

# 高动态卫星 DSSS 信号 Turbo 迭代捕获算法

姜春晓<sup>1,2</sup>, 王佳蔚<sup>2,3</sup>

(1. 清华大学国家信息与科学技术研究中心, 北京 100084; 2. 清华大学宇航中心, 北京 100084; 3. 清华大学电子工程系, 北京 100084)

**摘 要:** 针对高动态卫星通信中捕获概率受限且计算复杂度大的问题, 提出了高动态信号捕获的因子图模型, 在模型中将时变多普勒变化率建模为随机游走模型, 并进一步提出了 Turbo 双环迭代捕获算法。在多普勒消除环路中, 通过消息传递的方式进行多普勒频偏和多普勒变化率的补偿以消除时变多普勒频偏的影响, 同时在码字判决环路中, 利用扩频序列码片间的约束关系从接收序列中恢复出发送序列, 从而进行迭代判决。仿真结果表明, 所提算法相比于传统算法在高动态环境下至少有 1.3 dB 的捕获性能提升, 同时复杂度相对较低。

**关键词:** m 序列; 高动态通信; 因子图; 消息传递

**中图分类号:** TN914

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2021153

## Turbo iterative acquisition algorithm for satellite high-mobility DSSS signal

JIANG Chunxiao<sup>1,2</sup>, WANG Jiawei<sup>2,3</sup>

1. Beijing National Research Center for Information Science and Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China

2. Tsinghua Space Center, Tsinghua University, Beijing 100084, China

3. Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China

**Abstract:** To solve the problems of the low acquisition probability and high computational complexity in satellite high-mobility communications, a new factor graph was designed for acquisition of the high-mobility direct sequence spread spectrum (DSSS) signal, where time-varying Doppler rates were modeled by the random walk model. Based on the proposed factor graph, the turbo iterative DSSS signal acquisition algorithm was proposed. In the Doppler-estimation loop, the negative influence of Doppler frequency offsets and Doppler rates could be eliminated effectively. Then in the code-detection loop, constraints of each chip was used to recover the received signal, to achieve DSSS signal acquisition. Simulation results show that the proposed algorithm is capable of improving the acquisition performance at less 1.3 dB with low computational complexity.

**Keywords:** m sequence, high-mobility communication, factor graph, message passing

### 1 引言

卫星通信可以在全球范围内为地面终端提供多样化服务, 在很多领域中都发挥着重要的作用<sup>[1-4]</sup>。随着高机动终端的发展和普及, 高动态通信受到国内外学者的广泛研究<sup>[5-9]</sup>, 但关于卫星高动态通信的

研究仍相对缺乏。与地面移动通信不同, 直接序列扩频 (DSSS, direct sequence spread spectrum) 技术被广泛应用于卫星通信以提高抗干扰性能<sup>[10]</sup>。一般而言, DSSS 信号的捕获是卫星高动态通信系统重要的组成部分, 只有正确估计出接收信号的扩频码相位才能获取扩频增益。但是传统的 DSSS 方法难

收稿日期: 2021-01-14; 修回日期: 2021-04-06

基金项目: 国家重点研发计划基金资助项目 (No.2020YFB1804800); 国家自然科学基金资助项目 (No.61922050)

**Foundation Items:** The National Key Research and Development Program of China (No.2020YFB1804800), The National Natural Science Foundation of China (No.61922050)

以应用在高动态卫星通信中。

一方面, 为了确保移动终端具有较高的抗干扰性能, 扩频序列一般较长, 这将增加捕获的复杂度和捕获时间。另一方面, 终端的高机动特性会引起大多普勒频偏和大多普勒变化率, 由于时变多普勒频偏和多普勒变化率难以估计和补偿, 这将导致 DSSS 信号的捕获成为瓶颈。考虑到扩频序列较长, 传统的逐频偏、逐相位的遍历搜索算法的复杂度在卫星高动态通信中是不可接受的。因此, 十分有必要地为高动态卫星通信系统设计专门的、具有较低复杂度的捕获方法。

尽管过去有很多捕获算法被提出, 但是大多数传统的 DSSS 信号捕获算法难以应对高动态通信环境的挑战。文献[11-12]提出了基于相关累加的串行搜索捕获算法, 通过遍历搜索相关的方法获取各个码字相位的相关峰, 根据峰值门限来判断是否捕获成功。但这种方法难以应用到高动态卫星通信中, 因为时变多普勒频偏和长扩频序列会显著增加计算复杂度。文献[13-14]和文献[15]分别提出了并行捕获算法和基于快速傅里叶变换 (FFT, fast Fourier transform) 的捕获算法, 但复杂度较大。另外, 这些算法将多普勒频偏视为常数, 没有考虑多普勒的时变特性。相似地, 文献[16-17]提出了二维压缩相关捕获算法, 在第一次搜索中对一系列相邻的码字相位和多普勒频偏测试点的组合进行遍历搜索, 从而搜索到可能的码字相位和频偏值; 在第二次搜索中使用相关器对第一次搜索中的组合进行逐一检测判决。这种方法能够有效降低计算复杂度, 但是忽略了时变多普勒频偏的影响。与前面所述方法不同, 文献[18]提出了基于  $m$  序列约束关系的快速捕获算法。该算法具有较低的复杂度, 但没有考虑多普勒频偏的影响, 难以应用在高动态通信中。文献[19]提出了基于遗传算法的伪随机 (PN, pseudo noise) 序列捕获算法, 用于全球导航卫星系统 (GNSS, global navigation satellite system), 可以有效降低捕获时间, 但是无法应对高动态通信环境的挑战。同时, 文献[20]提出了多普勒补偿估计算法来补偿接收信号中的多普勒频偏, 但频偏的估计和补偿范围较小, 难以支持高动态卫星通信。文献[21]使用反馈放大器和限制器实现了  $m$  序列的可靠捕获。该算法适用于长扩频序列的捕获, 但未考虑多普勒效应的影响。综上分析, 大多数捕获算法都未将时变多普勒频偏和多普勒变化率的影响以及计

算复杂度考虑在内, 导致其无法应用于高动态卫星通信系统中。

通过以上分析, 现有的捕获算法大致可以分为两类: 相关捕获和非相关捕获。相关捕获的捕获性能主要取决于 PN 序列的长度, 而非相关捕获主要取决于码片间的约束关系。相关捕获算法通常可以在低信噪比 (SNR, signal-to-noise ratio) 环境中取得更好的性能, 但在高动态环境下难以发挥出良好的捕获性能。一方面, 时变多普勒频偏和多普勒变化率严重削弱了扩频增益。另一方面, 长扩频序列通常导致较高的计算复杂度, 难以实际应用在卫星高动态通信中。相比于相关捕获算法, 非相关捕获算法有望在高动态卫星通信系统中发挥出更好的性能, 因为码片间的约束关系可以被用来减少多普勒效应的不利影响, 即可以通过逐码片处理的方式获取编码增益。然而, 大多数非相关捕获算法都未考虑时变多普勒频偏和变化率的影响。

为了应对高动态卫星通信的挑战, 需要设计适合高动态环境的 DSSS 信号捕获算法, 以实现高动态环境下长扩频序列的高性能捕获。因此, 本文提出了全新的高动态信号因子图结构, 其中时变多普勒变化率被建模为随机游走模型。基于所提出的因子图, 本文提出了 Turbo 迭代捕获算法, 该算法由多普勒消除环路和码字判决环路组成, 可以有效地克服时变多普勒频偏和变化率的负面影响, 在高动态环境下实现更好的捕获性能。

本文主要的研究工作如下。

1) 设计了高动态信号捕获的因子图。在所提因子图中, 多普勒变化率被建模为随机游走模型, 并利用马尔可夫链来描述时变多普勒变化率。

2) 分析了信号在时变多普勒频偏和变化率影响下的统计特性, 根据和积规则, 推导了因子图各节点之间所传递的消息。

3) 基于所提因子图结构, 提出了 Turbo 迭代捕获算法。该算法由多普勒消除环路和码字判决环路组成, 通过双环迭代, 可以有效消除时变多普勒频偏和多普勒变化率对捕获产生的不利影响。仿真分析表明, 所提算法相比于传统算法具有更好的捕获性能和更低的复杂度。

## 2 系统模型

本文系统中使用的 PN 序列是  $m$  序列<sup>[22-24]</sup>。本质上,  $m$  序列是线性反馈移位寄存器 (LFSR, linear

feedback shift register) 序列, 周期长度为  $M = 2^u - 1$ , 其中  $u$  为反馈寄存器个数。m 序列生成器结构如图 1 所示。

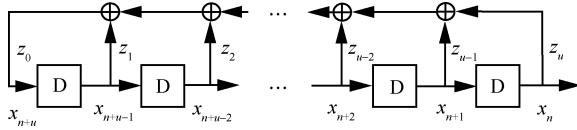


图 1 m 序列生成器结构

根据 m 序列生成器结构, 输出序列  $x$  间的约束关系可以表示为

$$z_0 x_{(n+u)} \oplus z_1 x_{(n+u-1)} \oplus \dots \oplus z_u x_n = 0 \quad (1)$$

其中,  $x_n$  表示在  $n$  时刻 m 序列生成器的输出,  $z_n$  表示反馈系数, 其值只能取 0 或 1。因此, m 序列的生成多项式可以表示为

$$g(D) = z_0 + z_1 \bar{D} + \dots + z_{(u-1)} \bar{D}^{(u-1)} + z_u \bar{D}^u \quad (2)$$

其中,  $\bar{D}$  表示单位延迟算子。当寄存器的初始值不全为 0 时, m 序列可达最大周期长度为  $M = 2^u - 1$ 。另外, 根据码片间的约束关系, 校验矩阵可以表示为

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} z_0 & z_1 & \dots & z_u & 0 & \dots & 0 \\ 0 & z_0 & z_1 & \dots & z_u & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & z_0 & z_1 & \dots & z_u \end{pmatrix} \quad (3)$$

因此, m 序列的约束关系可以被表示为

$$\mathbf{G}\mathbf{x}^T = 0 \quad (4)$$

其中, T 表示转置操作。

在发送端, PN 序列经过二进制相移键控 (BPSK, binary phase shift keying) 调制后, 被添加多普勒频偏、多普勒变化率和加性白高斯噪声 (AWGN, additive white Gaussian noise)。一般而言, 在大多数场景下, 只有部分 PN 序列可被观测到<sup>[18]</sup>, 记为  $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ 。观测序列的长度远大于寄存器的个数, 但远小于 m 序列周期数, 即  $u \ll N \ll M$ 。

当卫星在视线范围内时, 接收信号可以表示为

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{E_c} c(n) g_i(t - nT_s) e^{j2\pi(f_c + f_d(t))t} + w(t) \quad (5)$$

$$f_d(t) = \frac{f_c v(t)}{c} \cos \theta(t) \quad (6)$$

其中,  $c(n) = (-1)^x(n)$ ,  $v(t)$  表示终端的运动速度,

$\theta(t)$  表示移动方向与信号入射方向的夹角,  $N$  表示观测序列的长度,  $E_c$  表示每个码片的能量,  $T_s$  表示每个码片的持续时间,  $w(t)$  表示均值为 0、方差为  $\sigma_n^2$  的高斯白噪声,  $f_d(t)$  和  $f_c$  分别表示时变多普勒频偏和载波频率。

假设接收机的下变频是理想的, 接收滤波器采样输出可以表示为

$$r(n) = \sqrt{E_c} c(n) e^{j2\pi f_d(n)nT_s} + w(n), n = 1, \dots, N \quad (7)$$

$$f_d(n) = f_0 + \frac{a_d(n)}{2} nT_s \quad (8)$$

其中,  $f_0$  表示初始的多普勒频偏,  $a_d(n)$  表示时变多普勒变化率, 且  $\max\{f_0\} \leq f_{\max}$ 。

在这种情况下, 时变多普勒变化率被建模为随机游走模型<sup>[25-27]</sup>, 即

$$a_d(n) = a_d(n-1) + \Delta_n, n \geq 2 \quad (9)$$

其中,  $\Delta_n \sim N(0, \sigma_\Delta^2)$ ,  $a_d(n)$  表示在采样时刻  $n$  的多普勒变化率。实际上, 多普勒变化率不可能无限大, 即  $\max\{a(n)\}_{n=1}^N \leq a_{\max}$ 。值得一提的是, 在随机游走模型中,  $a_d(n)$  本身不是随机的, 但相邻时刻之差是随机的。本质上, 随机游走模型可以看作有限的马尔可夫链, 因此马尔可夫特性可以用来分析时变多普勒变化率。

本文提出的迭代捕获接收机模型如图 2 所示。首先, 长度为  $N$  的观测序列被选中进行迭代捕获。然后, 在消息传递模块中, 基于高动态信号的因子图, 计算各相邻节点间传递的消息, 从而消除高动态环境下多普勒频偏产生的不利影响, 进而恢复出传输的扩频序列。最后, 通过统计判决的方式来判断是否捕获成功。如果失败, 观测窗口将移动到下一位置重复以上迭代捕获的过程。

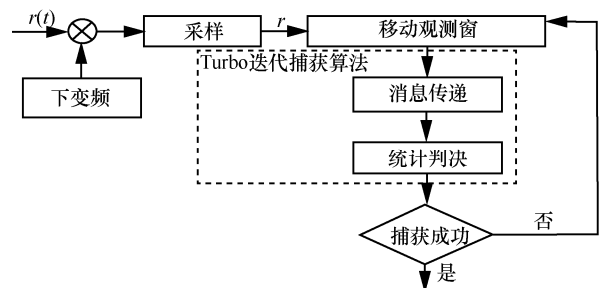


图 2 迭代捕获接收机模型

### 3 高动态信号的因子图结构

一般来说, 因子图可视为 Tanner 图的一种

延伸<sup>[28]</sup>。因子图可以通过因子化的方式处理含有多个变量的全局函数，根据因子图结构，采用和积规则可以计算多个由全局函数导出的边缘函数。本节将详细地阐述高动态信号的因子图结构以及节点间的消息传递。

本质上，DSSS 信号捕获的目的是根据接收序列  $\{r(n)\}_0^{N-1}$  寻找正确的 PN 序列相位。根据 m 序列各码片间的约束关系，利用最大后验概率 (MAP, maximum a posteriori) 准则可以从接收序列中恢复出发送的扩频序列，即

$$c_n = \operatorname{argmax}_{c_n} p(c_n | \mathbf{r}) \quad (10)$$

其中，后验概率  $p(c_n | \mathbf{r})$  可以表示为

$$p(c_n | \mathbf{r}) = \sum_{c_n, f, \mathbf{a}} p(\mathbf{c}, f, \mathbf{a} | \mathbf{r}) \quad (11)$$

其中， $f$  表示初始的多普勒频偏， $\mathbf{a}$  表示时变多普勒变化率。为了简化连续变量积分问题，将连续变量  $f$  和  $\mathbf{a}$  进行离散化表示

$$f \in S_f = \left\{ f^{(q)} = -f_{\max} + \frac{2qf_{\max}}{Q} \mid q = 0, 1, \dots, Q \right\} \quad (12)$$

$$a_n \in S_a = \left\{ a^{(d)} = -a_{\max} + \frac{2da_{\max}}{D} \mid d = 0, 1, \dots, D \right\} \quad (13)$$

其中， $f_{\max}$  和  $a_{\max}$  分别表示初始多普勒频偏和时变多普勒变化率的最大值。从而， $p(c_n | \mathbf{r})$  可以被进一步表示为

$$p(c_n | \mathbf{r}) = \sum_{f, \mathbf{a}, c_n} p(\mathbf{c}, f, \mathbf{a} | \mathbf{r}) \quad (14)$$

根据贝叶斯公式， $p(\mathbf{c}, f, \mathbf{a} | \mathbf{r})$  可以被表示为

$$p(\mathbf{c}, f, \mathbf{a} | \mathbf{r}) \propto p(\mathbf{r} | \mathbf{c}, f, \mathbf{a}) p(\mathbf{c}, f, \mathbf{a}) \propto p(\mathbf{r} | \mathbf{c}, f, \mathbf{a}) p(\mathbf{c}) p(f) p(\mathbf{a}) \quad (15)$$

由于接收序列在 Gaussian 信道下是独立同分布的，因此  $p(\mathbf{r} | \mathbf{c}, f, \mathbf{a})$  的联合概率密度函数 (PDF) 可以表示为

$$p(\mathbf{r} | \mathbf{c}, f, \mathbf{a}) = \prod_{n=1}^N p(r_n | c_n, a_n, f) \quad (16)$$

其中，

$$p(r_n | c_n, a_n, f) = N\left(r_n; c_n e^{j2\pi\left(fT_s + \frac{a_n T_s^2}{2}\right)n}, \sigma^2\right) \quad (17)$$

其中， $N(x; y, \sigma^2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{|x-y|^2}{2\sigma^2}}$ 。

考虑到实际中初始多普勒频偏是均匀分布的，

所以概率密度函数  $p(f)$  可以表示为

$$p(f) = \frac{1}{Q} \quad (18)$$

根据 m 序列的约束关系， $p(\mathbf{c})$  可以表示为

$$p(\mathbf{c}) \propto I(\mathbf{c} = \eta(\mathbf{x})) \quad (19)$$

其中， $\mathbf{c} = \eta(\mathbf{x})$  表示 m 序列满足的约束关系，即  $I(z_0 x_{n+u} \oplus z_1 x_{n+u-1} \oplus \dots \oplus z_u x_n = 0)$ ， $I(\cdot)$  表示指示函数，记为

$$I[p] = \begin{cases} 1, & p \text{ 为真} \\ 0, & p \text{ 为假} \end{cases} \quad (20)$$

由于随机游走模型的马尔可夫性， $p(\mathbf{a})$  可以表示为

$$p(\mathbf{a}) \propto p(a_1, a_2, \dots, a_N) \propto p(a_N | a_1, a_2, \dots, a_{N-1}) p(a_1, a_2, \dots, a_{N-1}) \propto \prod_{n=1}^{N-1} p(a_{n+1} | a_n) \quad (21)$$

其中， $p(a_{n+1} | a_n) = N(a_{n+1}; a_n, \sigma_\Delta^2)$ 。

通过以上分析，可以建立高动态信号捕获的因子图结构，如图 3 所示。其中，方形节点表示函数节点，圆形节点表示变量节点。根据 m 序列的约束关系，发送的扩频序列可以通过和积算法<sup>[29-31]</sup>恢复出来。本质上，和积算法是一种消息传递算法，可以通过迭代的形式交互因子图中相邻节点的可靠度信息。具体的和积算法的消息传递原理可参考文献<sup>[32]</sup>。

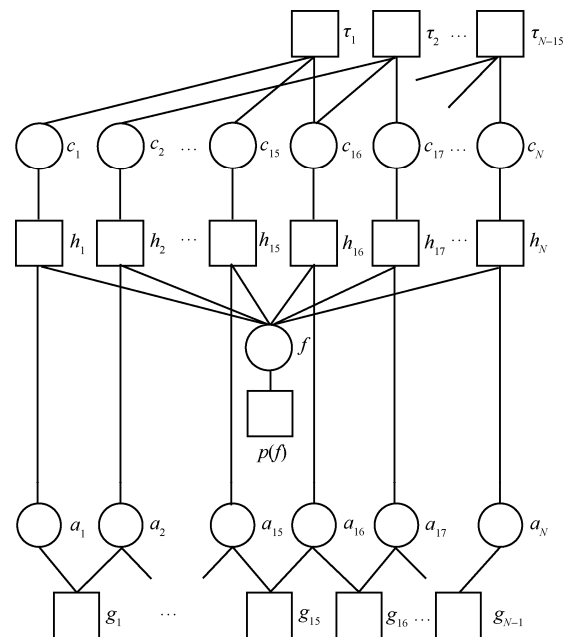


图3 高动态信号因子图结构

本文定义  $L_{\tau_m \rightarrow c_n}^l$  表示在第  $l$  次迭代中从校验节点  $\tau_m$  到变量节点  $c_n$  传递对数似然比 (LLR, log-likelihood ratio) 信息, 记作

$$L_{\tau_m \rightarrow c_n}^l = \alpha \prod_{\substack{c_i \in N(\tau_m) \\ c_i \neq c_n}} \text{sign}(L_{c_i \rightarrow \tau_m}^{l-1}) \min_{c_i \in N(\tau_m)} |L_{c_i \rightarrow \tau_m}^{l-1}| \quad (22)$$

其中,  $\alpha$  是一个常数,  $N(\cdot)$  表示因子图中相邻节点的集合,  $c_i \in N(\tau_m), c_i \neq c_n$  表示与校验节点  $\tau_m$  相连的除  $c_n$  以外的变量节点,  $L_{c_i \rightarrow \tau_m}^{l-1}$  表示在第  $l-1$  次迭代中变量节点到校验节点的传递消息, 具体计算方法在式(39)中给出。

根据消息的更新准则, 从码片节点  $c_n$  到信道函数节点  $h_n$  传递的消息是与  $c_n$  相邻的校验节点  $\tau_m$  传递到码片节点  $c_n$  的消息之和, 可以表示为

$$L_{c_n \rightarrow h_n}^l = \sum_{\tau_i \in N(c_n)} L_{\tau_i \rightarrow c_n}^l \quad (23)$$

其中,  $\tau_i \in N(c_n)$  表示与码片节点  $c_n$  相邻的校验节点。根据 LLR 消息的定义,  $L_{c_n \rightarrow h_n}^l$  满足

$$L_{c_n \rightarrow h_n}^l = \ln \left( \frac{u_{c_n \rightarrow h_n}^l(c_n=1)}{u_{c_n \rightarrow h_n}^l(c_n=-1)} \right) \quad (24)$$

其中,  $u_{c_n \rightarrow h_n}^l(c_n=1)$  和  $u_{c_n \rightarrow h_n}^l(c_n=-1)$  分别定义为在第  $l$  次迭代中, 由码片节点到信道函数节点传递的关于  $c_n=1$  和  $c_n=-1$  的可靠度信息, 记作

$$u_{c_n \rightarrow h_n}^l(c_n=1) = \frac{e^{L_{c_n \rightarrow h_n}^l}}{1 + e^{L_{c_n \rightarrow h_n}^l}} \quad (25)$$

$$u_{c_n \rightarrow h_n}^l(c_n=-1) = \frac{1}{1 + e^{L_{c_n \rightarrow h_n}^l}} \quad (26)$$

根据和积算法, 由信道函数节点  $h_n$  到变量节点  $f$  传递的消息为

$$u_{h_n \rightarrow f}^l = \sum_{c_n, a_n} h(c_n, a_n, f) u_{c_n \rightarrow h_n}^l u_{a_n \rightarrow h_n}^{l-1} \quad (27)$$

相似地, 由信道函数节点  $h_n$  到变量节点  $a_n$  传递的消息为

$$u_{h_n \rightarrow a_n}^l = \sum_{c_n, f} h(c_n, a_n, f) u_{c_n \rightarrow h_n}^l u_{f \rightarrow h_n}^{l-1} \quad (28)$$

其中,  $h(c_n, a_n, f) = p(r_n | c_n, a_n, f)$ 。

根据  $u_{h_n \rightarrow f}^l$ , 可以计算不同多普勒频偏离散点的可信度。可信度定义为所有信道函数节点传递到变量节点  $f$  的信息之积, 即

$$\Gamma^l(f) = \prod_n u_{h_n \rightarrow f}^l p(f) \quad (29)$$

因此, 由变量节点  $f$  到信道函数节点传递的消息可以表示为

$$u_{f \rightarrow h_n}^l = \frac{\Gamma^l(f)}{u_{h_n \rightarrow f}^l} \quad (30)$$

再次使用和积规则, 可以推得变量节点  $a_n$  到函数节点  $g_n$  传递的消息为

$$u_{a_n \rightarrow g_n}^l = \begin{cases} u_{h_n \rightarrow a_n}^l, & n=1 \\ u_{h_n \rightarrow a_n}^l u_{g_{n-1} \rightarrow a_n}^l, & n \geq 2 \end{cases} \quad (31)$$

其中,  $g_n = p(a_n | a_{n-1})$ 。

相似地, 由变量节点  $a_n$  到函数节点  $g_{n-1}$  的消息更新表达式为

$$u_{a_n \rightarrow g_{n-1}}^l = \begin{cases} u_{h_n \rightarrow a_n}^l u_{g_n \rightarrow a_n}^l, & n=1 \\ u_{h_n \rightarrow a_n}^l, & n \geq 2 \end{cases} \quad (32)$$

在多普勒变化率估计环路中, 函数节点  $g_n$  到变量节点  $a_n$  传递的消息可以表示为

$$u_{g_n \rightarrow a_n}^l = \sum_{a_{n+1}} p(a_{n+1} | a_n) u_{a_{n+1} \rightarrow g_n}^l \quad (33)$$

相似地, 函数节点  $g_n$  到变量节点  $a_{n+1}$  传递的消息可以表示为

$$u_{g_n \rightarrow a_{n+1}}^l = \sum_{a_n} p(a_{n+1} | a_n) u_{a_n \rightarrow g_n}^l \quad (34)$$

根据消息传递准则, 由变量节点  $a_n$  到信道函数节点  $h_n$  传递的消息为  $u_{g_n \rightarrow a_n}^l$  和  $u_{g_n \rightarrow a_{n+1}}^l$  之积, 表示为

$$u_{a_n \rightarrow h_n}^l = \begin{cases} u_{g_n \rightarrow a_n}^l, & n=1 \\ u_{g_{n-1} \rightarrow a_n}^l u_{g_n \rightarrow a_n}^l, & 2 \leq n \leq N-1 \\ u_{g_{n-1} \rightarrow a_n}^l, & n=N-1 \end{cases} \quad (35)$$

完成多普勒频偏消除子环路和多普勒变化率消除子环路的信息传递后, 借助于  $u_{f \rightarrow h_n}^l$  和  $u_{a_n \rightarrow h_n}^l$ , 由函数节点  $h_n$  到码片节点  $c_n$  传递的消息可以表示为

$$u_{h_n \rightarrow c_n}^l = \sum_{a_k, f} h(c_n, a_n, f) u_{f \rightarrow h_n}^l u_{a_n \rightarrow h_n}^l \quad (36)$$

转化为 LLR 消息的形式为

$$L_{h_n \rightarrow c_n}^l = \ln \left( \frac{u_{h_n \rightarrow c_n}^l(c_n=1)}{u_{h_n \rightarrow c_n}^l(c_n=-1)} \right) \quad (37)$$

最后, 由变量节点  $c_n$  到校验节点  $\tau_m$  的消息为

$$L_{c_n \rightarrow \tau_m}^l = L_{h_n \rightarrow c_n}^l + \sum_{\substack{\tau_i \in N(c_n) \\ \tau_i \neq \tau_m}} L_{\tau_i \rightarrow c_n}^l \quad (38)$$

通过以上分析, 本文建立了高动态信号捕获的因子图框架, 并推导了各节点间传递的信息。

### 4 Turbo 迭代捕获算法

为了在高动态环境下实现对接收信号的快速捕获, 基于设计高动态信号的因子图, 本文提出了 Turbo 迭代捕获算法, 该算法包括消息传递和统计判决两部分。特别地, 消息传递过程由 2 个环路组成, 即码片判决环路和多普勒消除环路。因子图是消息传递算法的直观体现, 基于高动态因子图结构设计的信息传递算法, 可以有效地消除高动态环境下多普勒频偏对捕获产生的不利影响。本节将详细介绍 Turbo 迭代捕获算法。

#### 4.1 消息传递

消息传递算法的结构如图 4 所示。通过多普勒消除环路和码字判决环路间的信息迭代传递, 来消除时变多普勒频偏和多普勒变化率的影响。

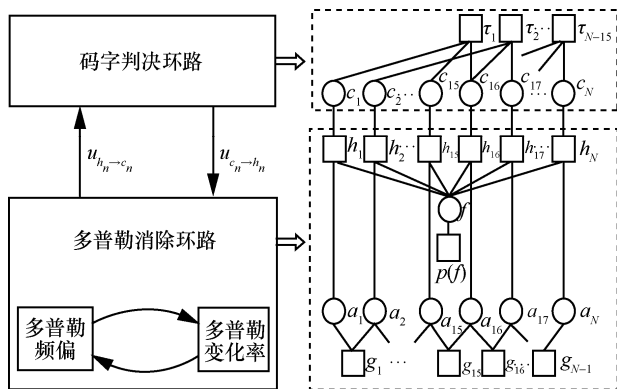


图 4 消息传递算法的结构

本质上看,  $m$  序列其实也是一种信道编码, 存在码片间的约束关系。根据 Turbo 迭代原理<sup>[33]</sup>,  $m$  序列的约束关系可以用来对接收序列中的错误码片进行修正, 并将经修复后准确性更高的修正值用于多普勒的估计和修正, 而多普勒的修正结果又可以在下轮迭代中提高码片判决的准确性, 进而通过这样的联合迭代有效提高捕获概率。在消息传递算法中, 多普勒消除环路能够向码字判决环路提供关于多普勒频偏和多普勒变化率的可靠度信息, 从而使码字判决结果更加可靠; 反过来, 可靠的码字判决结果将有利于多普勒频偏和多普勒变化率的估计。通过 2 个环路信息的交互迭代能够提升 PN 序列的捕获性能。

在该算法中, Turbo 迭代从多普勒消除环路开始, 首先进行  $I_d$  次多普勒消除环路的迭代, 然后执行  $I_c$  次码字判决环路的迭代。为了进一步降低复杂度,  $u_{f \rightarrow h_n}$  和  $u_{a_n \rightarrow h_n}$  中最大的  $Q_s$  和  $D_s$  个值被选中进行之后的迭代, 其他多普勒频偏和多普勒变化率值不参与后续的迭代。

#### 4.2 统计判决

根据和积规则, 码片节点的置信度可以表示为

$$Y^l(c_n) = L_{h_n \rightarrow c_n}^l + \sum_{\tau_i \in N(c_n)} L_{\tau_i \rightarrow c_n}^l \quad (39)$$

因此, 在第  $l$  次迭代中的扩频序列估计值为

$$\hat{x}_n^l = \begin{cases} 0, & Y^l(c_n) > 0 \\ 1, & Y^l(c_n) < 0 \end{cases} \quad (40)$$

类似于文献[34], 统计判决的目的是根据恢复出的扩频码  $\hat{x}_n^l$  估计出 PN 序列的初始寄存器状态。首先, 将  $\{\hat{x}_n^l\}_{n=1}^N$  分为  $\lfloor N/u \rfloor$  组, 并将每次迭代的结果存储在  $l_{\max}$  行、 $u \lfloor N/u \rfloor$  列的矩阵  $\mathbf{X}$  中。判决矩阵结构如图 5 所示。由于每一组的硬判决结果都与  $m$  序列生成器的初始状态有关, 因此每一次迭代的每一组判决结果中都暗含扩频序列初始状态信息。因此, 通过判决矩阵,  $m$  序列的初始状态在每一次迭代中都可以进行估计。选择这些不重叠的组中出现最频繁的初始状态作为  $m$  序列的初始状态  $\zeta$ , 进而恢复出当前伪码的序列。然后, 用消息传递算法中置信度最高的多普勒频偏值对接收信号进行补偿, 将恢复出的伪码序列与进行频偏补偿后的接收序列进行相关, 将相关峰值与判决门限进行比较, 若相关峰值高于门限值, 则捕获成功, 反之则失败。

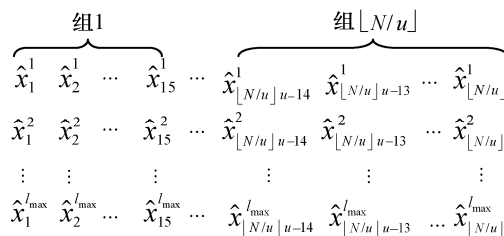


图 5 判决矩阵结构

通过以上分析, Turbo 迭代捕获算法如算法 1 所示。

#### 算法 1 Turbo 迭代捕获算法

输入  $r, N, N_0, l_{\max}, I_d, I_c, S_f, S_a, Q_s, D_s$

初始化  $L_{c_n \rightarrow h_n}^0 = 0, u_{a_n \rightarrow h_n}^0 = 1$

- 1) for  $l$  to  $l_{\max}$  do
- 2) 使用式(25)和式(26)更新  $u_{c_n \rightarrow h_n}^l$  ;
- 3) for  $i_d$  to  $I_d$  do
- 4)  $u_{h_n \rightarrow f}^{(l-1)I_d+i_d} = \sum_{c_n, a_n} h(c_n, a_n, f) u_{c_n \rightarrow h_n}^l u_{a_n \rightarrow h_n}^{(l-1)I_d+i_d-1}$
- 5)  $\Gamma^{(l-1)I_d+i_d}(f) = \prod_n u_{h_n \rightarrow f}^{(l-1)I_d+i_d} p(f)$
- 6)  $u_{f \rightarrow h_n}^{(l-1)I_d+i_d} = \frac{\Gamma^{(l-1)I_d+i_d}(f)}{u_{h_n \rightarrow f}^{(l-1)I_d+i_d}}$
- 7)  $u_{h_n \rightarrow a_n}^{(l-1)I_d+i_d} = \sum_{c_n, f} h(c_n, a_n, f) u_{c_n \rightarrow h_n}^l u_{f \rightarrow h_n}^{(l-1)I_d+i_d}$
- 8)  $u_{a_n \rightarrow g_n}^{(l-1)I_d+i_d} = \begin{cases} u_{h_n \rightarrow a_n}^{(l-1)I_d+i_d}, n=1 \\ u_{h_n \rightarrow a_n}^{(l-1)I_d+i_d} u_{g_{n-1} \rightarrow a_n}^{(l-1)I_d+i_d}, n \geq 2 \end{cases}$
- 9)  $u_{a_n \rightarrow g_{n-1}}^{(l-1)I_d+i_d} = \begin{cases} u_{h_n \rightarrow a_n}^{(l-1)I_d+i_d} u_{g_n \rightarrow a_n}^{(l-1)I_d+i_d}, n=1 \\ u_{h_n \rightarrow a_n}^{(l-1)I_d+i_d}, n \geq 2 \end{cases}$
- 10)  $u_{g_n \rightarrow a_n}^{(l-1)I_d+i_d} = \sum_{a_{n+1}} p(a_{n+1} | a_n) u_{a_{n+1} \rightarrow g_n}^{i_d}$
- 11)  $u_{g_{n-1} \rightarrow a_{n+1}}^{(l-1)I_d+i_d} = \sum_{a_n} p(a_{n+1} | a_n) u_{a_n \rightarrow g_n}^{i_d}$
- 12)  $u_{a_n \rightarrow h_n}^{(l-1)I_d+i_d} = \begin{cases} u_{g_n \rightarrow a_n}^{(l-1)I_d+i_d}, n=1 \\ u_{g_{n-1} \rightarrow a_n}^{(l-1)I_d+i_d}, n=N-1 \\ u_{g_{n-1} \rightarrow a_n}^{(l-1)I_d+i_d} u_{g_n \rightarrow a_n}^{(l-1)I_d+i_d}, \text{其他} \end{cases}$
- 13) end for
- 14) 根据  $Q_s$  和  $u_{f \rightarrow h_n}$  更新  $S_f$
- 15) 根据  $D_s$  和  $u_{a_n \rightarrow h_n}$  更新  $S_a$
- 16)  $u_{h_n \rightarrow c_n}^l = \sum_{a_k, f} h(c_n, a_n, f) u_{f \rightarrow h_n}^{l_d} u_{a_n \rightarrow h_n}^{l_d}$
- 17)  $L_{h_n \rightarrow c_n}^l = \ln \left( \frac{u_{h_n \rightarrow c_n}^l (c_n = 1)}{u_{h_n \rightarrow c_n}^l (c_n = -1)} \right)$
- 18) for  $i_c$  to  $I_c$  do
- 19) 使用式(22)更新  $L_{\tau_m \rightarrow c_n}^{(l-1)I_c+i_c}$
- 20)  $L_{c_n \rightarrow \tau_m}^{(l-1)I_c+i_c} = L_{h_n \rightarrow c_n}^{(l-1)I_c+i_c} + \sum_{\substack{\tau_i \in N(c_n) \\ \tau_i \neq \tau_m}} L_{\tau_i \rightarrow c_n}^{(l-1)I_c+i_c}$
- 21)  $Y^{(l-1)I_c+i_c}(c_n) = L_{h_n \rightarrow c_n}^l + \sum_{\tau_i \in N(c_n)} L_{\tau_i \rightarrow c_n}^{(l-1)I_c+i_c}$
- 22)  $\hat{x}_n^{(l-1)I_c+i_c} = \begin{cases} 0, Y^{(l-1)I_c+i_c}(c_n) > 0 \\ 1, Y^{(l-1)I_c+i_c}(c_n) < 0 \end{cases}$
- 23) end for
- 24)  $L_{c_n \rightarrow h_n}^l = \sum_{\tau_i \in N(c_n)} L_{\tau_i \rightarrow c_n}^{l_c}$

25) end for

26)  $X \leftarrow \{\hat{x}\}$

27) 统计判决:  $\zeta \leftarrow X$

## 5 仿真分析

本节通过 MATLAB 进行仿真, 来验证本文算法的优越性。本文考虑的高动态终端的最大运动速度为 20 马赫 (6 800 m/s), 产生的最大多普勒频偏为 50 kHz, 最大多普勒变化率为 15 kHz/s, 符号速率为 125 kHz。捕获验证阶段的频率搜索精度为 0.05 kHz, 相位搜索精度为一个码片长度。另外, 一些传统的算法, 如并行频率搜索 (PFS, parallel frequency search) 算法<sup>[35]</sup>、部分匹配滤波-快速傅里叶变换 (PMF-FFT, partially matched filtering-fast Fourier transform) 算法<sup>[36-37]</sup>、递归软序列估计 (RSSE, recursive soft sequence estimation) 算法<sup>[18,38-39]</sup>, 被用来与本文算法比较, 来证明本文算法在捕获性能和计算复杂度上的优势。仿真中采用捕获概率来评价算法的捕获性能, 一些必要的参数如表 1 所示。

表 1 系统参数

变量	参数
信道模型	AWGN
调制方式	BPSK
PN 序列	m 序列
生成多项式	$g(\bar{D}) = 1 + \bar{D} + \bar{D}^5$
观测序列长度	$N = 512$
最大多普勒频偏/kHz	$f_{\max} = 50$
最大多普勒变化率/(kHz·s <sup>-1</sup> )	$a_{\max} = 15$
置信系数	$\alpha = 0.8$
频偏离散点数	$Q = 2\ 000$
变化率离散点数	$D = 20$
频偏选择点数	$Q_s = 50$
变化率选择点数	$D_s = 10$
码字判决环迭代次数	$I_c = 2$
多普勒消除环迭代次数	$I_d = 10$
消息传递迭代次数	$l_{\max} = 10$
虚警概率	$P_{FA} = 10^{-5}$

### 5.1 捕获性能

图 6 给出了本文算法在不同多普勒频偏条件下的捕获性能, 其中, 多普勒变化率  $a_n = 6$  kHz/s, 随机游走方差  $\sigma_{\Delta}^2 = 0$ ,  $P_a$  表示捕获概率。从图 6 中可

可以看出，本文算法可以在不同频偏下达到相似的捕获性能，因为初始多普勒频偏是均匀分布的，可以在多普勒消除环路中进行统一的补偿消除，从而在不同的初始多普勒频偏下达到了相似的性能。

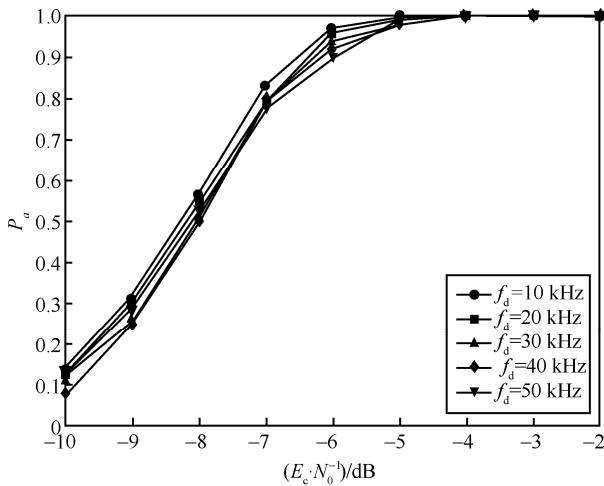


图 6 不同多普勒频偏条件下的捕获性能

图 7 给出了本文算法在不同多普勒变化率条件下的捕获性能，其中，多普勒频偏  $f_0 = 10$  kHz，随机游走方差  $\sigma_\Delta^2 = 0$ 。从图 7 中可以看出，随着多普勒变化率的增加，捕获性能逐渐下降，这是由于多普勒变化率变化太快难以跟踪补偿导致的。

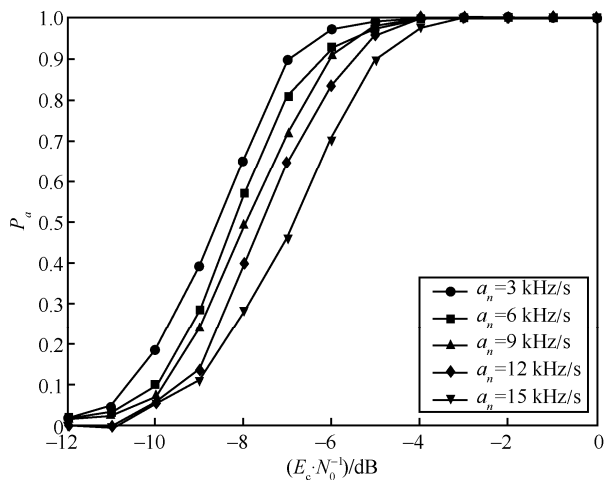


图 7 不同多普勒变化率条件下的捕获性能

图 8 给出了本文算法在不同随机游走方差条件下的捕获性能，其中，多普勒频偏  $f_0 = 0$ ，初始多普勒变化率  $a_1 = 0$ 。从图 8 中可以看出，捕获性能随游走方差的增加而降低。因为随着游走方差的增加，多普勒变化率变化更快，多普勒消除环路难以跟踪补偿，所以会残留多普勒频率残差使性能下降。

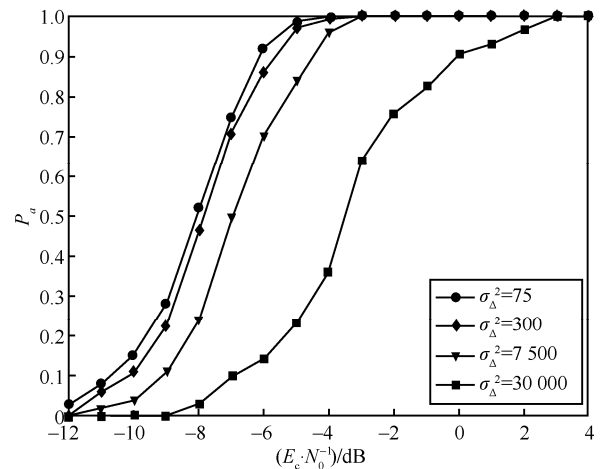


图 8 不同游走方差条件下的捕获性能

通过以上分析可知，本文算法的性能主要取决于多普勒频偏、多普勒变化率、随机游走方差，同时高动态特性也由这 3 个参量决定。随着高动态特性的增加，捕获性能会逐渐降低。

### 5.2 性能对比

图 9 给出了本文算法与 PFS 算法、PMF-FFT 算法和 RSSE 算法的捕获性能比较，其中， $f_0 = 25$  kHz， $a_1 = 6$  kHz/s， $\sigma_\Delta^2 = 300$ 。从图 9 中可以看出，本文算法相比于 PFS 算法在捕获性能上有 1.3 dB 的提升、相比于 PFM-FFT 算法有 3.1 dB 的提升，验证了本文算法捕获性能的优越性。对于 PMF-FFT 算法，高动态环境下的时变多普勒频偏会削弱部分相关器的输出，导致 FFT 之后的峰值降低，使捕获性能下降。对于 PFS 算法，由于多普勒频偏点的补偿是提前预设的，因此难以用有限的多普勒频偏测试点补偿时变多普勒频偏。RSSE 算法可以通过码片间的约束关系恢复扩频序列，但高动态环境会提高码片的误判概率，因此捕获性能在高动态环境下有明显损失。

本文算法的捕获性能增益主要来源于两点。1) 通过基于随机游走模型的因子图实现了对时变多普勒频偏、多普勒变化率逐码片的精细补偿，更好地消除了时变多普勒效应带来的影响。2) 本文将传统的 PN 序列捕获问题转化为了序列估计问题，利用了 m 序列各个码片间的约束关系，获取了编码增益。因此相较于传统算法，本文算法提升了捕获性能。

### 5.3 计算复杂度分析

本文算法的复杂度主要通过加法次数、乘法次数和查找表次数进行评价，计算过程中的指数和对数运算均通过查找表获得。在码字判决环路中，需

要  $12I_c N_{l_{\max}}$  次加法运算。在多普勒消除环路中, 需要  $(4D + 2Q)I_d N_{l_{\max}} + 2DQN$  次加法运算、 $(7D + 2Q)I_d N_{l_{\max}} + 4DQN$  次乘法运算和  $2DQN$  次查找表运算。在两环路之间进行消息传递时, 需要  $2DQN_{l_{\max}}$  次加法运算、 $2DQN_{l_{\max}}$  次乘法运算和  $N_{l_{\max}}$  次查找表运算。通过以上分析可知, 本文算法总共需要大约  $[(4D + 2Q)I_d + 2DQ + 12I_c]N_{l_{\max}} + 2DQN$  次加法运算、 $[(7D + 2Q)I_d + 2DQ]N_{l_{\max}} + 4DQN$  次乘法运算和  $2DQN + N_{l_{\max}}$  次查找表运算。特别地, 当  $l \geq 2$  时,  $S_f$  和  $S_a$  中分别只有  $Q_s$  和  $D_s$  个数值参与后续的迭代, 因此复杂度计算式中的变量  $Q$  和  $D$  可以分别被  $Q_s$  和  $D_s$  近似取代。另外, 在相同条件下, 其他算法的计算复杂度如表 2 所示。

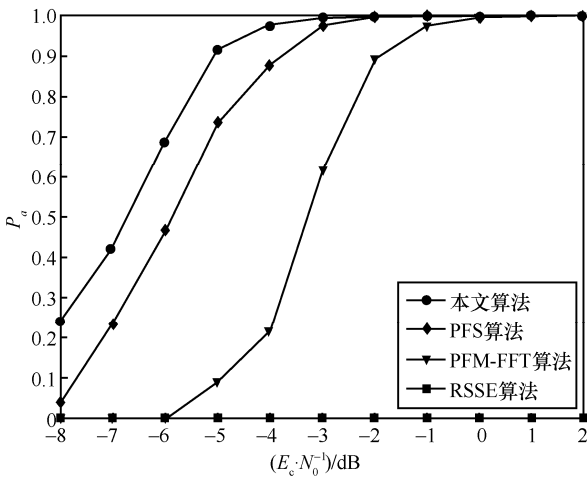


图 9 不同捕获算法的捕获性能对比

表 2 各算法的计算复杂度

算法	加法次数	乘法次数
PFS	$2^n QN / 10$	$2^n QN / 10$
PMF-FFT	$2^n \times 448$	$2^n \times 896$
RSSE	$1200N$	$3N$

为了方便与其他算法比较, 类似于文献[40], 不再区分加法、乘法次数, 而是将其统一用浮点运算次数 (FLOP, floating-point operation) 表示。比较可得, 本文算法的计算量约是 PFS 算法的 1/5。实际运算中大约需要  $7.03 \times 10^8$  次乘法运算和  $6.59 \times 10^8$  次加法运算, 时间复杂度为  $O(N)$ 。

## 6 结束语

本文对高动态信号的捕获进行了研究。基于 DSSS 信号的高动态特性, 建立了高动态信号捕获

的因子图结构, 其中将时变多普勒变化率建立为随机游走模型。利用和积算法, 推导了因子图各节点间的消息传递公式。在设计因子图基础上, 提出了 Turbo 迭代捕获算法, 通过码字判决环路和多普勒消除环路之间的软信息交互迭代, 提高了高动态环境下的信号捕获性能。最后分析了所提算法的计算复杂度。仿真结果表明, 所提算法相比于传统算法在捕获性能和复杂度方面有一定的优势。

## 参考文献:

- [1] ZHANG H M, JIANG C X, WANG J J, et al. Multicast beamforming optimization in cloud-based heterogeneous terrestrial and satellite networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(2): 1766-1776.
- [2] JIANG C X, ZHU X M. Reinforcement learning based capacity management in multi-layer satellite networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(7): 4685-4699.
- [3] DU J, JIANG C X, WANG J, et al. Resource allocation in space multi-access systems[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2017, 53(2): 598-618.
- [4] DU J, JIANG C X, QIAN Y, et al. Resource allocation with video traffic prediction in cloud-based space systems[J]. IEEE Transactions on Multimedia, 2016, 18(5): 820-830.
- [5] WANG J J, JIANG C X, ZHANG H J, et al. Thirty years of machine learning: the road to Pareto-optimal wireless networks[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2020, 22(3): 1472-1514.
- [6] WU J X, FAN P Z. A survey on high mobility wireless communications: challenges, opportunities and solutions[J]. IEEE Access, 2016, 4: 450-476.
- [7] QIN Q B, GONG B, LIN G, et al. Structured distributed sparse channel estimation for high mobility OFDM systems[C]//2015 International Workshop on High Mobility Wireless Communications. Piscataway: IEEE Press, 2015: 56-60.
- [8] ZHOU Y Q, ADACHI F, WANG X D, et al. Guest editorial broadband wireless communications for high speed vehicles[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2012, 30(4): 673-674.
- [9] WANG J W, JIANG C X, KUANG L L, et al. Iterative Doppler frequency offset estimation in satellite high-mobility communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(12): 2875-2888.
- [10] LAKSHMI M L S N S, ANUDEEPSAGAR K, NIRANJANPRASAD. Analysis of DSSS performance under communication-jamming environment[C]//2014 International Conference on Electronics and Communication Systems. Piscataway: IEEE Press, 2014: 1-8.
- [11] POLYDOROS A, WEBER C. A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition - part I: general theory[J]. IEEE Transactions on Communications, 1984, 32(5): 542-549.
- [12] RAPPAPORT S, GRIECO D. Spread-spectrum signal acquisition: methods and technology[J]. IEEE Communications Magazine, 1984, 22(6): 6-21.
- [13] CHENG U, HURD W J, STATMAN J I. Spread-spectrum code acquisition in the presence of Doppler shift and data modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 1990, 38(2): 241-250.

- [14] PICKHOLTZ R, SCHILLING D, MILSTEIN L. Theory of spread-spectrum communications-a tutorial[J]. IEEE Transactions on Communications, 1982, 30(5): 855-884.
- [15] QI J Z, LUO F X, SONG Q P. Fast acquisition method of navigation receiver based on folded PMF-FFT[C]//2014 IEEE Computers, Communications and IT Applications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2014: 62-66.
- [16] KONG S H, KIM B. Two-dimensional compressed correlator for fast PN code acquisition[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(11): 5859-5867.
- [17] KONG S H. A deterministic compressed GNSS acquisition technique[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(2): 511-521.
- [18] CHUGG K M, ZHU M R. A new approach to rapid PN code acquisition using iterative message passing techniques[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23(5): 884-897.
- [19] CHAE K, YOON S. Design of a novel PN code based on genetic algorithm for rapid GNSS signal acquisition[C]//2019 European Navigation Conference. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-4.
- [20] QIU W Q, ZENG Q X, GAO C, et al. Fine Doppler shift acquisition algorithm for BeiDou software receiver by a look-up table[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2020, 31(3): 612-625.
- [21] BALANOV M, PROZOROV D. Improved recursive soft sequential estimation algorithm for m-sequence acquisition[C]//2015 International Siberian Conference on Control and Communications. Piscataway: IEEE Press, 2015: 1-4.
- [22] GOLOMB S W. Shift-register sequences and spread-spectrum communications[C]//Proceedings of IEEE 3rd International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. Piscataway: IEEE Press, 1994: 14-15.
- [23] HEMMATI F. Cross-recurrence property of m-sequences[C]//2012 IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings. Piscataway: IEEE Press, 2012: 851-854.
- [24] MIKHAYLOV V Y, MAZEPA R B. Analysis of m-sequences subsets with joint fast delay acquisition features[C]//2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-4.
- [25] JABBARI B, ZHOU Y, HILLIER F. Simple random walk models for wireless terminal movements[C]//1999 IEEE 49th Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 1999: 1784-1788.
- [26] MAYAGUCHI T, SAKAGUCHI R, OHSAKI H. On the dynamics of branching random walk on random regular graph[C]//2020 International Conference on Information Networking. Piscataway: IEEE Press, 2020: 307-311.
- [27] LIU J Y, KUMAR S, PALOMAR D P. Parameter estimation of heavy-tailed random walk model from incomplete data[C]//2018 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Piscataway: IEEE Press, 2018: 4439-4443.
- [28] WIBERG N, LOELIGER H A, KOTTER R. Codes and iterative decoding on general graphs[J]. European Transactions on Telecommunications, 1995, 6(5): 513-525.
- [29] FAN X, SHI Z P. Loopy belief propagation algorithm in distributed wireless cooperative spectrum sensing[C]//2011 Third International Conference on Communications and Mobile Computing. Piscataway: IEEE Press, 2011: 282-285.
- [30] PHAKPHISUT W, SUPNITHI P, SOPON T, et al. Serial belief propagation for the high-rate LDPC decoders and performances in the bit patterned media systems with media noise[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(10): 3562-3565.
- [31] CHUNG K, HEO J. Improved belief propagation (BP) decoding for LDPC codes with a large number of short cycles[C]//2006 IEEE 63rd Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2006: 1464-1466.
- [32] KSCHISCHANG F R, FREY B J, LOELIGER H A. Factor graphs and the sum-product algorithm[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2001, 47(2): 498-519.
- [33] BERROU C, GLAVIEUX A. Near optimum error correcting coding and decoding: turbo-codes[J]. IEEE Transactions on Communications, 1996, 44(10): 1261-1271.
- [34] ZHU M R, CHUGG K M. Iterative message passing techniques for rapid code acquisition[C]//IEEE Military Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2003: 434-439.
- [35] DIEZ J, PANTALEON C, VIELVA L, et al. A simple expression for the optimization of spread-spectrum code acquisition detectors operating in the presence of carrier-frequency offset[J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(4): 550-552.
- [36] CHANG L, JUN Z, ZHU Y B, et al. Analysis and optimization of PMF-FFT acquisition algorithm for high-dynamic GPS signal[C]//2011 IEEE 5th International Conference on Cybernetics and Intelligent Systems. Piscataway: IEEE Press, 2011: 185-189.
- [37] SUN N N, YU Z, QIAO X K. Multi-channel signal acquisition algorithm for multi-beam satellite systems in high dynamic environment[C]//2018 International Conference on Networking and Network Applications. Piscataway: IEEE Press, 2018: 69-73.
- [38] ZHANG J Q, PEI Y K, GE N. PN code acquisition using belief propagation with adaptive parity check matrix[J]. Wireless Personal Communications, 2013, 71(4): 3105-3113.
- [39] AHMED A, BOTSINIS P, WON S, et al. Primitive polynomials for iterative recursive soft sequential acquisition of concatenated sequences[J]. IEEE Access, 2019, 7: 13882-13900.
- [40] WU S, KUANG L L, NI Z Y, et al. Message-passing receiver for joint channel estimation and decoding in 3D massive MIMO-OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(12): 8122-8138.

#### [作者简介]



姜春晓 (1987- )，男，河北邢台人，博士，清华大学副研究员，主要研究方向为卫星通信、空间通信网络等。

王佳蔚 (1997- )，男，山东济南人，清华大学博士生，主要研究方向为信号处理、卫星通信、高动态通信等。