖动加速度变化时,要保证较小的动态应力误差需要保持较高的带宽。在传统 GPS 接收机中带宽选择在 10-20Hz 之间,才能保证较小的动态应力误差。因此,带宽的优化需考虑热噪声和动态应力两个因素。其热噪声为:

$$[0017] \quad \sigma_{thermal} = \frac{360}{2\pi} \sqrt{\frac{B_n}{c/n_0} \left(1 + \frac{1}{2Tc/n_0}\right)} \quad (2.1)$$

[0018] 式中, B_n 是环路带宽, 单位是 Hz, c/n_0 是载噪比, T 是预测积分周期(1ms)。从式(2.1)中可以看到热噪声与环路带宽成正比, 同时与 T 和载噪比成反比, 因此在高载噪比下和高的积分周期可减少热噪声的影响。

[0019] 动态应力误差为:

$$[0020] \quad \sigma_{dynamic} = 0.2809 \frac{dR^2/dt^2}{B_n^2} \quad (2.2)$$

[0021] 式中 dR^2/dt^2 是最大视线方向的加速度动态(m/s^2), 动态应力误差与环路带宽成反比, 因此较高带宽会有低的动态应力误差。根据式(2.1)推出 $3\sigma_{PLL}$ 误差是有热噪声和动态应力误差共同组成:

[0022]

$$3\sigma_{PLL} = \sigma_{thermal} + \sigma_{dynamic} < \sigma_{max} \quad (2.3)$$

[0023] 从式中发现误差总和不能超过 45° 相位, 这个最大相位是环路锁定的门限值。同时, 从式(2.1)和(2.2)中可以看出, 由于带宽的选择, 热噪声和动态性能上也是存在冲突的。

[0024] 在车辆加速、抖动等情况造成的动态应力误差, 必须要增加环路带宽才能抑制误差, 例如, 在 $0.1g$ 加速度下载波跟踪环带宽至少要保持 $6Hz$, 而在加速度 $1g$ 的加速度下带宽必须要超过 $15Hz$ 才能保证误差, 一旦总误差超过 45 度, 那么跟踪环路就无法保持锁定, 从实验中发现, 在车辆定位环境下, 此类动态应力的对带宽的影响要大于热噪声误差。

[0025] 用 Matlab 软件模拟 GPS 接收机来跟踪 GPS 信号, 接收数据持续 $5s$, 传统跟踪环接收机跟踪环带宽设置在 $13Hz$, 通过图 2 比较超紧耦合标量跟踪的载波跟踪环和传统 GPS 接收机的载波跟踪环性能, 从图中可以发现, 多普勒值变化范围在 1105 到 $1194Hz$ 之间, 偏移量为 $89Hz$, 由于高的多普勒偏移, 载波相位环将失锁, 跟踪环也会随之切换到 FLL 模式。而在超紧耦合标量跟踪方法下, 载波跟踪带宽设置在 $3Hz$, 在 $t=0.7s$ 左右将 MIMU 信息用于载波多普勒纠偏, 如图 2 所示, 多普勒值从高峰值 $1118Hz$ 变化到 $1113Hz$, 频偏仅有 $5Hz$, 因此, MIMU 多普勒数据的辅助, 影响了进入跟踪环的 GPS 信号。

[0026] (2) 解决 GPS 中断定位

[0027] 在超紧耦合系统接收机中, 中断后短暂高精度的 MIMU 利用卫星星历和位置速度数据, 计算出 GPS 接收机相对于卫星的多普勒频移和伪距, 控制载波和码 NCO, 在 $120s$ GPS 信号恢复后, 很容易继续保持跟踪。然而, 在传统单独 GPS 接收机中, 码环鉴相器的误差在中断信号后迅速扩大, 环路失锁将导致 GPS 接收机无法提供伪距信息, 以致无法进行导航。

[0028] 在仿真实验中, GPS 信号中断时间设置在 $80s$ 到 $120s$, 中频信号的 C/N_0 设置为 $46dB-Hz$ 。图 3 是 GPS/MIMU 超紧耦合标量跟踪系统接收机输出的信号载噪比, 图 4 所示的是传统 GPS 接收机输出的信号载噪比, 从两幅图对比容易发现, 在 $120s$ 信号恢复之后, GPS/MIMU 超紧耦合标量跟踪系统接收机会继续保持跟踪, 但是传统 GPS 接收机在 $120s$ 之后甚至更长时间仍然无法保持跟踪, 载噪比值处于 $25-26dB-Hz$ 左右, 由于该通道已经不能再提供导航数据信息, 因此 GPS 接收机要重新进入捕获。

[0029] 传统 GPS 接收机在信号中断以后,因为接收不到 GPS 卫星信号,接收机便失去了导航功能,接收机无法再输出导航信息。但是 GPS/MIMU 超紧耦合标量跟踪系统接收机不同,因为 MIMU 是跟踪环路的辅助部分,接收机仍然能够输出导航信息。利用如上数据实验仿真,中断时间在 80-120s 内,通过 MIMU 来辅助载波和码跟踪环,系统接收机的误差如图 5 所示。从图中可以发现,即使在 GPS 信号发生 40s 时间内的短暂中断,超紧耦合标量跟踪系统接收机的输出依然保持较高的精度。

[0030] 二、GPS/MIMU 超紧耦合矢量跟踪方法

[0031] 标量跟踪方法对各通道来说,接收机的速度与加速度等状态信息是共同的,而矢量跟踪方法是从各个通道的测量数据中直接估计接收机的速度、加速度等状态,比第三章的标量跟踪方法有更低的跟踪门限^[6]。相比标量跟踪,矢量跟踪能够加强弱信号跟踪,在相同的载噪比下有更好的估计精度。

[0032] GPS/MIMU 的超紧耦合矢量跟踪方法有很多种,本发明主要对 VDCaP 矢量跟踪方法^[7]进行研究,其码跟踪采用的是矢量延迟锁定环(VDLL, Vector Delay Lock Loop),载波跟踪采用的是级联锁相环(CaPLL, Cascaded Phase Lock Loop),其实现如图 6 所示。图中我们可以发现码 NCO 和载波 NCO 是通过组合系统的输出反馈,也就是组合卡尔曼滤波器的输出量,伪距预测误差和载波多普勒预测误差来自相应的鉴别器。(1)载波跟踪环 CPFLL

[0033] 矢量跟踪方法 VDCaP 中载波跟踪环的相位误差变大,会造成更大的额外多普勒值,多普勒测量误差也越大,这是 CaPLL 的缺陷,同时在没有多普勒辅助的锁相环中也有相同的缺陷[8]。

[0034] 为了克服 CaPLL 这一缺点,本专利通过对 CaPLL 进行改进,设计出一种结合了 CaPLL 与 VFLL 的复合式级联锁相环,将在级联锁相环 CaPLL 上增加一个 FLL 鉴频器,这种设计方案是为了在锁相环锁定和失锁两种情况下,都能提供更为可靠的多普勒测量,从而提高 GPS/MIMU 超紧耦合系统的性能。这种复合式级联锁相环称为 CPFLL (CaPLL/VFLL)。因此,改进后的 GPS/MIMU 超紧耦合矢量跟踪方法中,其码跟踪环采用的是 VDLL,载波跟踪环采用本章改进的 CPFLL,因此改进后的矢量跟踪方法也称 VDCPF。单通道 CPFLL 设计如图 7 所示。

[0035] 如图 7 所示, f_{dm} 是多普勒测量输出值。该 CPFLL 的复位条件如下:

[0036] 1) 在 GPS 强信号环境下,在每次从导航滤波器测量更新之后,当 $PLI < T = 0.9$ 时复位。

[0037] 2) 在 GPS 弱信号环境下,当 $PLI < T = 0.3$ 且 $|f_{dm} - f_{da}| > T_{fd}$ ($T_{fd} = 1-2\text{Hz}$) 时复位。

[0038] 在 GPS 强信号下,取 $PLI < T = 0.9$ 是为了能和 VFLL 一样,获得最佳的多普勒测量值,因为当 PLI 小于 0.9 时,相位跟踪困难,如果没有采取相应的处理方案,跟踪环路就会自适应调整相位误差为零,但是因此也会产生额外的多普勒测量值,将影响到伪距率,也会增加多普勒测量误差。当多普勒测量值用于导航解算,必将导致导航性能下降。为了避免这种情况,在 CPFLL 中环路滤波器的复位方案是将 f_{LF} 置为零,如此,NCO 的输入与 f_{LF} 无关,仅仅受辅助多普勒量的影响,鉴频器的输出就是辅助多普勒值中的误差量。正如图中所示,鉴频器的输出量可以被前置滤波器过滤掉,同时增加到辅助多普勒值上,这是为了产生一种与伪距率相关的多普勒测量值,因此,辅助多普勒量误差较小。只有辅助多普勒量变得更加精确,才有利于提高对信号的跟踪。

[0039] CPPLL 环路滤波器并不总会被复位, 仅仅当满足上述环路滤波器复位条件才会被执行, 例如, 在每次导航滤波器测量更新之后, 且当 $PLI < 0.9$ 时才会被复位。如果 $PLI < 0.9$, 在每次测量更新时间点, 环路滤波器会被复位, 但是在两次测量更新周期之间, 环路滤波器不会复位, 这是为了保证跟踪环尽可能被锁定, 避免失锁。因此, 在两次测量周期之间, CPPLL 的跟踪环依然只是 CaPLL, 在测量更新周期到时, 载波环为 VFLL。当载波环是 VFLL 时, 鉴频器的输出量就是辅助多普勒测量误差值; 但是在两次测量周期内, 获得多普勒辅助误差测量值需要通过下面分析计算得出。

[0040] 从图 7 中可以发现多普勒测量值 f_{dm} 是从 CaPLL 和鉴频器中得出, 具体取自 CaPLL 还是鉴频器中的值是由开关决定, 若多普勒输出值来自鉴频器, 则计算式为:

[0041]

$$f_{dm}(k+1) = f_{da}((k+1)N-1) + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (f_D(kN+i) + (\hat{f}_d(kN+i-1) - f_{da}(kN+i-1))) \quad (2.4)$$

[0042] 式中, $f_D(kN+i) + (\hat{f}_d(kN+i-1) - f_{da}(kN+i-1))$ 是多普勒辅助误差值。根据图 7 所示, 若环路滤波器多普勒输出量为 f_{LF} , 其表达式为:

$$f_{LF} = f_{LF, DAE} + f_{LF, Con} \quad (2.5)$$

[0044] 式中 $f_{LF, DAE}$ 是 f_{LF} 的多普勒辅助误差的补偿部分, $f_{LF, Con}$ 是用来调整相位的额外多普勒值, 在这里把多普勒噪声部分忽略。为了简化计算, 去掉变量表达式中的离散时间。得出 CaPLL 的多普勒频移测量值为:

$$\hat{f} = f_{da} + f_{LF} = f_{da} + f_{LF, DAE} + f_{LF, Con} \quad (2.6)$$

[0046] 其中, 减去多普勒辅助值 f_{da} , 从 (2.6) 式可以得出

$$\hat{f} - f_{da} = f_{LF} = f_{LF, DAE} + f_{LF, Con} \quad (2.7)$$

[0048] 鉴频器输出值为多普勒误差值, 输入的多普勒值减去输出值, 则鉴频器输出值为:

$$f_D = -f_{LF, Con} \quad (2.8)$$

[0050] 由于准确的多普勒值为 $f_{da} + f_{LF, DAE}$, CaPLL 的多普勒输出值是 $f_{da} + f_{LF, DAE} + f_{LF, Con}$, 因此多普勒误差值为 $-f_{LF, Con}$ 。结合式 (2.7) 和式 (2.8) 代入式 $f_D + (\hat{f}_d - f_{da})$ 得出:

$$f_D + (\hat{f}_d - f_{da}) = f_{LF, DAE} \quad (2.9)$$

[0052] 式中的左边是计算多普勒辅助误差值, 从式 (2.4) 和式 (2.6) 以及式 (2.9) 可以看出, 通过式 (2.4) 多普勒测量计算值等于多普勒辅助值加上多普勒辅助误差值, 而 CaPLL 的多普勒测量值等于多普勒辅助值加上误差值以及用于调控的额外多普勒值。如果用于调控的额外多普勒值非常大, 例如在瞬间的弱信号状态下, 若相位环处于失锁状态, 那么 CaPLL 的多普勒测量值会比式 (2.4) 的误差更大, 因此, 通过式 (2.4) 计算式得出的多普勒测量值可以改善这种误差值。如果环路因信号失锁, 环路的输入在弱信号下可能有大量噪声, 鉴别器的输出也将融入大量噪声, 而过滤鉴别器输出的目的就是滤除这些噪声, 恢复跟踪性能。

[0053] 相反, 若是相位环锁定的话, 用于调控的额外多普勒值就接近于零。因此, CaPLL 的

多普勒测量值和等式(2.4)计算的值相等,但是当噪声带宽较窄的话,式(2.4)中 CaPLL 的多普勒测量值会有少量的热噪声,如图 7 所示。正因如此,相位环一旦锁定,多普勒测量都是取自 CaPLL。

[0054] 为了保持鉴频器的多普勒测量的优势,多普勒测量输出将根据相应条件来切换选择,当 $PLI \geq T=0.9$, f_{dm} 切换到 CaPLL,否则 f_{dm} 切换到鉴频器。

[0055] (2) 码跟踪环 VFLL

[0056] 在 GPS/MIMU 超紧耦合 VDCaP 方法中,码跟踪环采用的是 VDLL,其设计如图 8 所示,图中, z^{-1} 表示 z 变换的单位延迟。从图 8 中可以看出,在 VDLL 中,每个信道的 NCO 仅仅受码跟踪环相位和多普勒值所影响,这两个值是从超紧耦合系统中计算得来,而不是鉴别器的输出。用来控制码环 NCO 的相位和多普勒值可通过方程组(2.10)计算出来。

[0057]

$$\begin{cases} \rho_i = [(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2 + (z-z_i)^2]^{1/2} + c\delta t_p - c\delta t_s + c\Delta t_{ion}^i + c\Delta t_{tro}^i + c\Delta t_{mp}^i \\ f_d = -f_T \frac{(V-v_u) \cdot k}{c} - f_T t_p + \varepsilon_d \end{cases} \quad (2.10)$$

[0058] 式中, V 是卫星速度矢量, v_u 是用户速度矢量, k 是用户到卫星的可视距单位矢量, f_T 是信号传输频率,对于 L_1 信号, $f_T=1575.42\text{MHz}$, t_p 是接收机时钟偏差, ε_d 是噪声误差,下标为 ion、tro、mp 项分别是电离层、对流层、多径效应等误差。在方程中,噪声可被忽略,由方程可以计算出载波多普勒频移,除以 1540 计算得出码环多普勒频移。

[0059] 在码环 NCO 中,将得到的码相位用于控制 NCO 的输出,计算出的码多普勒频移量用来反馈给 NCO。则码跟踪环的输出是:

[0060]

$$\hat{\rho}_m = c\tau - \rho_{NCO} + \rho_D \quad (2.11)$$

[0061] 式中, ρ_m 是码跟踪环的伪距测量值, ρ_{NCO} 是 NCO 的伪距输出量, ρ_D 是鉴别器的伪距误差输出量。 $\rho = c \cdot \tau$,其中 τ 是相关码相位, c 是光速。在实际中,通常可以认为 $\rho_{NCO} \approx \rho_E$, ρ_E 是计算出来的伪距。

[0062] (3) GPS 弱信号跟踪能力

[0063] 根据遮蔽物较多而造成弱信号环境下,分别统计出矢量跟踪与标量跟踪的失锁门限,如图 9 所示,从图中可以看出,当标量跟踪接收信号的载噪比低于 23dB-Hz 时,跟踪环路容易失锁,而矢量跟踪要低 0.5dB-Hz ,在失锁概率为 0.1 时刻的载噪比矢量跟踪要比标量跟踪低 0.5dB-Hz 。实验结果表明,VDCPF 矢量跟踪比第三章 DPLL 标量跟踪有更低的失锁门限。

[0064] 三、跟踪切换方法

[0065] 矢量跟踪环 VDCPF 降低了跟踪门限,具有更高的估计精度,而且在 GPS 弱信号下,有比标量跟踪更好的性能。但是矢量跟踪也有其缺点,矢量跟踪环的 NCO 是受 GPS/MIMU 超紧耦合系统的导航解算精度影响。如果 GPS 信号中断,导航解算精度无法保证信号锁定的话,环路滤波器复位和 CPPLL 的多普勒辅助就会中止,矢量跟踪环就不能发挥作用。而基于标量跟踪的 DPLL 则不受系统导航解算精度影响,在短暂中断情况下,通过短暂 MIMU 高精度

辅助依然可以保持环路跟踪。因此这为矢量跟踪与标量跟踪融合切换提供可能。

[0066] 基于上述 VDLL 和 DLL, 以及 CPPLL 和 CPLL 之间的切换标准, 其切换方法框图如 10 所示。该切换方法的设计是为了提高 GPS 中断情况下跟踪性能, 因为当可视卫星低于 4 颗时, GPS/MIMU 导航解算误差将会增大, 以至在矢量跟踪方法下无法保证信号锁定, 因此切换到标量跟踪保持跟踪, 这种切换方案改善了 GPS/MIMU 的性能。

[0067] 方法流程:

[0068] 本发明提出一种车辆定位系统中改善定位精度方法, 其包括如下:

[0069] 一、GPS/MIMU 超紧耦合标量跟踪方法

[0070] (1) 消除车辆动态应力误差

[0071] 分析载波跟踪环的性能, 主要是基于热噪声误差与动态应力误差的研究^[5]。如前文所述, 热噪声误差与带宽成正比, 而动态应力误差与带宽成反比。因此为了获得较高精确度, 降低噪声误差的影响, 需要保持较低的带宽; 另一方面, 在车辆动态环境下, 在车辆经历加速、抖动加速度变化时, 要保证较小的动态应力误差需要保持较高的带宽。在传统 GPS 接收机中带宽选择在 10-20Hz 之间, 才能保证较小的动态应力误差。因此, 带宽的优化需考虑热噪声和动态应力两个因素。其热噪声为:

$$[0072] \quad \sigma_{thermal} = \frac{360}{2\pi} \sqrt{\frac{B_n}{c/n_0} \left(1 + \frac{1}{2Tc/n_0}\right)} \quad (2.1)$$

[0073] 式中, B_n 是环路带宽, 单位是 Hz, c/n_0 是载噪比, T 是预测积分周期 (1ms)。从式 (2.1) 中可以看到热噪声与环路带宽成正比, 同时与 T 和载噪比成反比, 因此在高载噪比下和高的积分周期可减少热噪声的影响。

[0074] 动态应力误差为:

$$[0075] \quad \sigma_{dynamic} = 0.2809 \frac{dR^2/dt^2}{B_n^2} \quad (2.2)$$

[0076] 式中 dR^2/dt^2 是最大视线方向的加速度动态 (m/s^2), 动态应力误差与环路带宽成反比, 因此较高带宽会有低的动态应力误差。根据式 (2.1) 推出 $3\sigma_{PLL}$ 误差是有热噪声和动态应力误差共同组成:

$$[0077] \quad 3\sigma_{PLL} = 3\sigma_{thermal} + \sigma_{dynamic} < 45\text{deg} \quad (2.3)$$

[0078] 从式中发现误差总和不能超过 45° 相位, 这个最大相位是环路锁定的门限值。同时, 从式 (2.1) 和 (2.2) 中可以看出, 由于带宽的选择, 热噪声和动态性能上也是存在冲突的。

[0079] 在车辆加速、抖动等情况造成的动态应力误差, 必须要增加环路带宽才能抑制误差, 例如, 在 0.1g 加速度下载波跟踪环带宽至少要保持 6Hz, 而在加速度 1g 的加速度下带宽必须要超过 15Hz 才能保证误差, 一旦总误差超过 45 度, 那么跟踪环路就无法保持锁定, 从实验中发现, 在车辆定位环境下, 此类动态应力的对带宽的影响要大于热噪声误差。

[0080] 用 Matlab 软件模拟 GPS 接收机来跟踪 GPS 信号, 接收数据持续 5s, 传统跟踪接收机跟踪环带宽设置在 13Hz, 通过图 2 比较超紧耦合标量跟踪的载波跟踪环和传统 GPS 接收机的载波跟踪环性能, 从图中可以发现, 多普勒值变化范围在 1105 到 1194Hz 之间, 偏移量为 89Hz, 由于高的多普勒偏移, 载波相位环将失锁, 跟踪环也会随之切换到 FLL 模式。而

在超紧耦合标量跟踪方法下,载波跟踪带宽设置在 3Hz,在 $t=0.7s$ 左右将 MIMU 信息用于载波多普勒纠偏,如图 2 所示,多普勒值从峰值 1118Hz 变化到 1113Hz,频偏仅有 5Hz,因此, MIMU 多普勒数据的辅助,影响了进入跟踪环的 GPS 信号。

[0081] (2) 解决 GPS 中断定位

[0082] 在超紧耦合系统接收机中,中断后短暂高精度的 MIMU 利用卫星星历和位置速度数据,计算出 GPS 接收机相对于卫星的多普勒频移和伪距,控制载波和码 NCO,在 120sGPS 信号恢复后,很容易继续保持跟踪。然而,在传统单独 GPS 接收机中,码环鉴相器的误差在中断信号后迅速扩大,环路失锁将导致 GPS 接收机无法提供伪距信息,以致无法进行导航。

[0083] 二、GPS/MIMU 超紧耦合矢量跟踪方法

[0084] 标量跟踪方法对各通道来说,接收机的速度与加速度等状态信息是共同的,而矢量跟踪方法是从各个通道的测量数据中直接估计接收机的速度、加速度等状态,比第三章的标量跟踪方法有更低的跟踪门限^[6]。相比标量跟踪,矢量跟踪能够加强弱信号跟踪,在相同的载噪比下有更好的估计精度。

[0085] GPS/MIMU 的超紧耦合矢量跟踪方法有很多种,本发明主要对 VDCaP 矢量跟踪方法^[7]进行研究,其码跟踪采用的是矢量延迟锁定环(VDLL, Vector Delay Lock Loop),载波跟踪采用的是级联锁相环(CaPLL, Cascaded Phase Lock Loop),其实现如图 6 所示。图中我们可以发现码 NCO 和载波 NCO 是通过组合系统的输出反馈,也就是组合卡尔曼滤波器的输出量,伪距预测误差和载波多普勒预测误差来自相应的鉴别器。

[0086] (1) 载波跟踪环 CPFLL

[0087] 矢量跟踪方法 VDCaP 中载波跟踪环的相位误差变大,会造成更大的额外多普勒值,多普勒测量误差也越大,这是 CaPLL 的缺陷,同时在没有多普勒辅助的锁相环中也有相同的缺陷[8]。

[0088] 为了克服 CaPLL 这一缺点,本专利通过对 CaPLL 进行改进,设计出一种结合了 CaPLL 与 VFLL 的复合式级联锁相环,将在级联锁相环 CaPLL 上增加一个 FLL 鉴频器,这种设计方案是为了在锁相环锁定和失锁两种情况下,都能提供更为可靠的多普勒测量,从而提高 GPS/MIMU 超紧耦合系统的性能。这种复合式级联锁相环称为 CPFLL (CaPLL/VFLL)。因此,改进后的 GPS/MIMU 超紧耦合矢量跟踪方法中,其码跟踪环采用的是 VDLL,载波跟踪环采用本章改进的 CPFLL,因此改进后的矢量跟踪方法也称 VDCPF。单通道 CPFLL 设计如图 7 所示。

[0089] 如图 7 所示, f_{dm} 是多普勒测量输出值。该 CPFLL 的复位条件如下:

[0090] 1、在 GPS 强信号环境下,在每次从导航滤波器测量更新之后,当 $PLI < T=0.9$ 时复位。

[0091] 2、在 GPS 弱信号环境下,当 $PLI < T=0.3$ 且 $|f_{dm}-f_{da}| > T_{fd}$ ($T_{fd} = 1-2Hz$) 时复位。

[0092] 在 GPS 强信号下,取 $PLI < T=0.9$ 是为了能和 VFLL 一样,获得最佳的多普勒测量值,因为当 PLI 小于 0.9 时,相位跟踪困难,如果没有采取相应的处理方案,跟踪环路就会自适应调整相位误差为零,但是因此也会产生额外的多普勒测量值,将影响到伪距率,也会增加多普勒测量误差。当多普勒测量值用于导航解算,必将导致导航性能下降。为了避免这种情况,在 CPFLL 中环路滤波器的复位方案是将 f_{LF} 置为零,如此, NCO 的输入与 f_{LF} 无关,仅仅受辅助多普勒量的影响,鉴频器的输出就是辅助多普勒值中的误差量。正如图中所示,鉴频

器的输出量可以被前置滤波器过滤掉,同时增加到辅助多普勒值上,这是为了产生一种与伪距率相关的多普勒测量值,因此,辅助多普勒量误差较小。只有辅助多普勒量变得更加精确,才有利于提高对信号的跟踪。

[0093] CPPLL 环路滤波器并不总会被复位,仅仅当满足上述环路滤波器复位条件才会被执行,例如,在每次导航滤波器测量更新之后,且当 $PLI < 0.9$ 时才会被复位。如果 $PLI < 0.9$,在每次测量更新时间点,环路滤波器会被复位,但是在两次测量更新周期之间,环路滤波器不会复位,这是为了保证跟踪环尽可能被锁定,避免失锁。因此,在两次测量周期之间,CPPLL 的跟踪环依然只是 CaPLL,在测量更新周期到时,载波环为 VFLL。当载波环是 VFLL 时,鉴频器的输出量就是辅助多普勒测量误差值;但是在两次测量周期内,获得多普勒辅助误差测量值需要通过下面分析计算得出。

[0094] 从图 7 中可以发现多普勒测量值 f_{dm} 是从 CaPLL 和鉴频器中得出,具体取自 CaPLL 还是鉴频器中的值是由开关决定,若多普勒输出值来自鉴频器,则计算式为:

[0095]

$$f_{dm}(k+1) = f_{da}((k+1)N-1) + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (f_D(kN+i) + (\hat{f}_d(kN+i-1) - f_{da}(kN+i-1))) \quad (2.4)$$

[0096] 式中, $f_D(kN+i) + (\hat{f}_d(kN+i-1) - f_{da}(kN+i-1))$ 是多普勒辅助误差值。根据图 7 所示,若环路滤波器多普勒输出量为 f_{LF} ,其表达式为:

$$f_{LF} = f_{LF,DAE} + f_{LF,Con} \quad (2.5)$$

[0098] 式中 $f_{LF,DAE}$ 是 f_{LF} 的多普勒辅助误差的补偿部分, $f_{LF,Con}$ 是用来调整相位的额外多普勒值,在这里把多普勒噪声部分忽略。为了简化计算,去掉变量表达式中的离散时间。得出 CaPLL 的多普勒频移测量值为:

$$[0099] \quad \hat{f} = f_{da} + f_{LF} = f_{da} + f_{LF,DAE} + f_{LF,Con} \quad (2.6)$$

[0100] 其中,减去多普勒辅助值 f_{da} ,从(2.6)式可以得出

$$[0101] \quad \hat{f} - f_{da} = f_{LF} = f_{LF,DAE} + f_{LF,Con} \quad (2.7)$$

[0102] 鉴频器输出值为多普勒误差值,输入的多普勒值减去输出值,则鉴频器输出值为:

$$[0103] \quad f_D = -f_{LF,Con} \quad (2.8)$$

[0104] 由于准确的多普勒值为 $f_{da} + f_{LF,DAE}$,CaPLL 的多普勒输出值是 $f_{da} + f_{LF,DAE} + f_{LF,Con}$,因此多普勒误差值为 $-f_{LF,Con}$ 。结合式(2.7)和式(2.8)代入式 $f_D + (\hat{f}_d - f_{da})$ 得出:

$$[0105] \quad f_D + (\hat{f}_d - f_{da}) = f_{LF,DAE} \quad (2.9)$$

[0106] 式中的左边是计算多普勒辅助误差值,从式(2.4)和式(2.6)以及式(2.9)可以看出,通过式(2.4)多普勒测量计算值等于多普勒辅助值加上多普勒辅助误差值,而 CaPLL 的多普勒测量值等于多普勒辅助值加上误差值以及用于调控的额外多普勒值。如果用于调控的额外多普勒值非常大,例如在瞬间的弱信号状态下,若相位环处于失锁状态,那么 CaPLL 的多普勒测量值会比式(2.4)的误差更大,因此,通过式(2.4)计算式得出的多普勒测量值

可以改善这种误差值。如果环路因信号失锁,环路的输入在弱信号下可能有大量噪声,鉴别器的输出也将融入大量噪声,而过滤鉴别器输出的目的就是滤除这些噪声,恢复跟踪性能。

[0107] 相反,若是相位环锁定的话,用于调控的额外多普勒值就接近于零。因此,CaPLL的多普勒测量值和等式(2.4)计算的值相等,但是当噪声带宽较窄的话,式(2.4)中CaPLL的多普勒测量值会有少量的热噪声,如图7所示。正因如此,相位环一旦锁定,多普勒测量都是取自CaPLL。

[0108] 为了保持鉴频器的多普勒测量的优势,多普勒测量输出将根据相应条件来切换选择,当 $PLI \geq T=0.9$, f_{dm} 切换到CaPLL,否则 f_{dm} 切换到鉴频器。

[0109] (2) 码跟踪环 VFLL

[0110] 在GPS/MIMU超紧耦合VDCaP方法中,码跟踪环采用的是VDLL,其设计如图8所示,图中, z^{-1} 表示 z 变换的单位延迟。从图8中可以看出,在VDLL中,每个信道的NCO仅仅受码跟踪环相位和多普勒值所影响,这两个值是从超紧耦合系统中计算得来,而不是鉴别器的输出。用来控制码环NCO的相位和多普勒值可通过方程组(2.10)计算出来。

[0111]

$$\begin{cases} \rho_i = [(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2 + (z-z_i)^2]^{1/2} + c\delta t_p - c\delta t_s + c\Delta t_{ion}^i + c\Delta t_{tro}^i + c\Delta t_{mp}^i \\ f_d = -f_T \frac{(V-v_u) \cdot k}{c} - f_T t_p + \varepsilon_d \end{cases} \quad (2.10)$$

[0112] 式中, V 是卫星速度矢量, v_u 是用户速度矢量, k 是用户到卫星的可视距单位矢量, f_T 是信号传输频率,对于 L_1 信号, $f_T=1575.42\text{MHz}$, t_p 是接收机时钟偏差, ε_d 是噪声误差,下标为ion、tro、mp项分别是电离层、对流层、多径效应等误差。在方程中,噪声可被忽略,由方程可以计算出载波多普勒频移,除以1540计算得出码环多普勒频移。

[0113] 在码环NCO中,将得到的码相位用于控制NCO的输出,计算出的码多普勒频移量用来反馈给NCO。则码跟踪环的输出是:

[0114]

$$\hat{\rho}_m = c\tau - \rho_{NCO} + \rho_{Dis} \quad (2.11)$$

[0115] 式中, ρ_m 是码跟踪环的伪距测量值, ρ_{NCO} 是NCO的伪距输出量, ρ_{Dis} 是鉴别器的伪距误差输出量。 $\rho = c \cdot \tau$,其中 τ 是相关码相位, c 是光速。在实际中,通常可以认为 $\rho_{NCO} \approx \rho_E$, ρ_E 是计算出来的伪距。

[0116] (3) GPS弱信号跟踪能力

[0117] 根据遮蔽物较多而造成弱信号环境下,分别统计出矢量跟踪与标量跟踪的失锁门限,如图9所示,从图中可以看出,当标量跟踪接收信号的载噪比低于 23dB-Hz 时,跟踪环路容易失锁,而矢量跟踪要低 0.5dB-Hz ,在失锁概率为 0.1 时刻的载噪比矢量跟踪要比标量跟踪低 0.5dB-Hz 。实验结果表明,VDCPF矢量跟踪比第三章DPLL标量跟踪有更低的失锁门限。

[0118] 三、跟踪切换方法

[0119] 矢量跟踪环VDCPF降低了跟踪门限,具有更高的估计精度,而且在GPS弱信号下,有比标量跟踪更好的性能。但是矢量跟踪也有其缺点,矢量跟踪环的NCO是受GPS/MIMU超

紧耦合系统的导航解算精度影响。如果 GPS 信号中断,导航解算精度无法保证信号锁定的话,环路滤波器复位和 CPPLL 的多普勒辅助就会中止,矢量跟踪环就不能发挥作用。而基于标量跟踪的 DPLL 则不受系统导航解算精度影响,在短暂中断情况下,通过短暂 MIMU 高精度辅助依然可以保持环路跟踪。因此这为矢量跟踪与标量跟踪融合切换提供可能。

[0120] 基于上述 VDLL 和 DLL,以及 CPPLL 和 CPLL 之间的切换标准,其切换方法框图如 10 所示。该切换方法的设计是为了提高 GPS 中断情况下跟踪性能,因为当可视卫星低于 4 颗时,GPS/MIMU 导航解算误差将会增大,以至在矢量跟踪方法下无法保证信号锁定,因此切换到标量跟踪保持跟踪,这种切换方案改善了 GPS/MIMU 的性能。

[0121] 本发明有益效果:

[0122] 1、本发明在 GPS 信号短暂中断时,标量跟踪方法可通过短暂高精度的 MIMU 辅助跟踪环保持跟踪,并在信号恢复后快速恢复到中断前的高精度定位;

[0123] 2、本发明解决 GPS 中断信号下保持定位以及信号恢复后的快速重捕获,同时非中断下加强弱信号

[0124] 捕捉和提高估计精度,以提高系统的整体性能。

附图说明

[0125] 图 1 是本发明的 GPS 和 MIMU 超紧耦合系统框图。

[0126] 图 2 是本发明的传统模式与超紧耦合模式的载波跟踪性能对比图。

[0127] 图 3 是本发明的超紧耦合接收机输出载噪比图。

[0128] 图 4 是本发明的普通接收机输出载噪比图。

[0129] 图 5 是本发明的超紧耦合标量跟踪系统接收机输出位置及速度误差图。

[0130] 图 6 是本发明的基于矢量跟踪环 GPS 接收机框图。

[0131] 图 7 是本发明的单通道 CPPLL 框图。

[0132] 图 8 是本发明的矢量延迟锁定环 VDLL 框图。

[0133] 图 9 是本发明的失锁概率与接收信号载噪比关系图。

[0134] 图 10 是本发明的矢量跟踪与标量跟踪的切换方法图。

[0135] 图 11 是本发明的部分中断信号下可视卫星数示意图。

[0136] 图 12 是本发明的短暂中断下 GPS/MIMU 超紧耦合跟踪方法切换图。

[0137] 图 13 是本发明的短暂中断下切换方法的 GPS/MIMU 超紧耦合速度误差示意图。

[0138] 图 14 是本发明的短暂中断的切换方法的 GPS/MIMU 超紧耦合姿态误差示意图。

具体实施方式

[0139] 下面通过结合说明书附图,进一步说明本发明的技术方案。

[0140] 本发明提出了一种车辆定位系统中改善定位精度方法,是通过矢量跟踪方法 VDCPF 降低了跟踪门限,具有更高的估计精度,而且在 GPS 弱信号下,有比标量跟踪更好的性能,但是矢量跟踪环的 NCO 是受 GPS/MIMU 超紧耦合系统的导航解算精度影响,因此当 GPS 信号中断下,由于标量跟踪的 DPLL 则不受系统导航解算精度影响,在短暂中断情况下,通过短暂 MIMU 高精度辅助依然可以保持环路跟踪,通过本发明的方法可以实现定位的无盲区。

[0141] 方法流程：

[0142] 本发明提出一种车辆定位系统中改善定位精度方法，其包括如下：

[0143] 一、GPS/MIMU 超紧耦合标量跟踪方法

[0144] (1) 消除车辆动态应力误差

[0145] 分析载波跟踪环的性能，主要是基于热噪声误差与动态应力误差的研究 [5]。如前文所述，热噪声误差与带宽成正比，而动态应力误差与带宽成反比。因此为了获得较高精确度，降低噪声误差的影响，需要保持较低的带宽；另一方面，在车辆动态环境下，在车辆经历加速、抖动加速度变化时，要保证较小的动态应力误差需要保持较高的带宽。在传统 GPS 接收机中带宽选择在 10-20Hz 之间，才能保证较小的动态应力误差。因此，带宽的优化需考虑热噪声和动态应力两个因素。其热噪声为：

$$[0146] \quad \sigma_{thermal} = \frac{360}{2\pi} \sqrt{\frac{B_n}{c/n_0} \left(1 + \frac{1}{2Tc/n_0}\right)} \quad (2.1)$$

[0147] 式中， B_n 是环路带宽，单位是 Hz， c/n_0 是载噪比， T 是预测积分周期 (1ms)。从式 (2.1) 中可以看到热噪声与环路带宽成正比，同时与 T 和载噪比成反比，因此在高载噪比下和高的积分周期可减少热噪声的影响。

[0148] 动态应力误差为：

$$[0149] \quad \sigma_{dynamic} = 0.2809 \frac{dR^2/dt^2}{B_n^2} \quad (2.2)$$

[0150] 式中 dR^2/dt^2 是最大视线方向的加速度动态 (m/s^2)，动态应力误差与环路带宽成反比，因此较高带宽会有低的动态应力误差。根据式 (2.1) 推出 $3\sigma_{PLL}$ 误差是有热噪声和动态应力误差共同组成：

$$[0151] \quad 3\sigma_{PLL} = 3\sigma_{thermal} + \sigma_{dynamic} < 45\text{deg} \quad (2.3)$$

[0152] 从式中发现误差总和不能超过 45° 相位，这个最大相位是环路锁定的门限值。同时，从式 (2.1) 和 (2.2) 中可以看出，由于带宽的选择，热噪声和动态性能上也是存在冲突的。

[0153] 在车辆加速、抖动等情况造成的动态应力误差，必须要增加环路带宽才能抑制误差，例如，在 0.1g 加速度下载波跟踪环带宽至少要保持 6Hz，而在加速度 1g 的加速度下带宽必须要超过 15Hz 才能保证误差，一旦总误差超过 45 度，那么跟踪环路就无法保持锁定，从实验中发现，在车辆定位环境下，此类动态应力的对带宽的影响要大于热噪声误差。

[0154] 用 Matlab 软件模拟 GPS 接收机来跟踪 GPS 信号，接收数据持续 5s，传统跟踪环接收机跟踪环带宽设置在 13Hz，通过图 2 比较超紧耦合标量跟踪的载波跟踪环和传统 GPS 接收机的载波跟踪环性能，从图中可以发现，多普勒值变化范围在 1105 到 1194Hz 之间，偏移量为 89Hz，由于高的多普勒偏移，载波相位环将失锁，跟踪环也会随之切换到 FLL 模式。而在超紧耦合标量跟踪方法下，载波跟踪带宽设置在 3Hz，在 $t=0.7s$ 左右将 MIMU 信息用于载波多普勒纠偏，如图 2 所示，多普勒值从峰值 1118Hz 变化到 1113Hz，频偏仅有 5Hz，因此，MIMU 多普勒数据的辅助，影响了进入跟踪环的 GPS 信号。

[0155] (2) 解决 GPS 中断定位

[0156] 在超紧耦合系统接收机中，中断后短暂高精度的 MIMU 利用卫星星历和位置速度

数据,计算出GPS接收机相对于卫星的多普勒频移和伪距,控制载波和码NCO,在120sGPS信号恢复后,很容易继续保持跟踪。然而,在传统单独GPS接收机中,码环鉴相器的误差在中断信号后迅速扩大,环路失锁将导致GPS接收机无法提供伪距信息,以致无法进行导航。

[0157] 二、GPS/MIMU超紧耦合矢量跟踪方法

[0158] 标量跟踪方法对各通道来说,接收机的速度与加速度等状态信息是共同的,而矢量跟踪方法是从各个通道的测量数据中直接估计接收机的速度、加速度等状态,比第三章的标量跟踪方法有更低的跟踪门限^[6]。相比标量跟踪,矢量跟踪能够加强弱信号跟踪,在相同的载噪比下有更好的估计精度。

[0159] GPS/MIMU的超紧耦合矢量跟踪方法有很多种,本发明主要对VDCaP矢量跟踪方法^[7]进行研究,其码跟踪采用的是矢量延迟锁定环(VDLL, Vector Delay Lock Loop),载波跟踪采用的是级联锁相环(CaPLL, Cascaded Phase Lock Loop),其实现如图6所示。图中我们可以发现码NCO和载波NCO是通过组合系统的输出反馈,也就是组合卡尔曼滤波器的输出量,伪距预测误差和载波多普勒预测误差来自相应的鉴别器。(1)载波跟踪环CPFLL

[0160] 矢量跟踪方法VDCaP中载波跟踪环的相位误差变大,会造成更大的额外多普勒值,多普勒测量误差也越大,这是CaPLL的缺陷,同时在没有多普勒辅助的锁相环中也有相同的缺陷[8]。

[0161] 为了克服CaPLL这一缺点,本专利通过对CaPLL进行改进,设计出一种结合了CaPLL与VFLL的复合式级联锁相环,将在级联锁相环CaPLL上增加一个FLL鉴频器,这种设计方案是为了在锁相环锁定和失锁两种情况下,都能提供更为可靠的多普勒测量,从而提高GPS/MIMU超紧耦合系统的性能。这种复合式级联锁相环称为CPFLL(CaPLL/VFLL)。因此,改进后的GPS/MIMU超紧耦合矢量跟踪方法中,其码跟踪环采用的是VDLL,载波跟踪环采用本章改进的CPFLL,因此改进后的矢量跟踪方法也称VDCPF。单通道CPFLL设计如图7所示。

[0162] 如图7所示, f_{dm} 是多普勒测量输出值。该CPFLL的复位条件如下:

[0163] 1、在GPS强信号环境下,在每次从导航滤波器测量更新之后,当 $PLI < T = 0.9$ 时复位。

[0164] 2、在GPS弱信号环境下,当 $PLI < T = 0.3$ 且 $|f_{dm} - f_{da}| > T_{fd}$ ($T_{fd} = 1-2\text{Hz}$)时复位。

[0165] 在GPS强信号下,取 $PLI < T = 0.9$ 是为了能和VFLL一样,获得最佳的多普勒测量值,因为当 PLI 小于0.9时,相位跟踪困难,如果没有采取相应的处理方案,跟踪环路就会自适应调整相位误差为零,但是因此也会产生额外的多普勒测量值,将影响到伪距率,也会增加多普勒测量误差。当多普勒测量值用于导航解算,必将导致导航性能下降。为了避免这种情况,在CPFLL中环路滤波器的复位方案是将 f_{LF} 置为零,如此,NCO的输入与 f_{LF} 无关,仅仅受辅助多普勒量的影响,鉴频器的输出就是辅助多普勒值中的误差量。正如图中所示,鉴频器的输出量可以被前置滤波器过滤掉,同时增加到辅助多普勒值上,这是为了产生一种与伪距率相关的多普勒测量值,因此,辅助多普勒量误差较小。只有辅助多普勒量变得更加精确,才有利于提高对信号的跟踪。

[0166] CPFLL环路滤波器并不总会被复位,仅仅当满足上述环路滤波器复位条件才会被执行,例如,在每次导航滤波器测量更新之后,且当 $PLI < 0.9$ 时才会被复位。如果 $PLI < 0.9$,在每次测量更新时间点,环路滤波器会被复位,但是在两次测量更新周期之间,环路滤波

器不会复位,这是为了保证跟踪环尽可能被锁定,避免失锁。因此,在两次测量周期之间,CPPLL 的跟踪环依然只是 CaPLL,在测量更新周期到时,载波环为 VFLL。当载波环是 VFLL 时,鉴频器的输出量就是辅助多普勒测量误差值;但是在两次测量周期内,获得多普勒辅助误差测量值需要通过下面分析计算得出。

[0167] 从图 7 中可以发现多普勒测量值 f_{dm} 是从 CaPLL 和鉴频器中得出,具体取自 CaPLL 还是鉴频器中的值是由开关决定,若多普勒输出值来自鉴频器,则计算式为:

[0168]

$$f_{dm}(k+1) = f_{da}((k+1)N-1) + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (f_D(kN+i) + (\hat{f}_d(kN+i-1) - f_{da}(kN+i-1))) \quad (2.4)$$

[0169] 式中, $f_D(kN+i) + (\hat{f}_d(kN+i-1) - f_{da}(kN+i-1))$ 是多普勒辅助误差值。根据图 7 所示,若环路滤波器多普勒输出量为 f_{LF} ,其表达式为:

$$f_{LF} = f_{LF,DAE} + f_{LF,Con} \quad (2.5)$$

[0171] 式中 $f_{LF,DAE}$ 是 f_{LF} 的多普勒辅助误差的补偿部分, $f_{LF,Con}$ 是用来调整相位的额外多普勒值,在这里把多普勒噪声部分忽略。为了简化计算,去掉变量表达式中的离散时间。得出 CaPLL 的多普勒频移测量值为:

$$[0172] \quad \hat{f} = f_{da} + f_{LF} = f_{da} + f_{LF,DAE} + f_{LF,Con} \quad (2.6)$$

[0173] 其中,减去多普勒辅助值 f_{da} ,从(2.6)式可以得出

$$[0174] \quad \hat{f} - f_{da} = f_{LF} = f_{LF,DAE} + f_{LF,Con} \quad (2.7)$$

[0175] 鉴频器输出值为多普勒误差值,输入的多普勒值减去输出值,则鉴频器输出值为:

$$[0176] \quad f_D = -f_{LF,Con} \quad (2.8)$$

[0177] 由于准确的多普勒值为 $f_{da} + f_{LF,DAE}$,CaPLL 的多普勒输出值是 $f_{da} + f_{LF,DAE} + f_{LF,Con}$,因此多普勒误差值为 $-f_{LF,Con}$ 。结合式(2.7)和式(2.8)代入式 $f_D + (\hat{f}_d - f_{da})$ 得出:

$$[0178] \quad f_D + (\hat{f}_d - f_{da}) = f_{LF,DAE} \quad (2.9)$$

[0179] 式中的左边是计算多普勒辅助误差值,从式(2.4)和式(2.6)以及式(2.9)可以看出,通过式(2.4)多普勒测量计算值等于多普勒辅助值加上多普勒辅助误差值,而 CaPLL 的多普勒测量值等于多普勒辅助值加上误差值以及用于调控的额外多普勒值。如果用于调控的额外多普勒值非常大,例如在瞬间的弱信号状态下,若相位环处于失锁状态,那么 CaPLL 的多普勒测量值会比式(2.4)的误差更大,因此,通过式(2.4)计算式得出的多普勒测量值可以改善这种误差值。如果环路因信号失锁,环路的输入在弱信号下可能有大量噪声,鉴别器的输出也将融入大量噪声,而过滤鉴别器输出的目的就是滤除这些噪声,恢复跟踪性能。

[0180] 相反,若是相位环锁定的话,用于调控的额外多普勒值就接近于零。因此,CaPLL 的多普勒测量值和等式(2.4)计算的值相等,但是当噪声带宽较窄的话,式(2.4)中 CaPLL 的多普勒测量值会有少量的热噪声,如图 7 所示。正因如此,相位环一旦锁定,多普勒测量都是取自 CaPLL。

[0181] 为了保持鉴频器的多普勒测量的优势,多普勒测量输出将根据相应条件来切换选择,当 $PLI \geq T=0.9$, f_{dm} 切换到 CaPLL, 否则 f_{dm} 切换到鉴频器。

[0182] (2) 码跟踪环 VFLL

[0183] 在 GPS/MIMU 超紧耦合 VDCaP 方法中,码跟踪环采用的是 VDLL,其设计如图 8 所示,图中, z^{-1} 表示 z 变换的单位延迟。从图 8 中可以看出,在 VDLL 中,每个信道的 NCO 仅仅受码跟踪环相位和多普勒值所影响,这两个值是从超紧耦合系统中计算得来,而不是鉴别器的输出。用来控制码环 NCO 的相位和多普勒值可通过方程组 (2.10) 计算出来。

[0184]

$$\begin{cases} \rho_i = [(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2 + (z-z_i)^2]^{1/2} + c\delta t_p - c\delta t_s + c\Delta t_{ion}^i + c\Delta t_{tro}^i + c\Delta t_{mp}^i \\ f_d = -f_T \frac{(V-v_u) \cdot k}{c} - f_T t_p + \varepsilon_d \end{cases} \quad (2.10)$$

[0185] 式中, V 是卫星速度矢量, v_u 是用户速度矢量, k 是用户到卫星的可视距单位矢量, f_T 是信号传输频率,对于 L_1 信号, $f_T=1575.42\text{MHz}$, t_p 是接收机时钟偏差, ε_d 是噪声误差,下标为 ion、tro、mp 项分别是电离层、对流层、多径效应等误差。在方程中,噪声可被忽略,由方程可以计算出载波多普勒频移,除以 1540 计算得出码环多普勒频移。

[0186] 在码环 NCO 中,将得到的码相位用于控制 NCO 的输出,计算出的码多普勒频移量用来反馈给 NCO。则码跟踪环的输出是:

[0187]

$$\hat{\rho}_m = c\tau = \rho_{NCO} + \hat{\rho}_{DIF} \quad (2.11)$$

[0188] 式中, ρ_m 是码跟踪环的伪距测量值, ρ_{NCO} 是 NCO 的伪距输出量, $\hat{\rho}_{DIF}$ 是鉴别器的伪距误差输出量。 $\rho = c \cdot \tau$, 其中 τ 是相关码相位, c 是光速。在实际中,通常可以认为 $\rho_{NCO} \approx \rho_E$, ρ_E 是计算出来的伪距。

[0189] (3) GPS 弱信号跟踪能力

[0190] 根据遮蔽物较多而造成弱信号环境下,分别统计出矢量跟踪与标量跟踪的失锁门限,如图 9 所示,从图中可以看出,当标量跟踪接收信号的载噪比低于 23dB-Hz 时,跟踪环路容易失锁,而矢量跟踪要低 0.5dB-Hz ,在失锁概率为 0.1 时刻的载噪比矢量跟踪要比标量跟踪低 0.5dB-Hz 。实验结果表明,VDCPF 矢量跟踪比第三章 DPLL 标量跟踪有更低的失锁门限。

[0191] 三、跟踪切换方法

[0192] 矢量跟踪环 VDCPF 降低了跟踪门限,具有更高的估计精度,而且在 GPS 弱信号下,有比标量跟踪更好的性能。但是矢量跟踪也有其缺点,矢量跟踪环的 NCO 是受 GPS/MIMU 超紧耦合系统的导航解算精度影响。如果 GPS 信号中断,导航解算精度无法保证信号锁定的话,环路滤波器复位和 CPPLL 的多普勒辅助就会中止,矢量跟踪环就不能发挥作用。而基于标量跟踪的 DPLL 则不受系统导航解算精度影响,在短暂中断情况下,通过短暂 MIMU 高精度辅助依然可以保持环路跟踪。因此这为矢量跟踪与标量跟踪融合切换提供可能。

[0193] 基于上述 VDLL 和 DLL,以及 CPPLL 和 CPLL 之间的切换标准,其切换方法框图如图 10 所示。该切换方法的设计是为了提高 GPS 中断情况下跟踪性能,因为当可视卫星低于 4 颗

时, GPS/MIMU 导航解算误差将会增大, 以至在矢量跟踪方法下无法保证信号锁定, 因此切换到标量跟踪保持跟踪, 这种切换方案改善了 GPS/MIMU 的性能。

[0194] 为了验证超紧耦合切换方法的性能, 依然采用车辆模拟运行轨道, 由于切换方法是针对 GPS 中断情况下, 实现中断信号的跟踪, 因此采用遮蔽物较多的地带下, 其 GPS 信号弱, 可视卫星不稳定, 容易出现部分 GPS 中断而造成可视卫星低 4 颗而无法实现定位。在仿真模拟过程中, GPS 中断时间设置为 40s, 中断时保留 PRN08 和 28 卫星用于导航计算, 中断时间设置在 80s 到 120s, 在这段时间内, 用于导航解算的可视卫星在正常情况下相对较低, 大多在 3-4 个左右, 具体见图 11。令切换系数在 0 和 1 之间, 当切换系数为 1 时, 采用矢量跟踪方法, 当 GPS 中断使切换系数为 0 时, 采用标量跟踪方法, 具体切换图如图 12 所示。

[0195] 从图 12 可以看出, 当部分 GPS 卫星信号中断时, 载波跟踪环在 $t=80s$ 处由 CPDLL 切换至 CPLL, 码跟踪环在 $t=88s$ 由 VDLL 切换至 DLL。在 GPS 中断恢复后, 为了增强切换的可靠性, 当满足从标量跟踪环切换回矢量跟踪环条件时, 切换延迟 1 秒钟, 这是为了防止在临界值时频率切换, 因此在 $t=121s$ 时, CPLL 与 DLL 同时切换回 CPDLL 与 VDLL。

[0196] 图 13 和图 14 为切换方案应用于 GPS/MIMU 超紧耦合系统中的速度误差与姿态误差, 从图中可以看出, 在 GPS 弱信号场景下, 其定位保持较高精度, 在 GPS 短暂信号中断时, 虽然误差比非中断情况的要大, 但相对于一般情况下, 整体性能有较大的改善。

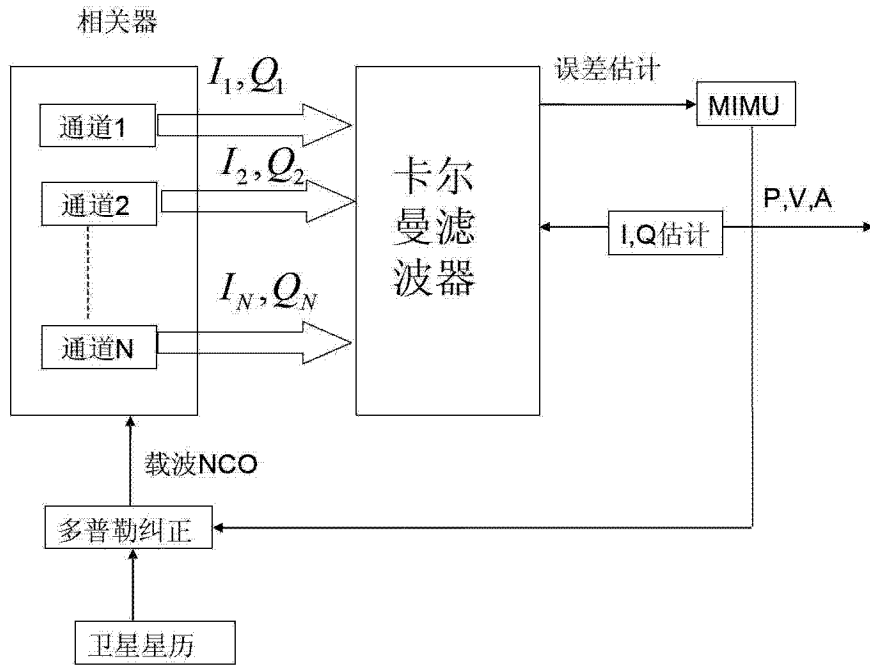


图 1

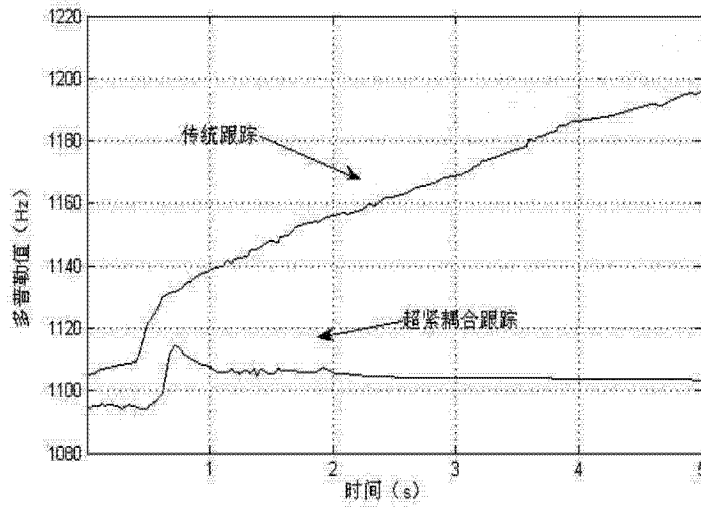


图 2

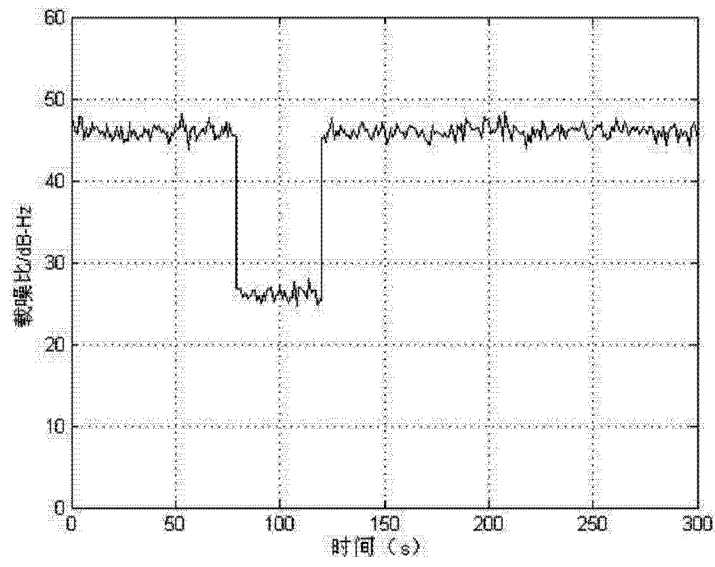


图 3

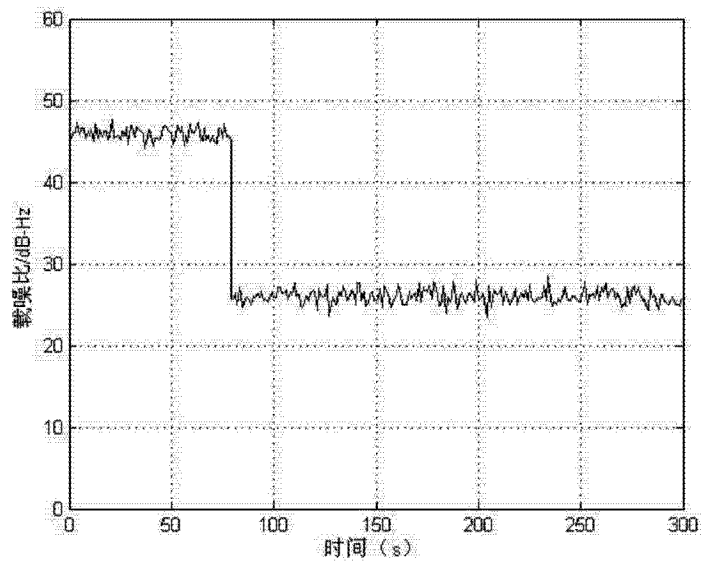


图 4

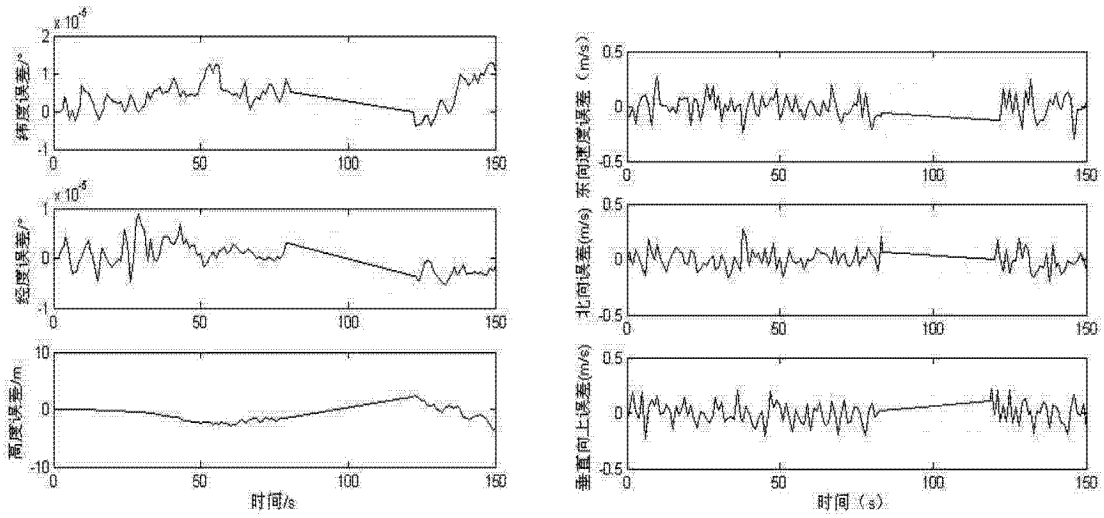


图 5

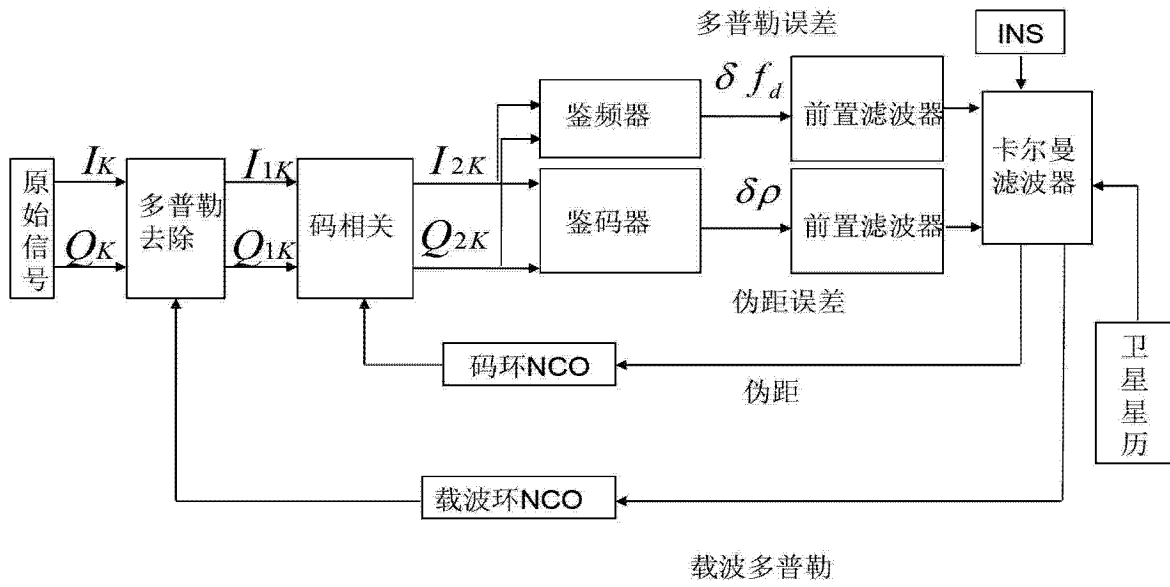


图 6

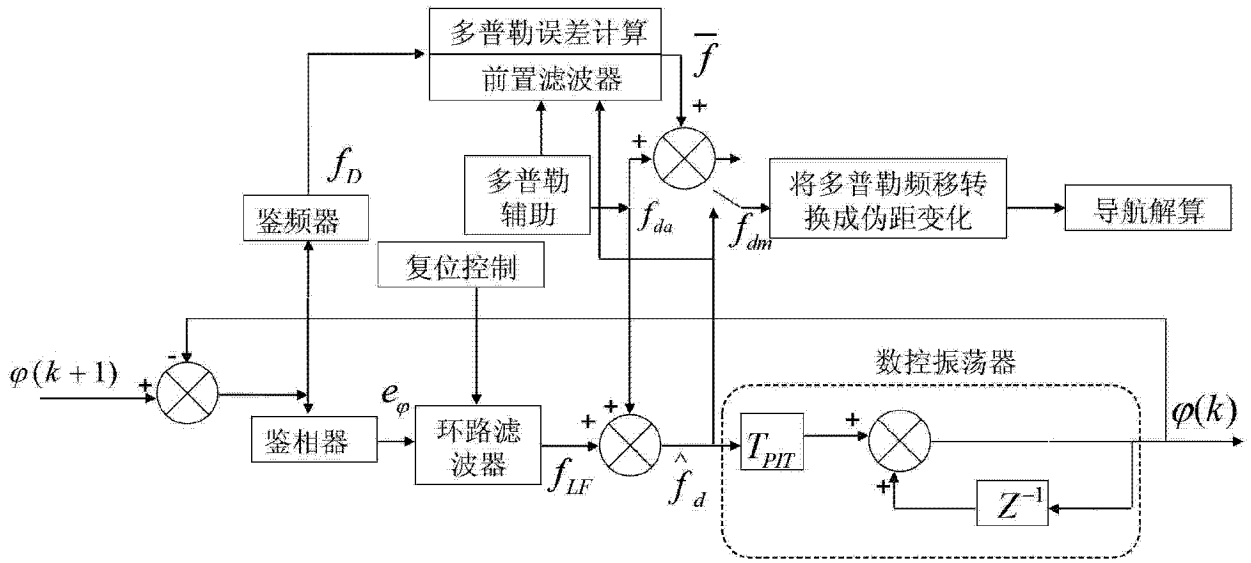


图 7

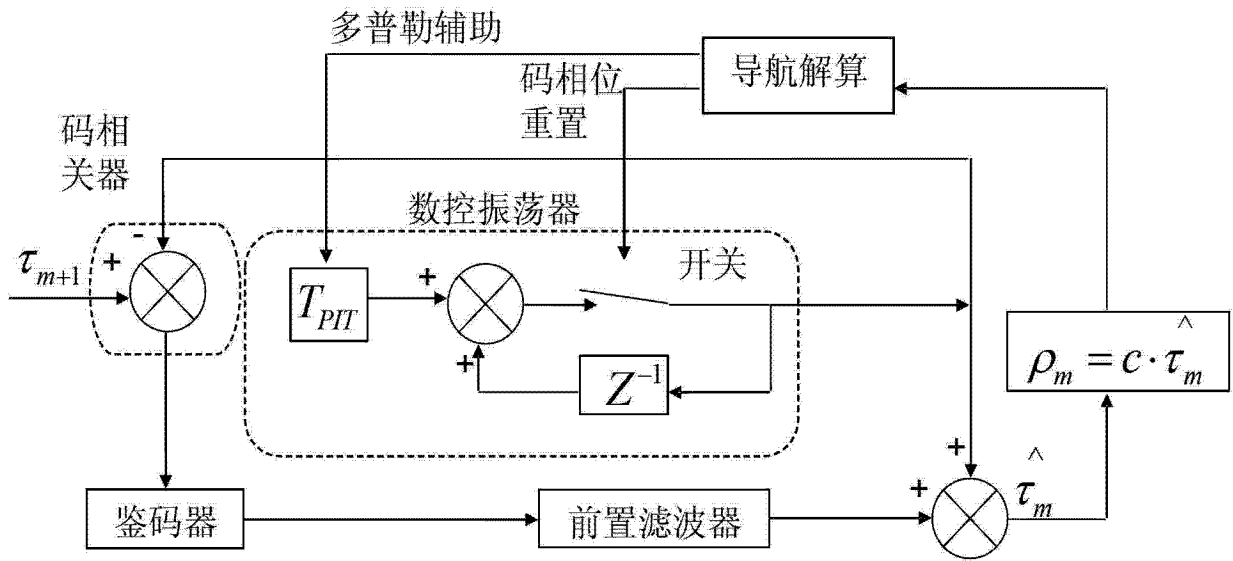


图 8

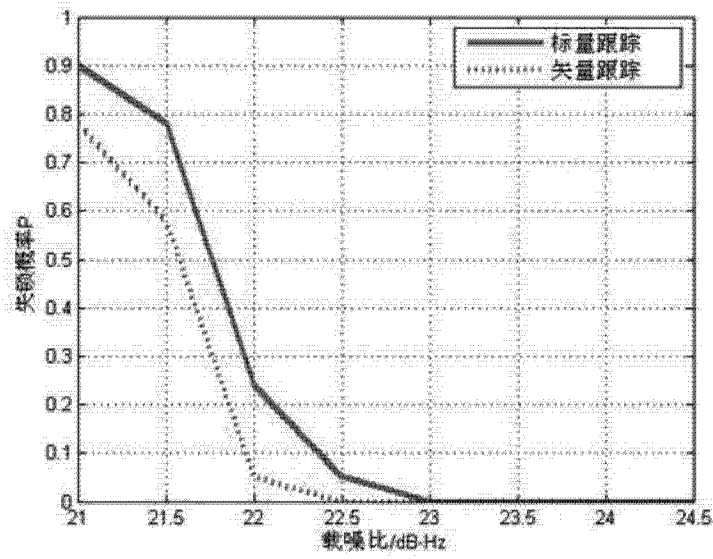


图 9

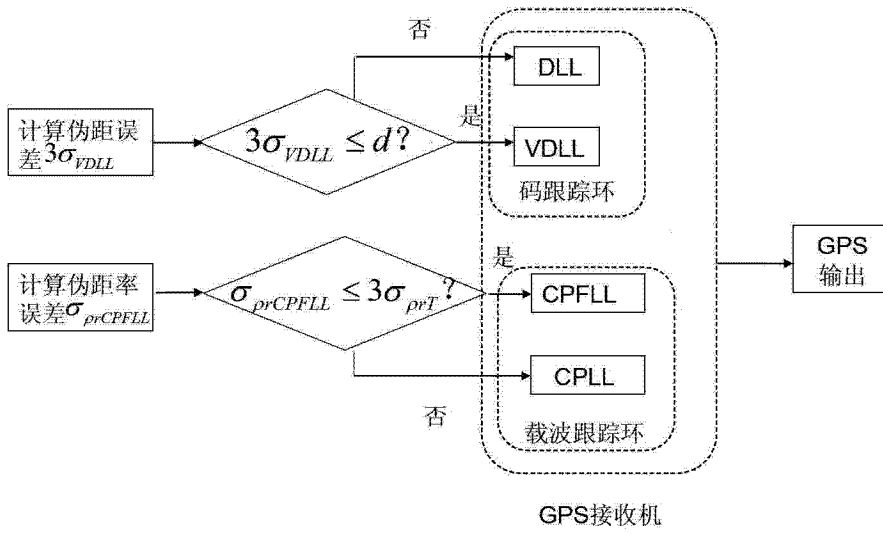


图 10

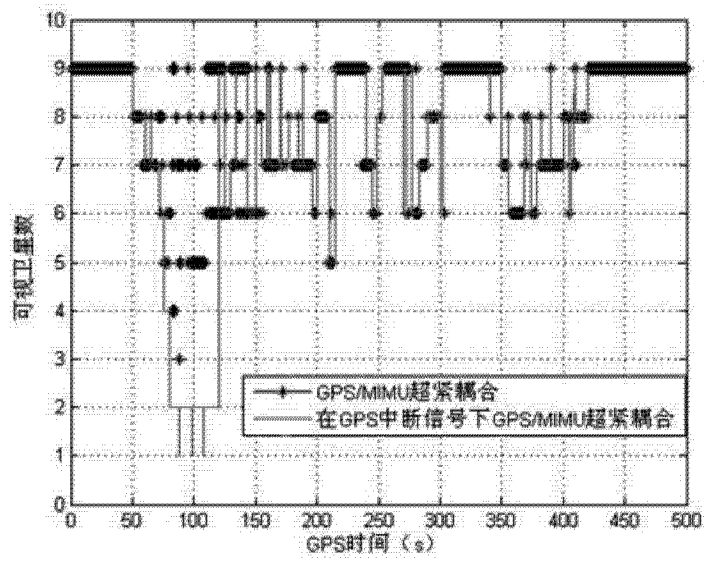


图 11

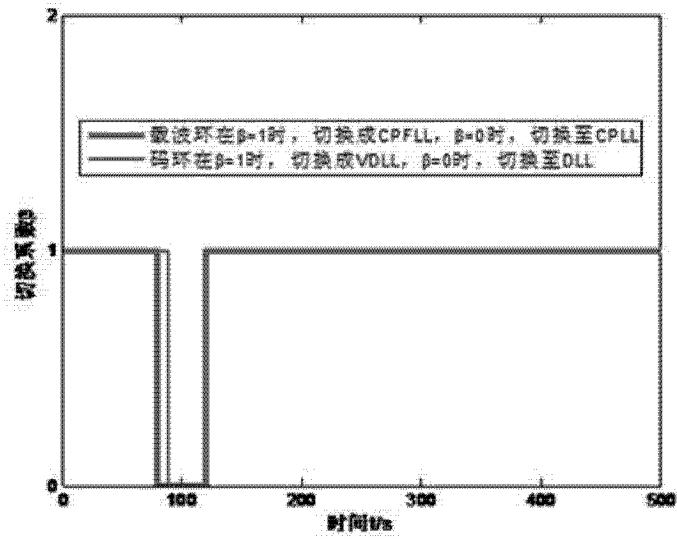


图 12

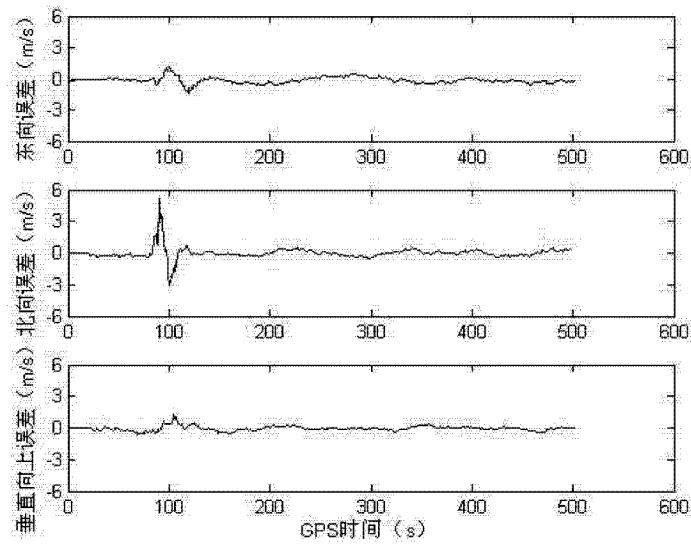


图 13

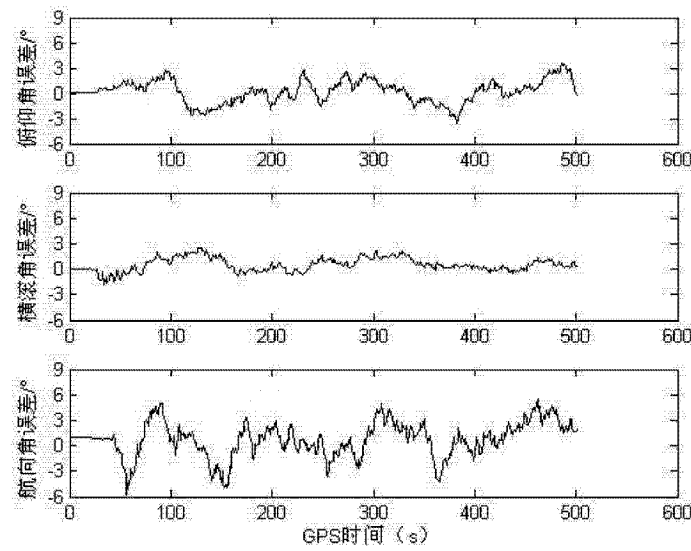


图 14