



## 半无数据调制信号捕获跟踪算法研究

韩宜静, 曾芳玲, 汪海兵

(国防科技大学 电子对抗学院, 合肥 230037)

**摘要:** 半无数据调制是指在每个节点发送的信号上都调制有同相和正交两路伪码, 同相通道上无数据信息, 正交通道上调制数据信息, 两通道上的伪随机码相互正交。根据半无数据调制的信号样式, 采用联合捕获及联合跟踪算法对信号进行基带处理。在捕获阶段, 对单通道捕获与相干联合、非相干联合及差分相干联合等捕获算法在捕获概率及捕获时间方面的性能进行对比, 在码跟踪、载波跟踪阶段, 通过比较单通道跟踪与联合跟踪算法在不同干扰场景下的跟踪误差协方差, 选择最佳的捕获及跟踪算法。仿真结果表明, 相干联合捕获算法捕获概率最高且平均捕获时间较短, 而码环和载波跟踪环的联合跟踪算法具有较高的跟踪精度及可靠性。

**关键词:** 半无数据; 双通道; 相干联合捕获; 非相干联合捕获; 差分相干联合捕获; 联合跟踪

开放科学(资源服务)标志码(OSID):



中文引用格式: 韩宜静, 曾芳玲, 汪海兵. 半无数据调制信号捕获跟踪算法研究[J]. 计算机工程, 2020, 46(3): 163-171.

英文引用格式: HAN Yijing, ZENG Fangling, WANG Haibing. Research on acquisition and tracking algorithms for half data modulated signals[J]. Computer Engineering, 2020, 46(3): 163-171.

## Research on Acquisition and Tracking Algorithms for Half Data Modulated Signals

HAN Yijing, ZENG Fangling, WANG Haibing

(College of Electronic Countermeasures, National University of Defense Technology, Hefei 230037, China)

**[Abstract]** Half data modulation means that the signals sent by each node are modulated with two pseudo codes, which are the in-phase pseudo code and the orthogonal pseudo code. The in-phase channel is void of data information while the orthogonal channel modulates data information. The pseudo random codes in these two channels are mutually orthogonal. According to the signal pattern of half data modulation, this paper proposes the joint acquisition and joint tracking algorithm for baseband processing. In the acquisition phase, this paper compares the performance of acquisition probability and acquisition time between single channel acquisition and other acquisition algorithms such as coherent joint, incoherent joint and differential coherent joint. In the phase of code tracking and carrier tracking, the tracking error covariance of single channel tracking and joint tracking algorithms in different interference scenarios is compared, so as to select the best acquisition and tracking algorithm. Simulation results show that the joint acquisition algorithm has the highest acquisition probability and the shortest average acquisition time. The joint tracking algorithm of code loop and carrier tracking loop has high tracking accuracy and reliability.

**[Key words]** half data; dual channel; coherent joint acquisition; incoherent joint acquisition; differential coherent joint acquisition; joint tracking

DOI:10.19678/j.issn.1000-3428.0034573

### 0 概述

为保障分布式系统同步技术的自主应用, 需要建立一个不依赖于卫星的时间自同步系统来进行数据备份。分布式系统的节点时间自同步通常采用双向单程伪距测量(Dual One Way Ranging, DOWR)的方法来实现<sup>[1]</sup>, 通过提高同步精度, 从跟踪环中获取的

信号传输时延必须精确测量, 这对信号体制及接收机处理信号的方式提出较高的要求。双通道信号体制主要有 2 种基带处理算法, 一种是在同相通道上进行信号的捕获跟踪, 在正交通道上进行数据的解调, 但该方法只使用了一半的信号功率, 另一种是充分利用 2 个通道中的信号功率, 提出非相干联合、相干联合、差分相干联合等方法来对双通道进行联合捕获<sup>[2]</sup>。

基金项目: 安徽省自然科学基金(140805MF129)。

作者简介: 韩宜静(1996—), 女, 硕士研究生, 主研方向为授时同步; 曾芳玲, 教授、博士、博士生导师; 汪海兵, 讲师。

收稿日期: 2019-04-11 修回日期: 2019-05-17 E-mail: 625866156@qq.com

国内外针对双通道信号体制的跟踪过程提出的算法可以归结为两类,一类是单独跟踪导频通道,这种跟踪方式与单通道捕获相同,会导致一半的信号功率损失,因此另一类跟踪算法即联合跟踪算法得到研究人员的广泛关注<sup>[3]</sup>。针对双通道信号的联合跟踪算法包括相关器联合、滤波器联合和鉴相器联合3种方式<sup>[4]</sup>,其中鉴相器联合是目前双通道体制信号最主要的跟踪算法。本文在同步信号基础上,通过对信号在捕获、跟踪过程中不同算法的性能进行对比,选择最佳的联合捕获、跟踪算法。

### 1 半无数据调制信号体制

本文对传统的导航信号体制进行改进,给出半无数据调制的双通道信号样式。半无数据调制是指每个节点发送的信号上都调制有同相和正交两路伪码,同相通道上无数据信息,正交通道上调制数据信息,两通道上的伪随机码相互正交。这样在同相通道上无须考虑数据比特翻转的问题,可以得到较长的预检测积分时间<sup>[5]</sup>,在数据解调及抗干扰方面具有较大的优势。信号体制设计框架如图1所示。

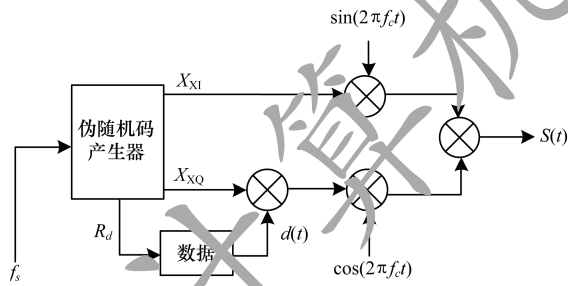


图1 信号体制设计框架  
Fig.1 Design architecture of signal system

在图1中,  $f_s$  为伪码产生时钟,  $R_d$  为数据率, 调制后的信号为:

$$S(t) = \sqrt{2C_s/N_0 T} X_{X_I(t)} \sin(2\pi f_c t) + \sqrt{C_s/N_0 T} d(t) X_{X_Q(t)} \cos(2\pi f_c t) \quad (1)$$

其中:

$$S_p(t) = \sqrt{2C/N_0 T} X_{X_I(t)} \sin(2\pi f_c t) \quad (2)$$

$$S_d(t) = \sqrt{2C/N_0 T} d(t) X_{X_Q(t)} \cos(2\pi f_c t) \quad (3)$$

其中,  $S_p(t)$ 、 $S_d(t)$  分别为同相、正交通道上接收到的信号,  $X_{X_I(t)}$ 、 $X_{X_Q(t)}$  为同相、正交通道(也叫导频、数据通道)上的伪码信号, 取  $\pm 1$ , 采用 C/A 码的产生方式生成相互正交的两路伪随机码,  $d(t)$  是数据码信号, 取  $\pm 1$ ,  $f_c$  是载波频率, 选取 132.99 MHz 作为本文系统的载波频率<sup>[6]</sup>,  $C_s/N_0$  为接收到的载噪比,  $T$  是预检测积分时间, 正交通道上由于有数据比特的限制, 一般不超过 20 ms。

### 2 信号捕获性能分析

信号捕获是为了得到误差小于载波环和码环输入范围的载波频率和码相位粗测值, 得到这些参数值后接收机才能对接收信号进行精密跟踪。从上文可以看出, 半无数据调制信号的主要特点是增加了一个导频通道。因此, 双通道的改进信号样式需要采用新的捕获算法, 本节介绍一种联合捕获算法, 并通过对比 4 种算法的捕获概率、接收机特性曲线、平均捕获时间及捕获时间方差等方面的性能来选择最佳的捕获算法。

#### 2.1 联合捕获算法

只对单通道进行捕获的算法使得接收信号的载噪比降低 3 dB, 尤其在捕获弱信号时这种损失是无法忽略的<sup>[8]</sup>, 因此有必要研究对双通道进行联合捕获的算法。本文采用由组合系数控制的通用双通道联合捕获检测量, 当组合系数取不同值时, 通用检测量可退化为相干联合检测、非相干联合检测和差分联合检测, 且相干联合检测量可表示为非相干联合检测量和差分联合检测量的一种组合<sup>[9]</sup>。图2所示为通用的联合检测算法示意图。

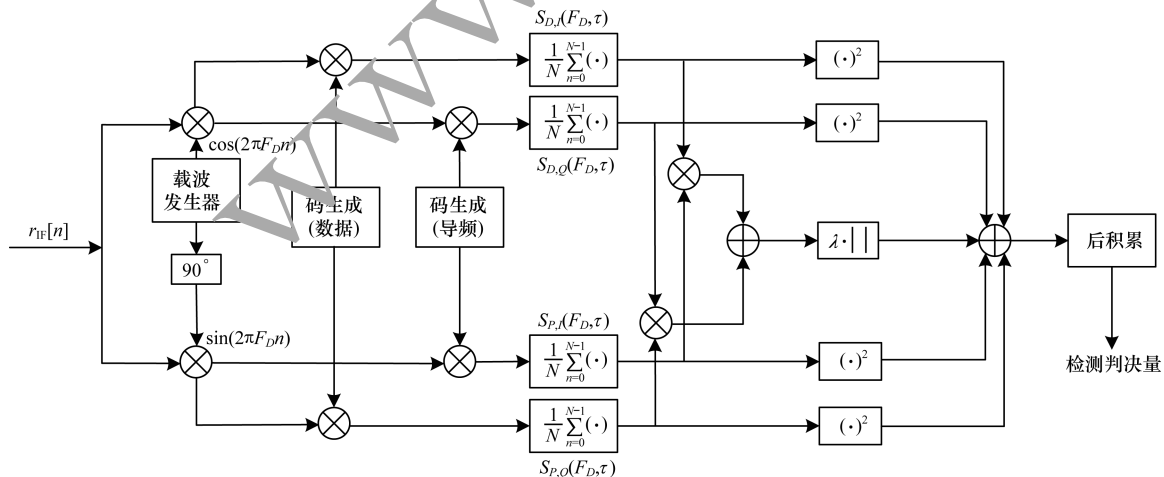


图2 通用的联合检测算法示意图  
Fig.2 Schematic diagram of general joint detection algorithm

接收信号变频后与本地伪码进行相关累加,并得到判决值  $S_X(F_D, \tau)$  [10]。其中,下标  $X$  可以取  $X = D$  (代表数据通道) 或者  $X = P$  (代表导频通道)。通用的联合捕获检测量为:

$$S_i(F_D, \tau) = S_{\text{non},i}(F_D, \tau) + \lambda \times S_{\text{diff},i}(F_D, \tau) \quad (4)$$

其中,  $S_{\text{non},i}(F_D, \tau)$  和  $S_{\text{diff},i}(F_D, \tau)$  分别为第  $i$  个预检测积分时间内的非相干联合和差分联合检测量,  $\lambda$  为组合系数,后积累  $K$  次所得的检测量为:

$$S(F_D, \tau) = \sum_{i=1}^K S_i = S_{\text{non}} + \lambda \times S_{\text{diff}} \quad (5)$$

由式(5)可知,  $\lambda$  取值不同,通用联合检测量就转化为不同的联合检测量,下文对  $\lambda$  取不同值时的情况进行详细分析。

### 2.1.1 $\lambda = 0$ 时的情况

当  $\lambda = 0$  时,此时通用的联合检测量为非相干联合检测量。非相干联合检测是将输入信号分别与本地的数据及导频通道的伪码进行相干累积,然后将相关器的输出结果平方累加 [11],此时,每个通道的相关器输出表示为:

$$\begin{cases} S_{D,I}(F_D, \tau) = \frac{\sqrt{C}}{2} d_D \times \frac{\sin(\pi N \Delta F)}{\pi N \Delta F} \times \\ R(\Delta \tau) \cos(\Delta \phi_D) + n_{D,I} \\ S_{D,Q}(F_D, \tau) = \frac{\sqrt{C}}{2} d_D \times \frac{\sin(\pi N \Delta F)}{\pi N \Delta F} \times \\ R(\Delta \tau) \sin(\Delta \phi_D) + n_{D,Q} \\ S_{P,I}(F_D, \tau) = \frac{\sqrt{C}}{2} \times \frac{\sin(\pi N \Delta F)}{\pi N \Delta F} \times \\ R(\Delta \tau) \cos(\Delta \phi_P) + n_{P,I} \\ S_{P,Q}(F_D, \tau) = \frac{\sqrt{C}}{2} \times \frac{\sin(\pi N \Delta F)}{\pi N \Delta F} \times \\ R(\Delta \tau) \sin(\Delta \phi_P) + n_{P,Q} \end{cases} \quad (6)$$

其中,  $C$  是接收到的信号总功率,  $N$  是累计时间中接收信号采样点的总个数,即  $N = T_c / T_s$  ( $T_s$  为抽样时间),  $\Delta \tau = (\tau_0 - \tau) / T_s$  是本地信号与接收信号的码相位差值,  $R(\cdot)$  是本地伪码与接收伪码的互相关函数,  $\Delta F = F_{D,0} - F_D$  是本地载波与接收信号的频率差值,  $\Delta \phi_D$  是本地信号与接收信号数据通道载波相位的差值,  $\Delta \phi_P$  是本地信号与接收信号导频通道载波相位的差值,且  $\Delta \phi_D = \Delta \phi_P + \pi/2$ ,  $n_{D,I}, n_{D,Q}, n_{P,I}, n_{P,Q}$  是 4 个独立的高斯白噪声,方差为:

$$\sigma_n^2 = \sigma_{\text{if}}^2 \times \frac{1}{2N} = \frac{N_0 f_s}{2} \times \frac{1}{2N} = \frac{N_0 f_s}{4N} \quad (7)$$

其中,  $N_0/2$  是噪声功率谱密度。当  $\lambda = 0$  时,由图 2 可知非相干联合的判决变量为:

$$S_i(F_D, \tau) = S_{D,I}^2(i) + S_{D,Q}^2(i) + S_{P,I}^2(i) + S_{P,Q}^2(i) \quad (8)$$

$K$  个预检测积分时间内检测量为:

$$S(F_D, \tau) = \sum_{i=1}^K S_i(F_D, \tau) \quad (9)$$

其中,  $S_i(F_D, \tau)$  服从自由度为 4 的  $\chi^2$  分布,当接收信号与本地信号同步时,  $S_i(F_D, \tau)$  服从非中心

$\chi^2(4)$  分布,非中心参数为  $2\lambda, \lambda \approx C/4, S(F_D, \tau)$  服从非中心  $\chi^2(4K)$  分布;当信号不存在或者和本地信号不同步时,  $S_i(F_D, \tau)$  服从中心  $\chi^2(4)$  分布,  $S(F_D, \tau)$  服从中心  $\chi^2(4K)$  分布,可得非相干联合检测的虚警概率和检测概率分别为:

$$P_{\text{fa}}^{\text{nc}} = \left( 1 + \frac{V_{\text{th}}}{2\sigma_n^2} \right) \exp\left( -\frac{V_{\text{th}}}{2\sigma_n^2} \right) \quad (10)$$

$$P_d^{\text{nc}} = Q_2\left( \frac{\sqrt{2\lambda}}{\sigma_n}, \frac{\sqrt{V_{\text{th}}}}{\sigma_n} \right) \quad (11)$$

其中,  $V_{\text{th}}$  为判决门限。  $Q_k(a, b)$  为  $K$  阶广义 Marcum 函数,定义为:

$$Q_k(a, b) = \frac{1}{a^{k-1}} \int_b^{+\infty} x^k \exp\left( -\frac{x^2 + a^2}{2} \right) I_{k-1}(ax) dx \quad (12)$$

其中,  $I_{k-1}(\cdot)$  为第一类  $K-1$  阶修正贝塞尔函数。

### 2.1.2 $\lambda = \infty$ 时的情况

当  $\lambda = \infty$  时,此时通用的联合检测量为差分相干联合检测量。传统的差分相干是取接收信号的两段数据,对其进行相关运算以完成时间差分 [12]。对于双通道的信号,可以利用数据和导频高的差分代替时间差分。由于数据和导频信号是从同样的发射机发射出来且经过相同的传输时延,传输过程中的损耗是相同的,因此可以利用双通道做差分相干。

差分相干联合的判决变量为:

$$S_i(F_D, \tau) = \text{Re} [ S_D(F_D, \tau) \times S_P^*(F_D, \tau) ] = S_{D,I}(i) \times S_{P,I}(i) + S_{D,Q}(i) \times S_{P,Q}(i) \quad (13)$$

$K$  个预检测积分时间内检测量为:

$$S(F_D, \tau) = \sum_{i=1}^K S_i(F_D, \tau) \quad (14)$$

差分相干联合捕获算法的虚警概率及检测概率函数为:

$$P_{\text{fa}}^{\text{dc}}(V_{\text{th}}) = \exp\left( -\frac{V_{\text{th}}}{\sigma_n^2} \right) \quad (15)$$

$$\begin{aligned} P_d^{\text{dc}}(V_{\text{th}}) &= \frac{1}{2} \exp\left( -\frac{2V_{\text{th}} + \lambda}{2\sigma_n^2} \right) - \\ &\frac{1}{2} \exp\left( \frac{2V_{\text{th}} - \lambda}{2\sigma_n^2} \right) \times \\ &Q_1\left( \sqrt{\frac{\lambda}{\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{4V_{\text{th}}}{\sigma_n^2}} \right) + \\ &Q_1\left( \sqrt{\frac{2\lambda}{\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{2V_{\text{th}}}{\sigma_n^2}} \right) \end{aligned} \quad (16)$$

### 2.1.3 $\lambda = 2$ 的情况

当  $\lambda = 2$  时,此时通用的联合检测量为相干联合检测量。相干联合检测通过选择导频和数据通道中较大的检测量,使最终检测量近似达到双通道能量相干积累的效果 [13]。相干联合检测的判决变量为:

$$S_i(F_D, \tau) = \max [ |S_i^+|^2, |S_i^-|^2 ] \quad (17)$$

其中:

$$\begin{cases} S_i^+(F_D, \tau) = S_D(i) + S_{P,i}(i) \\ S_i^-(F_D, \tau) = S_D(i) - S_{P,i}(i) \\ S_{D,Q}(F_D, \tau) = S_{D,Q}(i) + j \times S_{D,I}(i) \\ S_{P,Q}(F_D, \tau) = S_{P,Q}(i) + j \times S_{P,I}(i) \end{cases} \quad (18)$$

将式(18)代入式(17)得:

$$\begin{aligned} S_i(F_D, \tau) = & \max[(S_{D,I}^2(i) + S_{P,I}^2(i) + \\ & S_{D,Q}^2(i) + S_{P,Q}^2(i) + 2 \times S_{D,I}(i) \times S_{P,I}(i) + \\ & 2 \times S_{D,Q}(i) \times S_{P,Q}(i), (S_{D,I}^2(i) + S_{P,I}^2(i) + \\ & S_{D,Q}^2(i) + S_{P,Q}^2(i) - 2 \times S_{D,I}(i) \times S_{P,I}(i) - \\ & 2 \times S_{D,Q}(i) \times S_{P,Q}(i))] = \\ & S_{D,I}^2(i) + S_{P,I}^2(i) + S_{D,Q}^2(i) + \\ & S_{P,Q}^2(i) + 2 \times |S_{D,I}(i) \times S_{P,I}(i) + \\ & 2 \times S_{D,Q}(i) \cdot S_{P,Q}(i)| \end{aligned} \quad (19)$$

由此可见,相干联合检测可以表示成非相干联合和差分相干联合检测的一种组合形式。后积累K次所得的检测量为:

$$S(F_D, \tau) = \sum_{i=1}^K S(i) = \sum_{i=1}^K \max[|S_i^+|^2, |S_i^-|^2] \quad (20)$$

相干联合捕获算法的检测概率及虚警概率函数为:

$$P_{fa}^{ch} = 1 - \left[ 1 - \exp\left(-\frac{V_{th}}{4\sigma_n^2}\right) \right]^2 \quad (21)$$

$$\begin{aligned} P_d^{ch} = & 1 - \left[ 1 - \exp\left(-\frac{V_{th}}{4\sigma_n^2}\right) \right] \times \\ & \left[ 1 - Q_1\left(\sqrt{\frac{4\lambda}{2\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{V_{th}}{2\sigma_n^2}}\right) \right] \end{aligned} \quad (22)$$

## 2.2 结果分析

下文为归纳单通道捕获算法和上述3种算法处理接收信号时的虚警概率与检测概率。

单通道捕获算法虚警概率和检测概率如下:

$$P_{fa}^{sa}(V_{th}) = \exp\left(-\frac{V_{th}}{2\sigma_n^2}\right)$$

$$P_d^{sa}(V_{th}) = Q_1\left(\frac{\sqrt{\lambda}}{\sigma_n}, \sqrt{\frac{V_{th}}{\sigma_n^2}}\right)$$

相干联合检测算法虚警概率和检测概率如下:

$$P_{fa}^{ch} = 1 - \left[ 1 - \exp\left(-\frac{V_{th}}{4\sigma_n^2}\right) \right]^2$$

$$P_d^{ch} = 1 - \left[ 1 - \exp\left(-\frac{V_{th}}{4\sigma_n^2}\right) \right] \times$$

$$\left[ 1 - Q_1\left(\sqrt{\frac{4\lambda}{2\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{V_{th}}{2\sigma_n^2}}\right) \right]$$

非相干联合检测算法虚警概率和检测概率如下:

$$P_{fa}^{nc} = \left(1 + \frac{V_{th}}{2\sigma_n^2}\right) \exp\left(-\frac{V_{th}}{2\sigma_n^2}\right)$$

$$P_d^{nc} = Q_2\left(\frac{\sqrt{2\lambda}}{\sigma_n}, \sqrt{\frac{V_{th}}{\sigma_n^2}}\right)$$

差分相干联合检测算法虚警概率和检测概率如下:

$$P_{fa}^{dc}(V_{th}) = \exp\left(-\frac{V_{th}}{\sigma_n^2}\right)$$

$$\begin{aligned} P_d^{dc}(V_{th}) = & -\frac{1}{2} \exp\left(\frac{2V_{th} - \lambda}{2\sigma_n^2}\right) \cdot Q_1\left(\sqrt{\frac{\lambda}{\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{4V_{th}}{\sigma_n^2}}\right) + \\ & \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{2V_{th} + \lambda}{2\sigma_n^2}\right) + Q_1\left(\sqrt{\frac{2\lambda}{\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{2V_{th}}{\sigma_n^2}}\right) \end{aligned}$$

本节通过对比4种算法在捕获灵敏度、接收机特性曲线、平均捕获时间及捕获时间方差等方面的性能优劣来选择最佳的捕获算法。

### 2.2.1 灵敏度捕获

由于接收机指定虚警概率和捕获概率必须同时满足  $P_{fa} \leq 10^{-3}$ 、 $P_d \geq 99\%$  的性能指标<sup>[14]</sup>,因此在虚警概率为0.001时,符合  $P_d \geq 99\%$  的最低的载噪比即为接收机的捕获灵敏度。在仿真中,虚警概率设定为0.001,可以得出载噪比与捕获概率的关系曲线如图3所示。

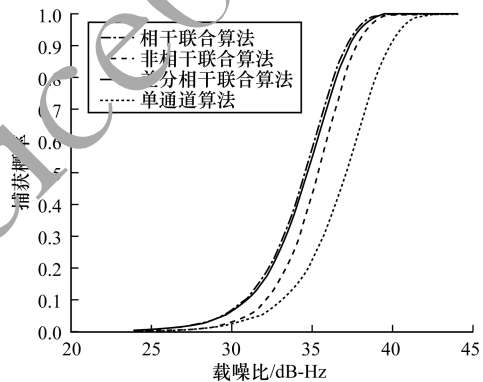


图3 不同载噪比下的捕获概率

Fig.3 Acquisition probability at different carrier to noise ratios

从图3可以看出,在虚警概率一定的情况下,由于单通道捕获损失了一半的信号功率,联合捕获算法性能都优于单通道捕获;在3种联合算法中,相干联合算法性能最优,其次是差分相干联合算法,非相干联合算法性能最差,这是由于相干联合和差分相干联合利用了双通道的相位间关系,差分相干联合由于引入了非线性运算,因此性能差于相干联合,而非相干联合算法将两路信号能量进行累积,没有充分利用双通道正交性且存在平方损失,其判决变量信噪比高于单路算法的信噪比,因此对于灵敏度的增益较低,相应地其捕获概率也低于相干联合和差分相干联合算法。随着载噪比的提高,3种算法的性

能越来越接近,当  $C/N_0$  大于 40 dB-Hz 时,3 种算法的性能相当。

2.2.2 接收机工作特性曲线

接收机工作特性(Receiver Operating Characteristics, ROC)曲线是在不同判决门限下虚警概率和检测概率所构成的一条曲线,它表示在固定的载噪比情况下捕获概率与虚警概率的关系<sup>[15]</sup>。图 4 所示为 4 种算法的 ROC 曲线。

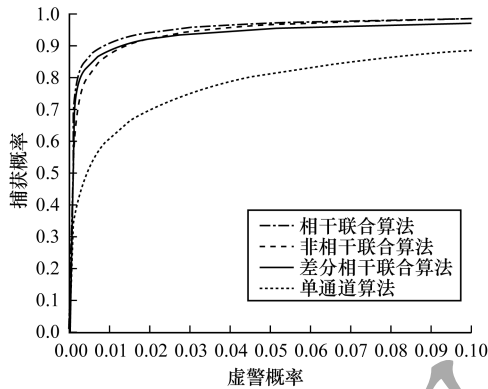


图 4 4 种算法的 ROC 曲线  
Fig.4 ROC curves of four algorithms

从图 4 可以看出,在载噪比和虚警概率一定的情况下,单通道算法的捕获概率低于联合捕获算法,3 种联合算法的捕获性能在不同虚警概率下排序不同。在低虚警概率时,3 种算法的捕获概率从高到低依次为相干联合、差分相干联合和非相干联合捕获算法,而在高虚警概率时,排序为相干联合、非相干联合性能和差分相干联合。其中相干联合捕获算法在各种虚警概率的条件下性能始终优于另两种联合捕获算法。图 4 虚警概率设定为 0.001,由图 4 可以看出,在低虚警概率时差分相干联合检测比非相干联合检测的性能更好。

2.2.3 平均捕获时间和捕获时间方差

平均捕获时间  $T_{avq}$  可以用来衡量信号捕获的快慢程度,根据信号梅图理论,可以得到顺序搜索时的平均捕获时间及捕获时间方差为<sup>[16]</sup>

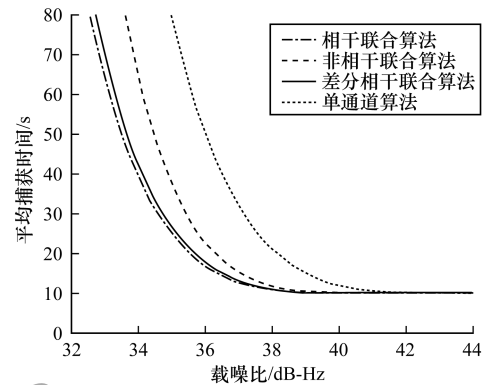
$$T_{avq} = \frac{(2 - P_d)(1 + kP_f)qT_D}{2P_d} \quad (23)$$

$$T_{varq} = T_D^2 \left\{ (1 + kP_f)^2 q^2 \left( \frac{1}{2} \frac{1}{P_d} + \frac{1}{P_d^2} \right) + 6qk(k+1)P_f(2P_d - P_d^2) \right\} \quad (24)$$

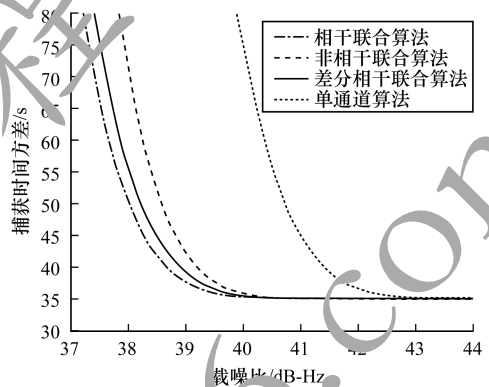
其中,  $q = 2046$ ,  $T_D$  为预检测积分时间,  $k$  为错误判决代价因子。

$$k = 1 + \frac{1 + (1 - P_f) + (1 - P_f)^2 + \dots + (1 - P_f)^{n-1}}{(1 - P_f)^n} \quad (25)$$

其中,  $n$  为连续正确判决的次数。对 4 种捕获算法的平均捕获时间及捕获时间方差进行仿真,如图 5 所示。



(a)平均捕获时间与载噪比



(b)捕获时间方差与载噪比

图 5 4 种算法的平均捕获时间及捕获时间方差与载噪比的关系  
Fig.5 Relationship between average acquisition time and carrier to noise ratio and relationship between variance of acquisition time and carrier to noise ratio of four algorithms

从图 5 可以看出,当载噪比增加时,捕获时间和捕获时间的方差随之减少,即提高载噪比可以一定程度上改善接收机的捕获性能,且载噪比在 40 dB-Hz 之后,捕获时间和方差几乎保持不变。4 种算法的平均捕获时间及捕获时间方差可以代表其捕获性能的优劣,由小到大依次为相干联合、差分相干联合、非相干联合和单通道捕获。

3 跟踪性能分析

与捕获相似,双通道的跟踪也可分为单通道跟踪与双通道联合跟踪,单导频跟踪可以获得较好的跟踪性能,但仍然损失了一半的信号功率,使用双通道的联合可以获得更高的跟踪精度。其中双通道的联合跟踪有 3 种实现方式:鉴相器输出联合,环路滤波器输出联合以及相关器输出联合,本文选取鉴相器输出联合作为半无数据调制信号的联合跟踪方法,通过比较单数据跟踪、单导频跟踪以及联合跟踪算法在宽带、窄带干扰场景下的跟踪环路输出误差,选取精度最高、可靠性最强的跟踪算法。

3.1 码跟踪环路

接收机码环的测量误差主要来自于热噪声导致的 DLL 颤动,对于半无数据调制信号样式,单独跟

踪数据通道时的误差均方差可用式(26)进行估算<sup>[17]</sup>:

$$\sigma_{D_{\text{data}}}^2 = \frac{B_n D}{2C_s/N_0} \left[ 1 + \frac{1}{C_s/N_0 T} \right] \quad (26)$$

只对导频通道进行跟踪时,跟踪误差为:

$$\sigma_{D_{\text{pilot}}}^2 = \frac{B_n D}{2C_s/N_0} \quad (27)$$

联合跟踪算法是指同时使用导频通道和正交通道,将2个通道上的非相干码环鉴相器的鉴相结果进行线性融合<sup>[18]</sup>,融合后的码环鉴相结果为:

$$D_{\text{combined}} = a_1 D_{\text{data}} + a_2 D_{\text{pilot}} \quad (28)$$

权重系数为:

$$a_1 = \frac{\sigma_{D_{\text{pilot}}}^2}{\sigma_{D_{\text{data}}}^2 + \sigma_{D_{\text{pilot}}}^2}, a_2 = \frac{\sigma_{D_{\text{data}}}^2}{\sigma_{D_{\text{data}}}^2 + \sigma_{D_{\text{pilot}}}^2}, a_1 + a_2 = 1 \quad (29)$$

融合后的跟踪误差为:

$$\sigma_{D_{\text{comb}}}^2 = \frac{\sigma_{D_{\text{data}}}^2 \sigma_{D_{\text{pilot}}}^2}{\sigma_{D_{\text{data}}}^2 + \sigma_{D_{\text{pilot}}}^2} \quad (30)$$

其中, $B_n$ 为环路噪声带宽, $T$ 为预检测积分时间, $D$ 为前后相关器间距, $C_s/N_0$ 为未加入干扰时的信号载噪比。可以看出, $B_n$ 越窄, $D$ 越窄, $C_s/N_0$ 越强, $T$ 越长越有利于减小码相位测量误差。图6为码跟踪环路的联合跟踪算法示意图。

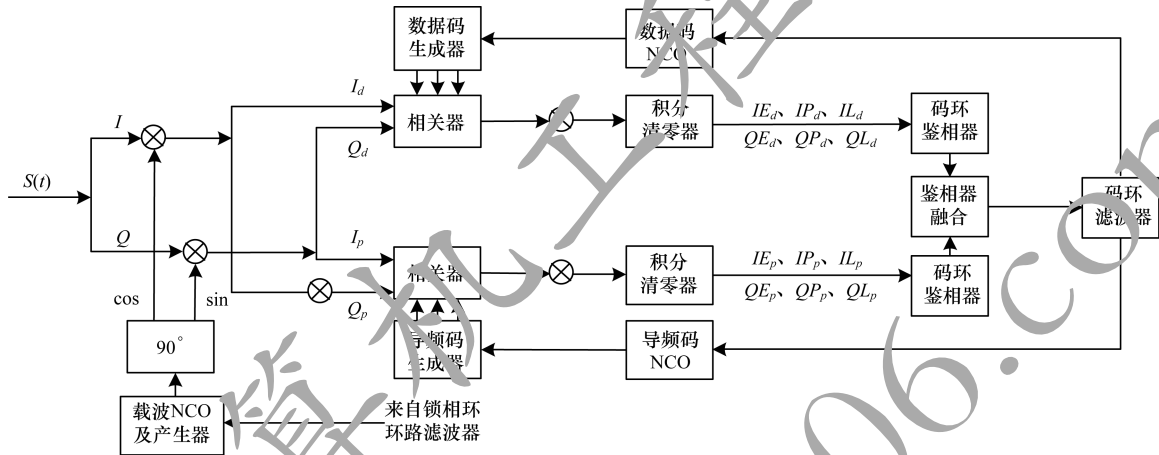


图6 码跟踪环路联合跟踪算法示意图

Fig. 6 Schematic diagram of code tracking loop joint tracking algorithm

当加入干扰后,接收机的载噪比降低,此时可用等效载噪比来衡量跟踪性能。等效载噪比定义为:

$$(C_s/N_0)_{\text{eff}} = \left( \frac{1}{C_s/N_0} + \frac{C_j/C_s}{QR_c} \right)^{-1} \quad (31)$$

其中, $C_j/C_s$ 为干信比, $R_c$ 为扩频码速率, $Q$ 为抗干扰品质因数,不同干扰场景下 $Q$ 值不同。当加入宽带干扰时,由于宽带干扰在频带内均匀分布,对于码环的影响相当于白噪声能量的叠加<sup>[19]</sup>,其抗干扰品质因数 $Q$ 为:

$$Q = \frac{B_l}{R_c} \quad (32)$$

其中, $B_l$ 为宽带干扰的带宽,代入式(30)和式(31)可得其等效载噪比和宽带干扰条件下的码跟踪误差。当加入窄带干扰时,由于窄带干扰属于非白干扰,会产生附加的随机零均值误差,它对码环的影响并不同于等效载噪比,无法通过计算 $Q$ 值来得到码跟踪误差。根据文献[20],当窄带干扰中心频率为 $f_j$ ,干扰功率为 $C_j$ ,且超前减滞后间距 $D$ 较小时,可得窄带干扰条件下单独跟踪数据通道的码跟踪误差均方差为:

$$\sigma_{D_{\text{data}}}^2 \approx \frac{\sqrt{B_n}}{2\pi\beta_s} \sqrt{\left[ \left( \frac{C_s}{N_0} \right)^{-1} + \frac{C_j f_j^2 S_s(f)}{C_s \times \beta_s^2} \right] \left[ 1 + \frac{1}{T \frac{C_s}{N_0} \eta} + \frac{S_s(f)}{T \frac{C_s}{N_0} \eta^2} \right]} \quad (33)$$

窄带干扰条件下只跟踪导频通道的码跟踪误差均方差为:

$$\sigma_{D_{\text{pilot}}}^2 \approx \frac{\sqrt{B_n}}{2\pi\beta_s} \sqrt{\left[ \left( \frac{C_s}{N_0} \right)^{-1} + \frac{C_j f_j^2 S_s(f)}{C_s \times \beta_s^2} \right]} \quad (34)$$

其中, $\beta_s = \sqrt{\int_{-\beta_s/2}^{\beta_s/2} f^2 S_s(f) df}$ 为信号的均方根带宽,

$S_s(f)$ 为信号的功率谱密度, $S_s(f) = T_c \sin^2(\pi f T_c)$ ,

$\eta = \int_{-\beta_s/2}^{\beta_s/2} S_s(f) df$ 为信号功率通过预相关带宽的部分。

### 3.2 载波跟踪环路

由于数据通道上调制有50 b/s的数据,必须考虑数据比特翻转的问题,因此相干积分时间不能超过20 ms,且必须使用对数据跳变不敏感的Costas环鉴相器;导频通道上不调制数据,可利用纯锁相环对导频通道上的信号进行跟踪<sup>[21]</sup>。同样地,分析3种算法在不同干扰场景下的精度来选择最佳的载波跟踪方式。

当对数据通道进行载波跟踪时,载波跟踪环路的跟踪误差均方差为:

$$\sigma_{\phi_{\text{data}}} = \frac{\lambda}{2\pi} \sqrt{\frac{B_L}{C_s/N_0} \left( 1 + \frac{1}{2T \times C_s/N_0} \right)} \quad (35)$$

其中, $B_L$ 为载波环噪声带宽, $\lambda$ 表示载波频率。只对导频通道进行载波跟踪时,跟踪误差为:

$$\sigma_{\phi_{\text{pilot}}} = \frac{\lambda}{2\pi} \sqrt{\frac{B_L}{C_s/N_0}} \quad (36)$$

联合跟踪算法与码跟踪环路的联合跟踪方法一

致,图 7 所示为载波跟踪环路的联合跟踪算法示意图。

$$\sigma_{\phi_{\text{comb}}}^2 = \frac{\sigma_{\phi_{\text{data}}}^2 \sigma_{\phi_{\text{pilot}}}^2}{\sigma_{\phi_{\text{data}}}^2 + \sigma_{\phi_{\text{pilot}}}^2} \quad (37)$$

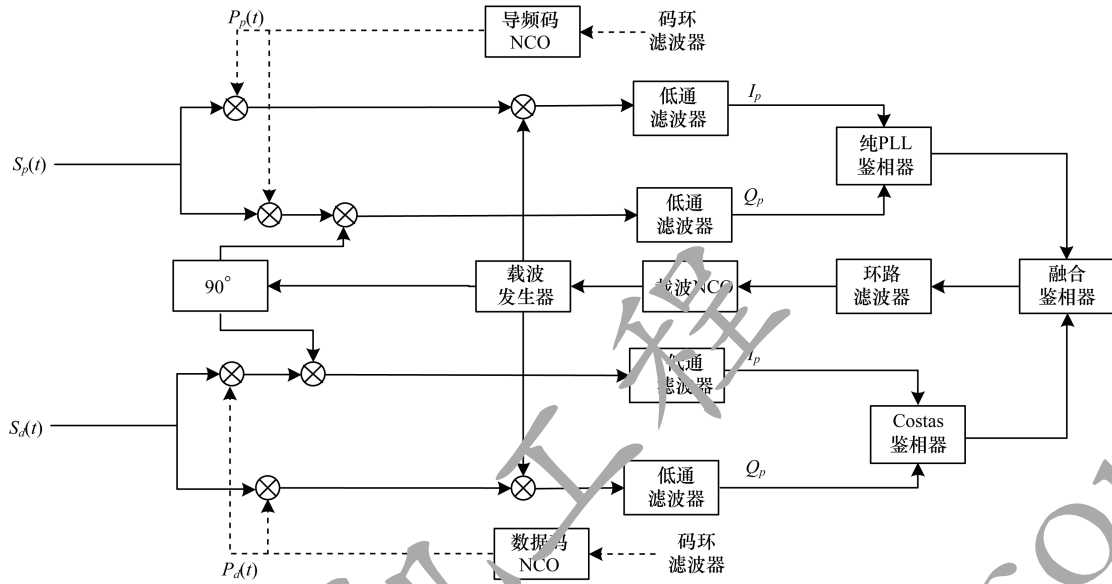


图 7 载波跟踪环路联合跟踪算法示意图

Fig. 7 Schematic diagram of carrier tracking loop joint tracking algorithm

宽带干扰对载波环路的影响与对码环的影响一致,当窄带干扰功率谱平坦,中心频率  $f_j$  与信号中心频率重合以及窄带干扰带宽  $\beta_r$  小于信号的带宽时,其抗干扰品质因数为

$$Q = \frac{1}{\beta_r \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} \text{sinc}^2(\pi f T_c) df} \quad (38)$$

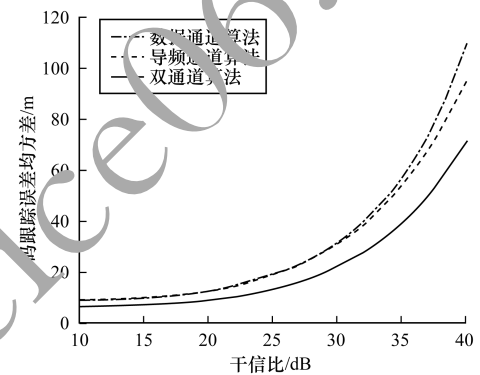
同理,将不同干扰场景下的抗干扰品质因数代入载波环跟踪误差中,即可得到 3 种跟踪算法在不同干扰场景下的载波跟踪误差均方差。

### 3.3 仿真实现

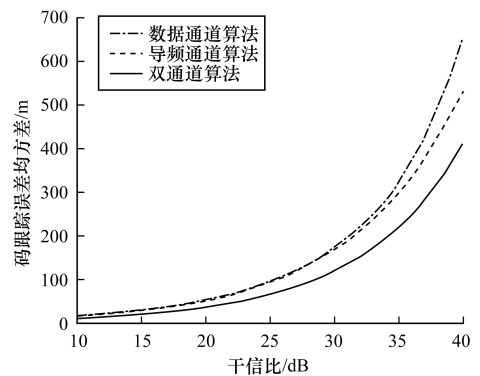
本文仿真参数设置如下:码环噪声带宽  $B_r$  为 0.2 Hz,预检测积分时间  $T$  为 20 ms,超前衰减后间距  $D$  为 0.5 chip,载波环噪声带宽  $B_c$  为 2 Hz,宽带干扰的带宽  $\beta_r$  为 2 MHz,窄带干扰带宽  $\beta_r$  为 0.2 MHz,初始载噪比为 44 dB/Hz。

图 8 所示为宽带和窄带干扰场景下干扰场景下 3 种码跟踪算法误差均方差随干信比变化示意图,图 9 所示为两种干扰场景下 3 种载波跟踪算法的跟踪误差均方差随干信比变化示意图。

从图 8 和图 9 中可以看出,对于 2 种干扰场景,码跟踪误差均方差和载波相位跟踪误差均方差从大到小依次为数据通道、导频通道及双通道,表明了 2 种跟踪环路的最佳跟踪算法都为双通道的联合跟踪算法。



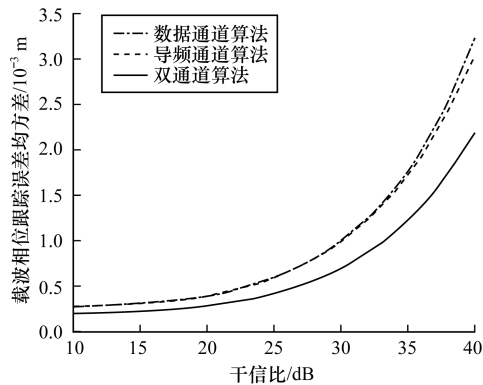
(a) 宽带干扰对码跟踪误差均方差的影响



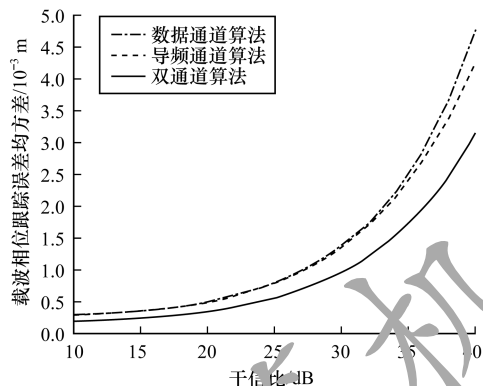
(b) 窄带干扰对码跟踪误差均方差的影响

图 8 宽、窄带干扰场景下 3 种跟踪算法的码跟踪误差均方差与干信比关系

Fig. 8 Relationship between the mean square error of code tracking and the interference to signal ratio of three tracking algorithms in wideband and narrowband interference scenarios



(a) 宽带干扰对载波相位跟踪误差均方差的影响



(b) 窄带干扰对载波相位跟踪误差均方差的影响

图9 宽、窄带干扰场景下3种跟踪算法的载波相位跟踪误差均方差与干信比的关系

Fig.9 Relationship between mean square error of carrier phase tracking and interference to signal ratio of three tracking algorithms in wideband and narrowband interference scenarios

#### 4 结束语

本文在半无数据调制的基础上根据信号基带处理过程来选择最佳的基带处理算法。在捕获阶段对单通道捕获、相干联合捕获、非相干联合捕获及差分相干联合捕获等算法进行分析,比较4种算法在捕获概率、接收机特性曲线、平均捕获时间及捕获时间方差等方面的性能优劣。在跟踪阶段,介绍码跟踪环路和载波跟踪环路的联合跟踪算法,并将其与单数据跟踪、单导频跟踪在宽带干扰和窄带干扰场景下跟踪误差进行对比。仿真结果表明,双通道联合捕获跟踪算法较利用单通道对信号进行处理的算法性能有较大提升,捕获阶段相干联合捕获算法性能最优,差分相干联合和非相干联合捕获算法性能接近,跟踪阶段码环和载波环的联合跟踪算法性能较好,对于半无数据调制的信号样式,基带处理算法应采用相干联合捕获算法和码环、载波环的双通道联合跟踪算法。下一步将从减少硬件复杂度出发,优化相干联合捕获算法及联合跟踪算法,并对半无数据调制信号样式的数据解调方式及误码率等进行研究。

#### 参考文献

- [1] LI Meng. Research on method of improving measurement accuracy of bidirectional ranging and time synchronization system [D]. Beijing: Graduate School of University of Chinese Academy of Sciences, 2014. (in Chinese)  
李梦. 双向测距与时间同步系统提高测量精度的方法研究 [D]. 北京: 中国科学院研究生院, 2014.
- [2] TA T H, MARGARIA F D D, PRESTI L L. Comparative study on joint data/pilot strategies for high sensitivity Galileo E1 open service signal acquisition [J]. IET Radar, Sonar and Navigation, 2010, 4(6): 764-799.
- [3] ZHANG Jie. Research on L2C signal tracking algorithm of GPS navigation system and its implementation [D]. Nanjing: Nanjing University of Posts and Telecommunications, 2014. (in Chinese)  
张杰. GPS 导航系统 L2C 信号的跟踪算法及其实现研究 [D]. 南京: 南京邮电大学, 2014.
- [4] XU Dongyang, KOU Yanhong. Dual-component combined tracking of GPS L5 signals [J]. Scientia Sinica (Physica, Mechanica and Astronomica), 2011, 41(5): 653-662. (in Chinese)  
许东阳, 寇艳红. GPS L5 信号双分量联合跟踪 [J]. 中国科学: 物理学 力学 天文学, 2011, 41(5): 653-662.
- [5] HUANG Bo. Gradually improving accuracy ranging technique based on carriers [J]. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science), 2015, 35(2): 34-39. (in Chinese)  
黄波. 渐进提高精度的载波相位测距技术 [J]. 南京邮电大学学报 (自然科学版), 2015, 35(2): 34-39.
- [6] LI K, ZHANG G, SABATINI R. Introduction of GPS ground based augmentation system and performance simulation [J]. Electronics Optics and Control, 2013, 20(8): 89-94. (in Chinese)  
李康, 巩冠峰, SABATINI R. GPS 地基增强系统简介及其性能仿真验证 [J]. 电光与控制, 2013, 20(8): 89-94.
- [7] QAISAR S U, DEMPSEY G. Assessment of the GPS L2C code structure for efficient signal acquisition [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, 2012, 48(3): 1889-1902.
- [8] QIN Honglei, JIN Tian, HUANG Zhigang, et al. Multi-correlation strategies fusion acquisition method for high data rate global navigation satellite system signals [J]. IET Signal Processing, 2015, 9(8): 623-630.
- [9] LIN Honglei, TANG Xiaomei, LIU Yingxiang, et al. A design and optimization of channel combining acquisition detection with GNSS signal containing pilot channel [J]. Journal of Central South University (Science and Technology), 2014, 45(4): 1105-1112. (in Chinese)  
林红磊, 唐小妹, 刘瀛翔, 等. 一种含导频 GNSS 信号的通道组合捕获检测的设计与优化 [J]. 中南大学学报 (自然科学版), 2014, 45(4): 1105-1112.

- [10] ZHANG Baoquan, ZHOU Feng, ZHANG Shaoquan. Satellite signal capture and tracking simulation and implementation of satellite time service [J]. Computer Engineering and Software, 2017, 38(8): 107-112. (in Chinese)  
张宝全,周枫,张少泉. 卫星信号捕获跟踪仿真与卫星授时的实现[J]. 软件, 2017, 38(8): 107-112.
- [11] HAN Suai, WAN Qing, WANG Wenjing, et al. Cooperative acquisition algorithms for new GNSS signals [C]// Proceedings of International Conference on Space Information Technology. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2010: 222-236.
- [12] HU Hui, YUAN Yuan, LU Chun. GPS signal differential coherent accumulation method acquisition algorithm research [J]. Journal of Harbin University of Science and Technology, 2012, 17(6): 36-40. (in Chinese)  
胡辉,袁媛,路春. GPS信号差分相干累积捕获技术[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2012, 17(6): 36-40.
- [13] TIAN Feng, TANG Xiaomei, OU Gang. Power-weighted combining acquisition algorithm with data and pilot signals [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2016, 38(2): 112-116. (in Chinese)  
田丰,唐小妹,欧钢. 数据和导频通道的功率加权联合捕获算法[J]. 国防科技大学学报, 2016, 38(2): 112-116.
- [14] DING Jicheng, LIU Aimeig, ZHAO Lin, et al. Beidou signal acquisition method overcoming NH code modulation [J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2015, 36(1): 58-62. (in Chinese)  
丁继成,刘爱萌,赵琳,等. 一种克服NH码调制影响的北斗卫星信号捕获方法[J]. 遥测遥控, 2015, 36(1): 58-62.
- [15] FAN Chuwei, ZHU Qin. Noncoherent integration squaring-loss algorithm based on receiver operating characteristic curve [J]. Telecommunication Engineering, 2012, 52(7): 1169-1173. (in Chinese)  
范春磊,朱勤. 基于接收机特性曲线的非相干积分平方损耗计算方法[J]. 电讯技术, 2012, 52(7): 1169-1173.
- [16] HE Jia, XUE Yumei. Average weighted trapping time of a special weighted fractal network [J]. Mathematica Applicata, 2018, 31(1): 202-207. (in Chinese)  
何佳,薛玉梅. 一种特殊分形网络的平均加权捕获时间[J]. 应用数学, 2018, 31(1): 202-207.
- [17] SONG Yang. Research and implementation of tracking technology in GPS civil L2C signal [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2015. (in Chinese)  
宋洋. GPS民用L2C信号跟踪技术的研究与实现[D]. 北京:北京交通大学, 2015.
- [18] GUILLEN O, MACABIAU C, ISSLER J L, et al. Galileo E1-GC/Soft acquisition, tracking and data demodulation performances for civil aviation [C]// Proceedings of Workshop on Satellite Navigation Technologies and European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing. Berlin, Germany: [s. n.], 2010: 1523-1538.
- [19] GAO Jiannan. Research on key technology of broadband real-time navigation software receiver [D]. Shanghai: Shanghai Jiaotong University, 2015. (in Chinese)  
高建南. 宽带实时导航软件接收机关键技术研究[D]. 上海:上海交通大学, 2015.
- [20] TANG Junjie, XUE Lei, LIN Hang, et al. Analysis of the performance of the code tracking loop of GPS receiver under blanket jamming [J]. Information Technology, 2011(3): 68-71. (in Chinese)  
汤俊杰,薛磊,林航,等. 压制干扰对GPS接收机码跟踪环的性能影响分析[J]. 信息技术, 2011(3): 68-71.
- [21] BOLLA P, MAI B. Performance analysis of dual-frequency receiver using combinations of GPS L1, L5, and L2 civil signals [J]. Journal of Geodesy, 2018(2): 1-11.