

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局

(43) 国际公布日
2022 年 2 月 17 日 (17.02.2022)



(10) 国际公布号
WO 2022/033071 A1

- (51) 国际专利分类号:
G01S 19/29 (2010.01) **G01S 19/30** (2010.01)
- (21) 国际申请号: PCT/CN2021/089030
- (22) 国际申请日: 2021 年 4 月 22 日 (22.04.2021)
- (25) 申请语言: 中文
- (26) 公布语言: 中文
- (30) 优先权:
202010806042.X 2020 年 8 月 12 日 (12.08.2020) CN
- (71) 申请人: 南京航空航天大学 (NANJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS) [CN/CN]; 中国江苏省南京市秦淮区御道街 29 号, Jiangsu 210016 (CN)。南京航空航天大学秦淮创新研究院 (QINHUA INNOVATION INSTITUTE OF NANJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS) [CN/CN]; 中国江苏省南京市秦淮区白下高新科技园永智路 10 号三才大厦 3 栋, Jiangsu 210000 (CN)。

邱文旗(QIU, Wenqi); 中国江苏省南京市秦淮区御道街 29 号, Jiangsu 210016 (CN)。刘建业(LIU, Jianye); 中国江苏省南京市秦淮区御道街 29 号, Jiangsu 210016 (CN)。孙永荣(SUN, Yongrong); 中国江苏省南京市秦淮区御道街 29 号, Jiangsu 210016 (CN)。许睿(XU, Rui); 中国江苏省南京市秦淮区御道街 29 号, Jiangsu 210016 (CN)。李荣冰(LI, Rongbing); 中国江苏省南京市秦淮区御道街 29 号, Jiangsu 210016 (CN)。熊智(XIONG, Zhi); 中国江苏省南京市秦淮区御道街 29 号, Jiangsu 210016 (CN)。赖际舟(LAI, Jizhou); 中国江苏省南京市秦淮区御道街 29 号, Jiangsu 210016 (CN)。王融(WANG, Rong); 中国江苏省南京市秦淮区御道街 29 号, Jiangsu 210016 (CN)。赵伟(ZHAO, Wei); 中国江苏省南京市秦淮区御道街 29 号, Jiangsu 210016 (CN)。

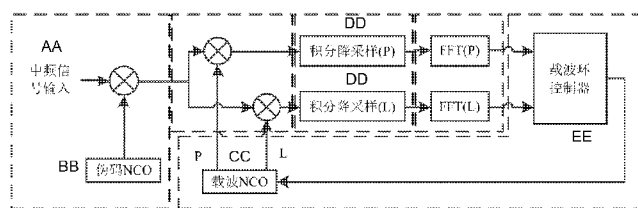
(74) 代理人: 江苏圣典律师事务所(JIANGSU SUNDY LAW FIRM); 中国江苏省南京市建邺区奥体大街 68 号 4A 栋 6 层, 杨文晰, Jiangsu 210019 (CN)。

- (72) 发明人: 曾庆化(ZENG, Qinghua); 中国江苏省南京市秦淮区御道街 29 号, Jiangsu 210016 (CN)。

(81) 指定国(除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG,

(54) Title: HIGHLY-DYNAMIC SATELLITE TRACKING METHOD BASED ON STEEPEST ASCENT METHOD

(54) 发明名称: 一种基于最速上升法的高动态卫星跟踪方法



AA Intermediate-frequency signal input
BB Pseudo code NCO
CC Carrier NCO
DD Integral downsampling
EE Carrier loop controller

图 2

(57) Abstract: A highly-dynamic satellite tracking method based on a steepest ascent method. The method comprises: firstly, stripping a ranging code sequence; next, performing frequency mixing and fast Fourier transform processing on a carrier, so as to obtain the mapping relationship between a carrier tracking error and the maximum value of a fast Fourier transform (FFT) output amplitude spectrum; and finally, tracking the carrier according to the principle of a steepest ascent method. The highly-dynamic satellite tracking method can achieve a relatively high tracking accuracy in both static and dynamic environments, and the satellite tracking method does not need the assistance of an external sensor, does not need to know prior statistical information of noise in advance, has relatively good robustness and stability, and has relatively high engineering application value.

(57) 摘要: 一种基于最速上升法的高动态卫星跟踪方法, 包括: 首先剥离测距码序列, 接着对载波进行混频以及快速傅里叶变换处理, 得到载波跟踪误差与快速傅里叶变换(FFT)输出幅度谱最大值之间的映射关系, 最后根据最速上升法的原理对载波进行跟踪。该高动态卫星跟踪方法在静态和动态环境下均能获得较高的跟踪精度, 而且该卫星跟踪方法不需要外部传感器辅助, 不需要预先知道噪声的先验统计信息, 具有较好的鲁棒性和稳定性, 具有较高的工程使用价值。

BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, IT, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, WS, ZA, ZM, ZW。

- (84)** 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

根据细则4.17的声明:

- 发明人资格 (细则4.17(iv))

本国际公布:

- 包括国际检索报告 (条约第21条(3))。

一种基于最速上升法的高动态卫星跟踪方法

技术领域

本发明属于卫星信号处理领域，特别涉及了一种基于最速上升法的高动态卫星跟踪方法。

背景技术

高超音速飞行器以其潜在的军事、政治和经济价值逐渐受到人们的关注。导航是高超音速飞行器的关键技术之一。GNSS 作为导航系统的关键部件，在高动态环境下，GNSS 接收机的载波跟踪回路容易失锁。跟踪环路带宽增加会使得跟踪环路具有更好的动态性能，但是同时引入较大的跟踪误差。

根据是否使用外部传感器，提升高动态环境下载波跟踪环路跟踪性能的方法可分为两类：一类是使用惯性导航系统辅助，另一类是改进自身结构。

惯性导航系统作为高超音速飞行器必不可少的传感器，通过将 GNSS/INS 超紧耦合系统预测的多普勒频移值反馈到载波跟踪回路中，提高接收机的动态性能。外这种方法具有精度高、响应快的优点，但它要求载波跟踪环路与外部设备的精确同步，这可能会给实现带来更多的成本和困难。

改进载波跟踪环路的结构有三种方法，即基于鉴频器的方法、基于估计器的方法和基于矢量的方法。基于鉴频器的方法仍然遵循传统的锁相环结构，通过频率锁定环或 Wigner-Ville 分布（WVD）的辅助，缓解了这种结构高动态性和高精度之间的矛盾，但这种方法需要非常复杂的机构设计；基于估计器的方法用一个估计器代替 PLL 的鉴频器和环路滤波器，该估计器的结构可以采用任何合适的形式，如卡尔曼滤波（KF）、扩展卡尔曼滤波（EKF）、无迹卡尔曼滤波（UKF）、最大似然和基于 FFT，这种方法需要事先知道噪声的统计信息，才能得到更好的载波估计；基于矢量的方法用一个导航滤波器代替每个通道中的单个跟踪回路，在已知接收机位置和速度的情况下，根据计算得到的伪距和伪距率，得到本地信号发生器对各卫星的反馈，这种方法的主要缺点是所有卫星的处理数据都是密切

相关的，一个通道中的任何错误都可能损坏其他通道。

上述算法在改善跟踪环路的动态性能的同时往往伴随着复杂的机构设计、外部高精度传感器辅助、或预先知晓先验信息。

发明内容

为了解决上述背景技术提出的技术问题，本发明提供一种一种不受高动态影响的基于最速上升法的高动态卫星跟踪方法。

为了实现上述技术目的，本发明的技术方案为：一种基于最速上升法的高动态卫星跟踪方法，包括：

步骤一：根据测距码序列的自相关特性，将本地生成的测距码序列 $C_i(n)$ 与输入到跟踪环路的中频信号 $x(n)$ 做相关运算，得到码剥离后的中频信号 $s(n)$ ；

步骤二：将所述剥离后的中频信号 $s(n)$ 与本地生成的即时载波信号 $x_p(n)$ 混频得到第一混频信号 $y_p(n)$ ，将所述剥离后的中频信号 $s(n)$ 与超前载波信号 $x_E(n)$ 混频或者滞后载波信号 $x_L(n)$ 混频得到第二混频信号 $y_L(n)$ 或第三混频信号 $y_E(n)$ ；

步骤三：对所述第一混频信号 $y_p(n)$ 做降采样处理得到第四混频信号 $y_p(k)$ ，对所述第二混频信号 $y_L(n)$ 或所述第三混频信号 $y_E(n)$ 做降采样处理得到第五混频信号 $y_L(k)$ 或第六混频信号 $y_E(k)$ ；

步骤四：对所述第四混频信号 $y_p(k)$ 和所述第五混频信号 $y_L(k)$ 做快速傅里叶变换处理得到快速傅里叶变换输出幅度谱的最大值，或者对所述第四混频信号 $y_p(k)$ 和所述第六混频信号 $y_E(k)$ 做快速傅里叶变换处理得到快速傅里叶变换输出幅度谱的最大值；

步骤五：利用最速上升法以及所述快速傅里叶变换输出幅度谱的最大值对载波进行跟踪。

可选的，在上述的步骤一中，进一步的，输入到跟踪回路的离散中频的信号结构如式（1）所示。

$$x(n) = AC(n)D(n) \exp[i(2\pi f_1 n + \theta_0)] \quad (1)$$

测距码的剥离过程如式 (2) 所示。

$$\begin{aligned} s(n) &= x(n)C_l(n) \\ &= AR(\hat{\tau})D(n) \exp[i(2\pi f_1 n + \theta_0)] \end{aligned} \quad (2)$$

其中, i 是虚部符号, A 是中频信号 $x(n)$ 的幅度, $C(n)$ 是测距码序列, $D(n)$ 是信息码序列, f_1 是到达跟踪回路信号的频率, θ_0 是初始相位, $R(\cdot)$ 是测距码的自相关函数, $\hat{\tau}$ 是本地测距码和接收信号中调制测距码之间的相位差, $C_l(n)$ 为本地生成的测距码序列。

可选的, 上述步骤二进一步包括: 若最速上升是采用左偏导, 则选择是将所述剥离后的中频信号 $s(n)$ 分别与本地生成的即时载波信号 $x_p(n)$ 和滞后载波信号 $x_L(n)$ 混频, 混频后分别得到信号第一混频信号 $y_p(n)$ 和第二混频信号 $y_L(n)$;

若最速上升是采用右偏导, 则选择是将所述剥离后的中频信号 $s(n)$ 分别与本地生成的即时载波信号 $x_p(n)$ 和超前载波信号 $x_E(n)$ 混频, 混频后分别得到信号第一混频 $y_p(n)$ 和第三混频信号 $y_E(n)$ 。

在上述技术方案中, 本地生成的所述的即时载波的信号结构定义为:

$$x_p(n) = \exp[-i(2\pi f_2 n)] \quad (3)$$

本地生成的所述的超前载波的信号结构定义为:

$$x_E(n) = \exp\{-i[(2\pi(f_2 + d)n)]\} \quad (4)$$

本地生成的所述的滞后载波的信号结构定义为:

$$x_L(n) = \exp\{-i[(2\pi(f_2 - d)n)]\} \quad (5)$$

其中, f_2 是即时载波信号频率, d 是频率间隔。

可选的, 在上述的若最速上升是采用左偏导, 则选择是将所述剥离后的中频

信号 $s(n)$ 分别与本地生成的即时载波信号 $x_p(n)$ 和滞后载波信号 $x_L(n)$ 混频, 混频后分别得到信号第一混频信号 $y_p(n)$ 和第二混频信号 $y_L(n)$, 进一步包括:

混频过程如下式所示:

$$\begin{aligned} y_p(n) &= x_p(n)s(n) \\ &= AR(\hat{\tau})D(n)\exp[-i(2\pi\Delta f n + \theta_0)] \\ y_L(n) &= x_L(n)s(n) \\ &= AR(\hat{\tau})D(n)\exp\{-i[(2\pi(\Delta f - d)n + \theta_0)]\} \end{aligned} \quad (6)$$

其中, Δf 是接收信号和本地即时载波之间的频率差, 可以用表示 $\Delta f = f_2 - f_1$ 。

可选的, 在上述的步骤三中, 进一步的: 所述第一混频信号 $y_p(n)$ 的降采样过程可以用公式 (7) 表示:

$$\begin{aligned} y_p(k) &= \frac{1}{M} \sum_{n=Mk}^{n=M(k+1)} y_p(n) = \frac{1}{MT_s} \int_{MT_s k}^{MT_s(k+1)} y_p(t) dt \\ &= \frac{AR(\hat{\tau})}{MT_s} \cdot \frac{1}{2\pi\Delta f} \cdot \left\{ \frac{\exp\{-i[2\pi\Delta f MT_s(k+1) + \theta_0]\} - \exp\{-i[2\pi\Delta f MT_s k + \theta_0]\}}{2\pi\Delta f} \right\} \\ \because \lim_{2\pi\Delta f MT_s \rightarrow 0} \{\cos(2\pi\Delta f MT_s) - 1\} &= 0 \\ \therefore y_p(k) &= -AR(\hat{\tau}) \frac{\sin(2\pi\Delta f MT_s)}{2\pi\Delta f MT_s} \cdot \exp\{-i[2\pi\Delta f MT_s k + \theta_0]\} \end{aligned} \quad (7)$$

同样地所述第二混频信号 $y_L(n)$ 的降采样过程可以用公式 (8) 表示:

$$\begin{aligned} y_L(k) &= -AR(\hat{\tau}) \frac{\sin(2\pi(\Delta f - d)MT_s)}{2\pi(\Delta f - d)MT_s} \cdot \\ &\quad \exp\{-i[2\pi(\Delta f - d)MT_s k + \theta_0]\} \end{aligned} \quad (8)$$

其中, T_s 为初始采样周期, M 为求和运算点数。

可选的, 在上述步骤四中, 进一步的:

所述第四混频信号 $y_p(k)$ 可以用来表示连续函数经过离散和截断两个处理过程后的信号, 如公式 (9) 表示

$$y_p(k) = -AR(\hat{\tau}) \frac{\sin(2\pi\Delta f MT_s)}{2\pi\Delta f MT_s} \cdot \exp\{-i[2\pi\Delta f t + \theta_0]\} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - MT_s k) \text{rect}\left(\frac{t}{T_L}\right) \quad (9)$$

式中 T_L 表示矩形窗的长度， $\text{rect}(\cdot)$ 表示矩形函数， $\delta(\cdot)$ 为狄拉克函数。

经过快速傅里叶变换后，快速傅里叶变换输出幅度谱的最大值和 Δf 的关系可以用公式 (10) 表示：

$$M_{FFT_P}(\Delta f) = AR(\hat{\tau}) \text{sinc}(2MT_s \Delta f) \cdot \text{sinc}\left[T_L\left(\Delta f - \frac{kk}{T_L}\right)\right], \quad kk = \text{round}(T_L \Delta f) \quad (10)$$

式中 round 是取整函数， $M_{FFT_P}(\Delta f)$ 为快速傅里叶变换输出幅度谱的最大值， $\text{sinc}(\cdot)$ 为 sinc 函数。

可选的，在上述步骤五中，进一步的：

根据最速上升法的原理，载波跟踪过程可以用公式 (11) 表示

$$\Delta f_{k+1} = \Delta f_k + \mu \left(\frac{P_{F_P}|_k - P_{F_L}|_k}{d} \right) \quad (11)$$

其中， Δf_{k+1} 为下一时刻接收信号和本地即时载波之间的频率差， Δf_k 为当前时刻接收信号和本地即时载波之间的频率差， μ 为控制步长， $P_{F_P}|_k$ 为当前时刻即时性能函数值， $P_{F_L}|_k$ 为当前时刻滞后性能函数值。

本发明的一个实施例相对于现有技术的有益效果是：该实施例通过构建不受高动态影响的性能函数，利用该函数和最速上升法构建高动态跟踪结构，利用该结构对卫星信号进行跟踪，该跟踪方法设计简单、不需要外部传感器辅助且不需要预先知道噪声的先验统计信息，具有较好的鲁棒性和稳定性。

附图说明

图 1 是本发明实施例的流程示意图；

图 2 是本发明实施例的整体流程架构图。

具体实施方式

下面将结合本发明实施例中的附图，对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述，显然，所描述的实施例仅是本发明的一部分实施例，而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例，本领域普通技术人员在没有做出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例，都属于本发明保护的范围。

实施例 1

本实施例提供一种基于最速上升法的高动态卫星跟踪方法，如图 1 和图 2 所示，包括以下步骤：

S10：根据测距码序列的自相关特性，将本地生成的测距码序列 $C_i(n)$ 与输入到跟踪环路的中频信号 $x(n)$ 做相关运算，得到码剥离后的中频信号 $s(n)$ 。

该步骤的作用是剥离测距码序列，具体的如下：

假设输入到跟踪回路的离散中频（IF）的信号结构如式（1）所示。

$$x(n) = AC(n)D(n)\exp[i(2\pi f_1 n + \theta_0)] \quad (1)$$

其中， i 是虚部符号， A 是信号 $x(n)$ 的幅度， $C(n)$ 是测距码序列， $D(n)$ 是信息码序列， f_1 是到达跟踪回路信号的频率， θ_0 是初始相位。

测距码的剥离过程如式（2）所示。

$$\begin{aligned} s(n) &= x(n)C(n) \\ &= AR(\hat{\tau})D(n)\exp[i(2\pi f_1 n + \theta_0)] \end{aligned} \quad (2)$$

其中， $R(\cdot)$ 是测距码的自相关函数， $\hat{\tau}$ 是本地测距码和接收信号中调制测距码之间的相位差， $C_i(n)$ 为本地生成的测距码序列。。

S20：将所述剥离后的中频信号 $s(n)$ 与本地生成的即时载波信号 $x_p(n)$ 混频得到第一混频信号 $y_p(n)$ ，将所述剥离后的中频信号 $s(n)$ 与超前载波信号 $x_E(n)$ 混频或者滞后载波信号 $x_L(n)$ 混频得到第二混频信号 $y_L(n)$ 或第三混频信号 $y_E(n)$ 。

具体的，如果最速上升是采用左偏导，则选择是将中频信号 $s(n)$ 分别与本地生成的即时载波信号 $x_p(n)$ 和滞后载波信号 $x_L(n)$ 混频，混频后分别得到第一混频

信号 $y_p(n)$ 和第二混频信号 $y_L(n)$ ；如果最速上升是采用右偏导，则选择是将中频信号 $s(n)$ 分别与本地生成的即时载波信号 $x_p(n)$ 和超前载波信号 $x_E(n)$ 混频，混频后分别得到信号第一混频信号 $y_p(n)$ 和第三混频信号 $y_E(n)$ 。

在该步骤中，需要对本地产生的载波信号的结构进行定义，本地生成的即时载波的信号结构定义为：

$$x_p(n) = \exp[-i(2\pi f_2 n)] \quad (3)$$

本地生成的超前载波的信号结构定义为：

$$x_E(n) = \exp\{-i[(2\pi(f_2 + d)n)]\} \quad (4)$$

本地生成的滞后载波的信号结构定义为：

$$x_L(n) = \exp\{-i[(2\pi(f_2 - d)n)]\} \quad (5)$$

其中， f_2 是即时载波信号频率， d 是频率间隔。

以最速上升法采用左偏导为例，混频过程如下式所示。

$$\begin{aligned} y_p(n) &= x_p(n)s(n) \\ &= AR(\hat{\tau})D(n)\exp[-i(2\pi\Delta f n + \theta_0)] \\ y_L(n) &= x_L(n)s(n) \\ &= AR(\hat{\tau})D(n)\exp\{-i[(2\pi(\Delta f - d)n + \theta_0)]\} \end{aligned} \quad (6)$$

其中， Δf 是接收信号和本地即时载波之间的频率差，可以用表示 $\Delta f = f_2 - f_1$ 。

S30：对所述第一混频信号 $y_p(n)$ 做降采样处理得到第四混频信号 $y_p(k)$ ，对所述第二混频信号 $y_L(n)$ 或所述第三混频信号 $y_E(n)$ 做降采样处理得到第五混频信号 $y_L(k)$ 或第六混频信号 $y_E(k)$ 。

由于进行载波混频后的信号频率已经远远小于采样率，如果继续采用该采样率，后续计算将占用大量的计算资源，为此采用求和的方式进行降采样，经过降采样处理，第一混频信号 $y_p(n)$ 和第二混频信号 $y_L(n)$ 分别变为第四混频信号

$y_p(k)$ 和第五混频信号 $y_L(k)$ ，或第一混频信号 $y_p(n)$ 和第三混频信号 $y_E(n)$ 分别变为第四混频信号 $y_p(k)$ 和第六混频信号 $y_E(k)$ 。

降采样的目的是减小后续快速傅里叶变换（以下简称FFT）过程的计算量，由于采样率 f_s 远大于接收信号和本地即时载波之间的频率差 Δf ，所以，第一混频信号 $y_p(n)$ 的降采样过程可以用公式（7）表示。

$$\begin{aligned} y_p(k) &= \frac{1}{M} \sum_{n=Mk}^{n=M(k+1)} y_p(n) = \frac{1}{MT_s} \int_{MT_s k}^{MT_s(k+1)} y_p(t) dt \\ &= \frac{AR(\hat{\tau})}{MT_s} \cdot \frac{1}{2\pi\Delta f} \left\{ \frac{\exp\{-i[2\pi\Delta f MT_s(k+1) + \theta_0]\}}{\exp\{-i[2\pi\Delta f MT_s k + \theta_0]\}} - \right. \\ &\quad \left. \because \lim_{2\pi\Delta f MT_s \rightarrow 0} \{\cos(2\pi\Delta f MT_s) - 1\} = 0 \right. \\ &\quad \therefore y_p(k) = -AR(\hat{\tau}) \frac{\sin(2\pi\Delta f MT_s)}{2\pi\Delta f MT_s} \cdot \exp\{-i[2\pi\Delta f MT_s k + \theta_0]\} \end{aligned} \quad (7)$$

同样地第二混频信号 $y_L(n)$ 的降采样过程可以用公式（8）表示。

$$\begin{aligned} y_L(k) &= -AR(\hat{\tau}) \frac{\sin(2\pi(\Delta f - d)MT_s)}{2\pi(\Delta f - d)MT_s} \cdot \\ &\quad \exp\{-i[2\pi(\Delta f - d)MT_s k + \theta_0]\} \end{aligned} \quad (8)$$

其中， T_s 为初始采样周期， M 为求和运算点数。

S40：对所述第四混频信号 $y_p(k)$ 和所述第五混频信号 $y_L(k)$ 做快速傅里叶变换处理得到快速傅里叶变换输出幅度谱的最大值或者对所述第四混频信号 $y_p(k)$ 和所述第六混频信号 $y_E(k)$ 做快速傅里叶变换处理得到快速傅里叶变换输出幅度谱的最大值。

具体的第四混频信号 $y_p(k)$ 用来表示连续函数经过离散和截断两个处理过程后的信号，可以用公式（9）表示

$$\begin{aligned} y_p(k) &= -AR(\hat{\tau}) \frac{\sin(2\pi\Delta f MT_s)}{2\pi\Delta f MT_s} \cdot \\ &\quad \exp\{-i[2\pi\Delta f t + \theta_0]\} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - MT_s k) \text{rect}\left(\frac{t}{T_L}\right) \end{aligned} \quad (9)$$

式中 T_L 表示矩形窗的长度， $\text{rect}(\cdot)$ 表示矩形函数， $\delta(\cdot)$ 为狄拉克函数。

所以经过 FFT 后, FFT 输出幅度谱的最大值和 Δf 的关系可以用公式 (10) 表示

$$M_{FFT_P}(\Delta f) = AR(\hat{\tau}) \text{sinc}(2MT_s \Delta f) \cdot \text{sinc}\left[T_L \left(\Delta f - \frac{kk}{T_L}\right)\right], \quad kk = \text{round}(T_L \Delta f) \quad (10)$$

式中 round 是取整函数, $M_{FFT_P}(\Delta f)$ 为快速傅里叶变换输出幅度谱的最大值, sinc($\cdot$) 为 sinc 函数。

假设 $2MT_s \ll T_L$ 并且 $y_p(k)$ 信号频率 Δf 在 $[-\frac{1}{2T_L}, \frac{1}{2T_L}]$ 内, 公式 (10) 可以被简写为

$$M_{FFT_P}(\Delta f) \approx AR(\hat{\tau}) \text{sinc}(T_L \Delta f) \quad \Delta f \in \left[-\frac{1}{2T_L}, \frac{1}{2T_L}\right] \quad (11)$$

为了减弱信号功率对载波跟踪环路的影响, 需要对式 (11) 进行归一化。由于信号 $x(n)$ 的振幅 A 在短时间内可以看作一个常数并且测距码自相关函数的最大值为 1, 所以, 短时间内 M_{FFT_P} 的最大值可用于使式 (12) 的归一化。归一化过程如公式 (12) 所示。

$$\bar{M}_{FFT_P}(\Delta f) = M_{FFT_P}(\Delta f) / N_c, \quad \Delta f \in \left[-\frac{1}{2T_L}, \frac{1}{2T_L}\right] \quad (12)$$

式中, N_c 是 M_{FFT_P} 在短时间内的最大值。

所以 M_{FFT_P} 在本实施例的性能表面上的位置可以用公式 (13) 表示。

$$P_{F_P}(\Delta f) = \bar{M}_{FFT_P}(\Delta f) \approx \text{sinc}(T_L \Delta f) \quad (13)$$

相似地, M_{FFT_L} 在本实施例的性能表面上的位置可以用公式 (14) 表示

$$P_{F_L}(\Delta f) = \bar{M}_{FFT_L}(\Delta f) \approx \text{sinc}(T_L (\Delta f - d)) \quad (14)$$

S50: 利用最速上升法以及所述快速傅里叶变换输出幅度谱的最大值对载波

进行跟踪。

具体的根据最速上升法的原理，载波跟踪过程可以用公式（15）表示。

$$\Delta f_{k+1} = \Delta f_k + \mu \left(\frac{P_{F_P}|_k - P_{F_L}|_k}{d} \right) \quad (15)$$

其中， Δf_{k+1} 为下一时刻接收信号和本地即时载波之间的频率差， Δf_k 为当前时刻接收信号和本地即时载波之间的频率差， μ 为控制步长， $P_{F_P}|_k$ 为当前时刻即时性能函数值， $P_{F_L}|_k$ 为当前时刻滞后性能函数值。

该高动态卫星跟踪方法通过对载波幅度谱特性进行分析，得到载波跟踪误差与快速傅里叶变换（FFT）输出最大值之间的关系，根据最速上升法的原理，设计了一种新的载波跟踪结构，并利用该结构对卫星信号进行跟踪。本发明在静态和动态环境下均能获得较高的跟踪精度，设计简单，具有较高的工程使用价值。

以上所述仅为本发明的一种实施方式，并非因此限制本发明的专利范围，凡是利用本发明说明书及附图内容所作的等效结构或等效流程变换，或直接或间接运用在其他相关的技术领域，均同理包括在本发明的专利保护范围内。

权利要求书

1、一种基于最速上升法的高动态卫星跟踪方法，其特征在于，包括：

根据测距码序列的自相关特性，将本地生成的测距码序列 $C_l(n)$ 与输入到跟踪环路的中频信号 $x(n)$ 转换成码剥离后的中频信号 $s(n)$ ；

将所述剥离后的中频信号 $s(n)$ 与本地生成的即时载波信号 $x_p(n)$ 混频得到第一混频信号 $y_p(n)$ ，将所述剥离后的中频信号 $s(n)$ 与超前载波信号 $x_E(n)$ 混频或者滞后载波信号 $x_L(n)$ 混频得到第二混频信号 $y_L(n)$ 或第三混频信号 $y_E(n)$ ；

对所述第一混频信号 $y_p(n)$ 做降采样处理得到第四混频信号 $y_p(k)$ ，对所述第二混频信号 $y_L(n)$ 或所述第三混频信号 $y_E(n)$ 做降采样处理得到第五混频信号 $y_L(k)$ 或第六混频信号 $y_E(k)$ ；

对所述第四混频信号 $y_p(k)$ 和所述第五混频信号 $y_L(k)$ 做快速傅里叶变换处理得到快速傅里叶变换输出幅度谱的最大值或者对所述第四混频信号 $y_p(k)$ 和所述第六混频信号 $y_E(k)$ 做快速傅里叶变换处理得到快速傅里叶变换输出幅度谱的最大值；

利用最速上升法以及所述快速傅里叶变换输出幅度谱的最大值对载波进行跟踪。

2、根据权利要求1所述的高动态卫星跟踪方法，其特征在于，在所述的根据测距码序列的自相关特性，将本地生成的 $C_l(n)$ 序列与输入到跟踪环路的中频信号 $x(n)$ 转换成码剥离后的中频信号 $s(n)$ 中，进一步包括：

输入到跟踪回路的离散中频的信号结构如式（1）所示：

$$x(n) = AC(n)D(n) \exp[i(2\pi f_l n + \theta_0)] \quad (1)$$

测距码的剥离过程如式（2）所示：

$$\begin{aligned} s(n) &= x(n)C(n) \\ &= AR(\hat{\tau})D(n) \exp[i(2\pi f_l n + \theta_0)] \end{aligned} \quad (2)$$

其中， i 是虚部符号， A 是中频信号 $x(n)$ 的幅度， $C(n)$ 是测距码序列， $D(n)$ 是

信息码序列, f_1 是到达跟踪回路信号的频率, θ_0 是初始相位, $R(\cdot)$ 是测距码的自相关函数, $\hat{\tau}$ 是本地测距码和接收信号中调制测距码之间的相位差, $C_l(n)$ 为本地生成的测距码序列。

3、根据权利要求 1 或 2 所述的高动态卫星跟踪方法, 其特征在于, 所述的将所述剥离后的中频信号 $s(n)$ 与本地生成的即时载波信号 $x_p(n)$ 混频得到第一混频信号 $y_p(n)$, 将所述剥离后的中频信号 $s(n)$ 与超前载波信号 $x_E(n)$ 混频或者滞后载波信号 $x_L(n)$ 混频得到第二混频信号 $y_L(n)$ 或第三混频信号 $y_E(n)$, 进一步包括:

若最速上升是采用左偏导, 则选择是将所述剥离后的中频信号 $s(n)$ 分别与本地生成的即时载波信号 $x_p(n)$ 和滞后载波信号 $x_L(n)$ 混频, 混频后分别得到信号第一混频信号 $y_p(n)$ 和第二混频信号 $y_L(n)$;

若最速上升是采用右偏导, 则选择是将所述剥离后的中频信号 $s(n)$ 分别与本地生成的即时载波信号 $x_p(n)$ 和超前载波信号 $x_E(n)$ 混频, 混频后分别得到信号第一混频 $y_p(n)$ 和第三混频信号 $y_E(n)$ 。

4、根据权利要求 3 所述的高动态卫星跟踪方法, 其特征在于, 本地生成的所述的即时载波信号结构定义为:

$$x_p(n) = \exp[-i(2\pi f_2 n)] \quad (3)$$

本地生成的所述的超前载波信号结构定义为:

$$x_E(n) = \exp\{-i[(2\pi(f_2 + d)n)]\} \quad (4)$$

本地生成的所述的滞后载波信号结构定义为:

$$x_L(n) = \exp\{-i[(2\pi(f_2 - d)n)]\} \quad (5)$$

其中, f_2 是即时载波信号频率, d 是频率间隔。

5、根据权利要求 4 所述的高动态卫星跟踪方法, 其特征在于, 所述的若最

速上升是采用左偏导, 则选择是将所述剥离后的中频信号 $s(n)$ 分别与本地生成的即时载波信号 $x_p(n)$ 和滞后载波信号 $x_L(n)$ 混频, 混频后分别得到信号第一混频信号 $y_p(n)$ 和第二混频信号 $y_L(n)$, 进一步包括:

混频过程如下式所示:

$$\begin{aligned} y_p(n) &= x_p(n)s(n) \\ &= AR(\hat{\tau})D(n)\exp[-i(2\pi\Delta f n + \theta_0)] \\ y_L(n) &= x_L(n)s(n) \\ &= AR(\hat{\tau})D(n)\exp\{-i[(2\pi(\Delta f - d)n + \theta_0)]\} \end{aligned} \quad (6)$$

其中, Δf 是接收信号和本地即时载波之间的频率差, $\Delta f = f_2 - f_1$ 。

6、根据权利要求 5 所述的高动态卫星跟踪方法, 其特征在于, 在所述的所述第一混频信号 $y_p(n)$ 做降采样处理得到第四混频信号 $y_p(k)$, 对所述第二混频信号 $y_L(n)$ 或所述第三混频信号 $y_E(n)$ 做降采样处理得到第五混频信号 $y_L(k)$ 或第六混频信号 $y_E(k)$ 中, 进一步的: 所述第一混频信号 $y_p(n)$ 的降采样过程以公式 (7) 表示:

$$\begin{aligned} y_p(k) &= \frac{1}{M} \sum_{n=Mk}^{n=M(k+1)} y_p(n) = \frac{1}{MT_s} \int_{MT_s k}^{MT_s(k+1)} y_p(t) dt \\ &= \frac{AR(\hat{\tau})}{MT_s} \cdot \frac{1}{2\pi\Delta f} \cdot \left\{ \frac{\exp\{-i[2\pi\Delta f MT_s(k+1) + \theta_0]\} - \exp\{-i[2\pi\Delta f MT_s k + \theta_0]\}}{2\pi\Delta f} \right\} \\ \therefore \lim_{2\pi\Delta f MT_s \rightarrow 0} \{\cos(2\pi\Delta f MT_s) - 1\} &= 0 \\ \therefore y_p(k) &= -AR(\hat{\tau}) \frac{\sin(2\pi\Delta f MT_s)}{2\pi\Delta f MT_s} \cdot \exp\{-i[2\pi\Delta f MT_s k + \theta_0]\} \end{aligned} \quad (7)$$

所述第二混频信号 $y_L(n)$ 的降采样过程以公式 (8) 表示:

$$\begin{aligned} y_L(k) &= -AR(\hat{\tau}) \frac{\sin(2\pi(\Delta f - d)MT_s)}{2\pi(\Delta f - d)MT_s} \cdot \\ &\quad \exp\{-i[2\pi(\Delta f - d)MT_s k + \theta_0]\} \end{aligned} \quad (8)$$

其中, T_s 为初始采样周期, M 为求和运算点数。

7、根据权利要求 6 所述的高动态卫星跟踪方法, 其特征在于, 在所述对所述第四混频信号 $y_p(k)$ 和所述第五混频信号 $y_L(k)$ 做快速傅里叶变换处理得到快速傅里叶变换输出幅度谱的最大值或者对所述第四混频信号 $y_p(k)$ 和所述第六混频信号 $y_E(k)$ 做快速傅里叶变换处理得到快速傅里叶变换输出幅度谱的最大值中, 进一步的:

所述第四混频信号 $y_p(k)$ 用来表示连续函数经过离散和截断两个处理过程后的信号, 以公式 (9) 表示:

$$y_p(k) = -AR(\hat{\tau}) \frac{\sin(2\pi\Delta f MT_s)}{2\pi\Delta f MT_s} \cdot \exp\{-i[2\pi\Delta f t + \theta_0]\} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - MT_s k) \text{rect}\left(\frac{t}{T_L}\right) \quad (9)$$

式中 T_L 为矩形窗的长度, $\text{rect}(\cdot)$ 为矩形函数, $\delta(\cdot)$ 为狄拉克函数;

经过快速傅里叶变换后, 快速傅里叶变换输出幅度谱的最大值和 Δf 的关系以公式 (10) 表示:

$$M_{FFT_P}(\Delta f) = AR(\hat{\tau}) \text{sinc}(2MT_s \Delta f) \cdot \text{sinc}\left[T_L(\Delta f - \frac{kk}{T_L})\right], \quad kk = \text{round}(T_L \Delta f) \quad (10)$$

其中, round 是取整函数, $M_{FFT_P}(\Delta f)$ 为快速傅里叶变换输出幅度谱的最大值, $\text{sinc}(\cdot)$ 为 sinc 函数。

8、根据权利要求 7 所述的高动态卫星跟踪方法, 其特征在于, 在所述的利用最速上升法以及所述快速傅里叶变换输出幅度谱的最大值对载波进行跟踪中, 进一步的:

根据最速上升法的原理, 载波跟踪过程以公式 (11) 表示:

$$\Delta f_{k+1} = \Delta f_k + \mu \left(\frac{P_{F_P}|_k - P_{F_L}|_k}{d} \right) \quad (11)$$

其中, Δf_{k+1} 为下一时刻接收信号和本地即时载波之间的频率差, Δf_k 为当前时刻接收信号和本地即时载波之间的频率差, μ 为控制步长, $P_{F_P}|_k$ 为当前时刻即时性能函数值, $P_{F_L}|_k$ 为当前时刻滞后性能函数值。

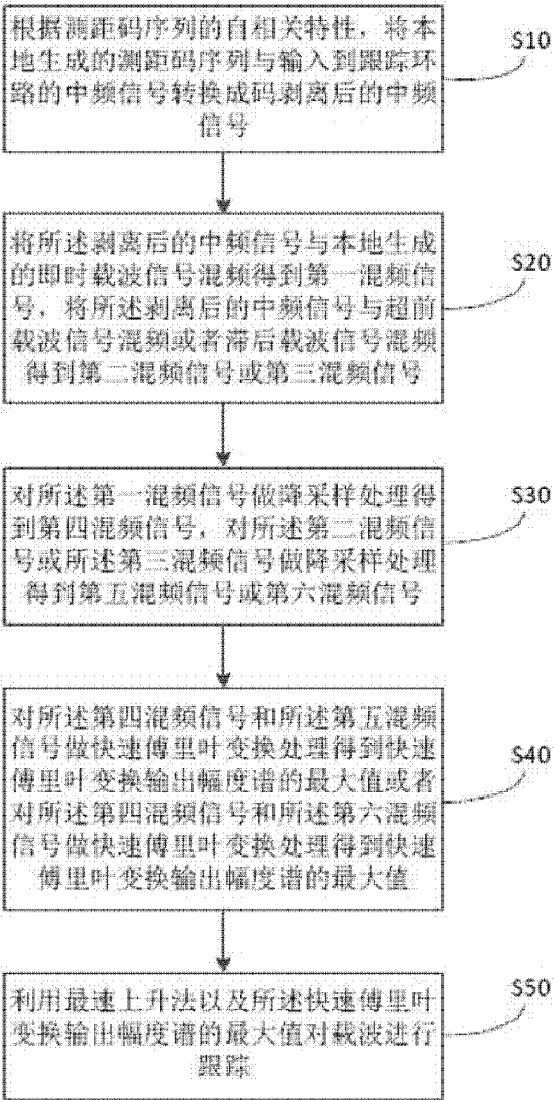


图 1

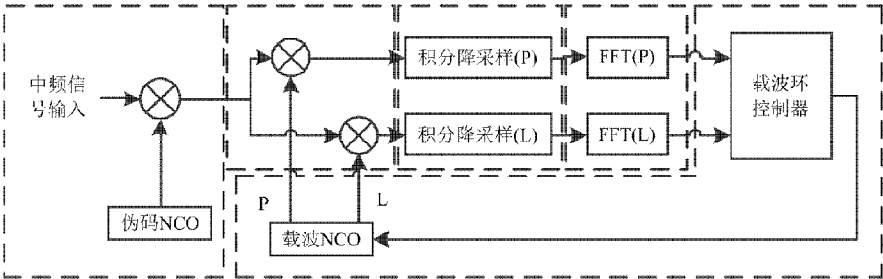


图 2

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2021/089030

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

G01S 19/29(2010.01)i; G01S 19/30(2010.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

G01S 19

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CNABS, CNTXT, CNKI, 百度学术, VEN; 卫星, 跟踪, 最速上升法, 中频, 剥离, 载波, 即时, 超前, 滞后, 早, 晚, 混频, 采样, 傅里叶变换, 傅立叶变换, satellite, track+, receive+, steepest ascent, NCO, carrier, code, intermediate, frequency, mix+, FFT, fourier, transform

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
PX	CN 112014864 A (NANJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS) 01 December 2020 (2020-12-01) claims 1-8, description paragraphs 0007-0103, figures 1-2	1-8
PX	Qinghua ZENG et al. "A high dynamics algorithm based on steepest ascent method for GNSS receiver" <i>Chinese Journal of Aeronautics</i> , 29 March 2021 (2021-03-29), ISSN: 1000-9361, pp. 4-5	1-8
A	CN 110275190 A (NANJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS) 24 September 2019 (2019-09-24) entire document	1-8
A	CN 102445698 A (SOUTHEAST UNIVERSITY) 09 May 2012 (2012-05-09) entire document	1-8
A	CN 106855628 A (BEIJING MXTRONICS CO., LTD. et al.) 16 June 2017 (2017-06-16) entire document	1-8



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

19 July 2021

Date of mailing of the international search report

27 July 2021

Name and mailing address of the ISA/CN

China National Intellectual Property Administration (ISA/CN)
No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao, Haidian District, Beijing 100088
China

Facsimile No. (86-10)62019451

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2021/089030**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN 110907958 A (ALLYSTAR TECH SHENZHEN CO., LTD.) 24 March 2020 (2020-03-24) entire document	1-8
A	CN 105842713 A (BEIHANG UNIVERSITY) 10 August 2016 (2016-08-10) entire document	1-8
A	US 2007046536 A1 (JIA ZHIKE et al.) 01 March 2007 (2007-03-01) entire document	1-8
A	US 7639181 B2 (YANG CHUN et al.) 29 December 2009 (2009-12-29) entire document	1-8

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/CN2021/089030

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
CN	112014864	A	01 December 2020	None			
CN	110275190	A	24 September 2019	None			
CN	102445698	A	09 May 2012	CN	102445698	B	05 June 2013
CN	106855628	A	16 June 2017	CN	106855628	B	11 September 2020
CN	110907958	A	24 March 2020	None			
CN	105842713	A	10 August 2016	None			
US	2007046536	A1	01 March 2007	US	8466836	B2	18 June 2013
				KR	20080077953	A	26 August 2008
				EP	1941296	A2	09 July 2008
				WO	2007027933	A3	22 November 2007
				EP	1941296	A4	20 October 2010
				WO	2007027933	A2	08 March 2007
US	7639181	B2	29 December 2009	US	2007205940	A1	06 September 2007

国际检索报告

国际申请号

PCT/CN2021/089030

A. 主题的分类

G01S 19/29(2010.01)i; G01S 19/30(2010.01)i

按照国际专利分类(IPC)或者同时按照国家分类和IPC两种分类

B. 检索领域

检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)

G01S 19

包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献

在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称, 和使用的检索词(如使用))

CNABS, CNTXT, CNKI, 百度学术, VEN; 卫星, 跟踪, 最速上升法, 中频, 剥离, 载波, 即时, 超前, 滞后, 早, 晚, 混频, 采样, 傅里叶变换, 傅立叶变换, satellite, track+, receive+, steepest ascent, NC0, carrier, code, intermediate, frequency, mix+, FFT, fourier, transform

C. 相关文件

类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求
PX	CN 112014864 A (南京航空航天大学) 2020年 12月 1日 (2020 - 12 - 01) 权利要求1-8, 说明书第0007-0103段, 附图1-2	1-8
PX	Qinghua ZENG 等. "A high dynamics algorithm based on steepest ascent method for GNSS receiver" Chinese Journal of Aeronautics, 2021年 3月 29日 (2021 - 03 - 29), ISSN: 1000-9361, 第4-5页	1-8
A	CN 110275190 A (南京航空航天大学) 2019年 9月 24日 (2019 - 09 - 24) 全文	1-8
A	CN 102445698 A (东南大学) 2012年 5月 9日 (2012 - 05 - 09) 全文	1-8
A	CN 106855628 A (北京时代民芯科技有限公司 等) 2017年 6月 16日 (2017 - 06 - 16) 全文	1-8
A	CN 110907958 A (深圳华大北斗科技有限公司) 2020年 3月 24日 (2020 - 03 - 24) 全文	1-8

☒ 其余文件在C栏的续页中列出。☒ 见同族专利附件。

* 引用文件的具体类型:

“A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件

“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利

“L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件(如具体说明的)

“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件

“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件

“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件

“X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性

“Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性

“&” 同族专利的文件

国际检索实际完成的日期

2021年 7月 19日

国际检索报告邮寄日期

2021年 7月 27日

ISA/CN的名称和邮寄地址

中国国家知识产权局(ISA/CN)

中国北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088

传真号 (86-10)62019451

授权官员

房倩

电话号码 86-(010)-62089621

C. 相关文件

类 型*	引用文件，必要时，指明相关段落	相关的权利要求
A	CN 105842713 A (北京航空航天大学) 2016年 8月 10日 (2016 - 08 - 10) 全文	1-8
A	US 2007046536 A1 (JIA ZHIKE 等) 2007年 3月 1日 (2007 - 03 - 01) 全文	1-8
A	US 7639181 B2 (YANG CHUN 等) 2009年 12月 29日 (2009 - 12 - 29) 全文	1-8

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号

PCT/CN2021/089030

检索报告引用的专利文件			公布日 (年/月/日)	同族专利			公布日 (年/月/日)
CN	112014864	A	2020年 12月 1日	无			
CN	110275190	A	2019年 9月 24日	无			
CN	102445698	A	2012年 5月 9日	CN	102445698	B	2013年 6月 5日
CN	106855628	A	2017年 6月 16日	CN	106855628	B	2020年 9月 11日
CN	110907958	A	2020年 3月 24日	无			
CN	105842713	A	2016年 8月 10日	无			
US	2007046536	A1	2007年 3月 1日	US	8466836	B2	2013年 6月 18日
				KR	20080077953	A	2008年 8月 26日
				EP	1941296	A2	2008年 7月 9日
				WO	2007027933	A3	2007年 11月 22日
				EP	1941296	A4	2010年 10月 20日
				WO	2007027933	A2	2007年 3月 8日
US	7639181	B2	2009年 12月 29日	US	2007205940	A1	2007年 9月 6日