

## 面向航天测控通信的载波同步频偏估计算法研究

吴佳奕<sup>1</sup>, 王报华<sup>1,2</sup>, 陈克<sup>1</sup>, 王莉敏<sup>3</sup>

(1 北京宇航系统工程研究所 北京 100076;

2 哈尔滨工业大学电子与信息工程学院通信技术研究所 哈尔滨 150001;

3 北京强度环境研究所 北京 100076)

**摘要:** 在航天测控通信领域, 精准的遥测、遥控与数据传输能力是保障航天器可靠运行的关键技术。随着航天任务复杂度的不断提升和测控通信环境的日益严苛, 测控系统对通信链路的可靠性提出了更高要求。Polar (Polar code, 极化码) 是一种高可靠、低复杂度、高增益的编码方式, 对载波频偏误差高度敏感。针对航天测控通信系统对可靠性和同步精度的双重高需求, 本文提出了一种基于 Polar 码辅助的频偏估计 (Polar code-aided frequency offset estimation, PCAFOE) 算法模型, 并基于均方误差 (Mean Square Error, MSE) 的估计指标进行了蒙特卡罗仿真和相应分析。与传统的载波同步频偏估计算法相比, PCAFOE 算法具有更高的估计精度, 能够显著提高测控通信系统的载波同步性能, 为新一代航天测控系统提供有效的技术支撑。

**关键词:** 航天测控通信; 载波同步; 频偏估计; Polar 码; 迭代算法

中图分类号: V556.1

文献标志码: A

文章编号: 2095-1000(2025)06-0039-06

DOI: 10.12347/j.ycyk.20250628001

CSTR: 32406.14.ycyk.20250628001

引用格式: 吴佳奕, 王报华, 陈克, 等. 面向航天测控通信的载波同步频偏估计算法研究[J]. 遥测遥控, 2025, 46(6): 39-44.

## Research on Carrier Synchronization Frequency Offset Estimation Algorithms for Aerospace TT&C Communications

WU Jiayi<sup>1</sup>, WANG Baohua<sup>1,2</sup>, CHEN Ke<sup>1</sup>, WANG Limin<sup>3</sup>

(1. Beijing Institute of Astronautical Systems Engineering, Beijing 100076, China;

2. Communication Research Center, College of Electronics and Information Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China;

3. Beijing Institute of Strength and Environment Engineering, Beijing 100076, China)

**Abstract:** In the field of aerospace tracking, telemetry, and command (TT&C) communications, the capability for precise telemetry, telecommand, and data transmission is a critical technology ensuring reliable spacecraft operations. As the complexity of space missions continues to escalate and the TT&C communication environment becomes increasingly demanding, higher requirements are imposed on the reliability of communication links in TT&C systems. Polar codes, as a short-frame burst coding scheme with high reliability, low complexity, and superior coding gain, yet exhibit high sensitivity to carrier frequency offset errors. Addressing the dual high demands for reliability and synchronization accuracy in TT&C systems, this paper proposes a Polar code-aided frequency offset estimation (PCAFOE) algorithm. Compared with the traditional carrier synchronization algorithm, PCAFOE algorithm is demonstrated with higher estimation accuracy, which is able to effectively improve the carrier synchronization performance of TT&C communication systems, and provides effective technical support for next-generation aerospace TT&C systems.

**Keywords:** Aerospace TT&C communications; Carrier synchronization; Frequency offset estimation; Polar codes; Iterative algorithm

**Citation:** WU Jiayi, WANG Baohua, CHEN Ke, et al. Research on Carrier Synchronization Frequency Offset Estimation Algorithms for Aerospace TT&C Communications[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2025, 46(6): 39-44.

## 0 引言

航天测控通信是保障各类航天器可靠运行的核心技术, 广泛应用于遥测、遥控和数据传输等关键任务<sup>[1]</sup>。近年来, 随着航天任务的数量和复杂度不断提升, 在空间探测和卫星组网等测控通信场景中存在各种形式的干扰<sup>[2]</sup>, 因此测控系统对通信链路的实时性、可靠性和抗干扰能力等方面提出了更高要求。

卷积码<sup>[3]</sup>、Turbo 码<sup>[4]</sup>和 LDPC 码<sup>[5,6]</sup>等传统信道编码方式存在运算复杂度高、抗干扰能力受限的问题, Polar 编码方法作为一种短帧突发体制, 具有高可靠、低复杂度、高增益等特点。Polar 码的核心是信道极化理论<sup>[7]</sup>, 通过编码使部分子信道趋近于无噪理想信道, 而另一部分趋近于纯噪声信道<sup>[8]</sup>。在 Polar 码的编码侧, 选择理想信道传输信息、纯噪声信道传输约定的固定比特, 保障了信息的高可靠性; 在 Polar 码译码侧, 只对传输信息的子信道进行译码, 对传输固定比特的子信道不进行译码<sup>[9]</sup>, 用通过低复杂度的逐次干扰抵消译码的方法, 以较低的复杂度获得逼近信道容量香农受限的性能<sup>[10]</sup>。

在测控通信中, 由于航天器和地面之间存在的相对速度, 航天器的高速运动会产生较明显的多普勒频移, 收发端的晶振偏差也会引入额外的载波偏移<sup>[11]</sup>。Polar 码对载波同步误差高度敏感, 其性能取决于能否进行高精度的载波频率同步<sup>[12]</sup>,

在译码器端的微小偏差可能会导致输入信号功率的显著降低, 当译码器的输入信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)小于译码阈值时, 译码器甚至无法正常工作, 从而会严重降低测控通信系统的性能<sup>[13]</sup>。因此, 高精度的载波同步是保障 Polar 码在测控系统中有效应用的关键技术。

当前的载波同步频偏估计算法主要基于导频辅助, 例如 Fitz<sup>[14]</sup>、Kay<sup>[15]</sup>、L&R<sup>[16]</sup>和 M&M<sup>[17]</sup>算法。然而, 由于航天测控通信系统的通信频谱资源有限, 需要提出一种频谱利用率更高的载波同步频偏估计算法。因此, 本文提出了一种基于非导频辅助参数估计算法, 即 Polar 码辅助的频偏估计 (Polar code-aided frequency offset estimation, PCAFOE) 算法。通过进行仿真分析, 与传统的载波同步算法相比, PCAFOE 算法具有更高的频偏估计精度, 能够有效地提高航天测控通信系统的载波同步性能。

## 1 航天测控通信系统模型

航天测控通信系统的发射端模型如图 1 所示。在发射端, 输入信号为离散随机序列, 编码方法为 Polar 码。发射信号经过 BPSK 调制、脉冲成型, 带通滤波和 RF 调制之后, 可以表示为

$$s_{PB}(t) = \text{Re} \left\{ s(t) e^{j(2\pi f_s t + \theta_0)} \right\} \quad (1)$$

其中,  $s(t)$  为基带信号,  $f_s$  表示载波频率,  $\theta_0$  表示载波初相位。带通信号通过航天测控通信系统天线发射。

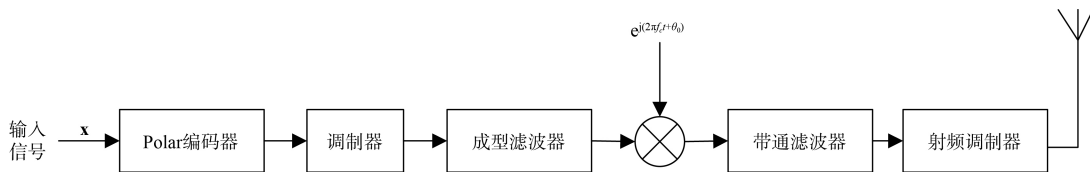


图 1 航天测控通信系统的发射端模型

Fig. 1 Transmitter model of aerospace TT&C communication system with BPSK modulation

在航天测控通信中, 高仰角工况的深空通信信道可被视为加性高斯白噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN) 信道<sup>[18]</sup>。当信号通过信道时, 信号将不可避免地产生幅度衰减和传输延迟。由于 Polar 码对载波同步有严格的要求, 因此为了获得良好的通信质量, 进行频偏估计和补偿是测控通信系统必不可少的环节。

如图 2 所示为具有载波同步的航天测控通信系

统的接收端模型。与传统基于导频或判决反馈的算法不同, PCAFOE 算法属于编码辅助的同步算法, 其创新点在于直接利用 Polar 码译码过程中的结构化译码软信息构建似然函数, 无需传统调制映射步骤。

## 2 Polar 码辅助的载波同步频偏估计算法

本节在上述接收端模型的基础上, 提出了一

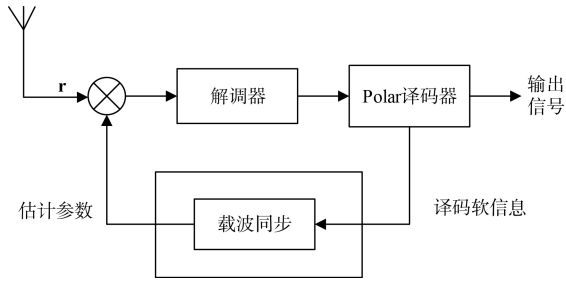


图2 具有载波同步的航天测控通信系统的接收端模型  
Fig. 2 Receiver model of aerospace TT&C communication system with carrier synchronization

种载波同步频率偏移估计算法，即基于Polar码辅助的频偏估计(Polar code-aided frequency offset estimation, PCAFOE)算法。PCAFOE算法是一种用于求参数最大似然估计的迭代优化策略，通过估计数据，根据上一步中获得的参数计算最大对数似然函数，进行反复迭代直到估计的参数最终收敛<sup>[19]</sup>。PCAFOE算法适用于具有隐含变量概率模型的最大似然估计，可以极大地简化似然函数方程的计算<sup>[20,21]</sup>。

本文主要进行频率偏移的估计和补偿，因此将相位偏移视为已知量。

定义 $\Delta f$ 为频率偏移量，即要估计的参数， $\Delta f^{(k)}$ 为第 $k$ 次迭代时的最大估计值。将航天测控通信系统接收端从天线接收的信号 $\mathbf{r}$ 定义为观测数据， $\mathbf{r} = \{r_1, r_2, \dots, r_n\}$ ， $n=0, 1, \dots, N-1$ ，其中 $N$ 为代码长度。将航天测控通信系统发送端的输入信号 $\mathbf{x} = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ 定义为隐含数据，定义 $\mathbf{z} = [\mathbf{r}, \mathbf{x}]$ 为完整数据。

PCAFOE算法首先选择待估参数 $\Delta f$ 的初始值为 $\Delta f^{(0)}$ ，然后开始进行迭代。迭代计算有以下三个步骤：

① 记第 $k$ 次迭代参数为 $\Delta f^{(k)}$ ，计算对数似然函数的条件期望函数 $Q(\Delta f | \Delta f^{(k)})$ 。定义 $Q(\Delta f | \Delta f^{(k)})$ 为 $\ln p(\mathbf{z} | \Delta f)$ 对 $p(\mathbf{x} | \mathbf{r}, \Delta f^{(k)})$ 的期望函数。其中， $\ln p(\mathbf{z} | \Delta f)$ 定义为完整数据 $\mathbf{z}$ 的对数似然函数， $p(\mathbf{x} | \mathbf{r}, \Delta f^{(k)})$ 定义为隐含数据 $\mathbf{x}$ 的条件概率分布，则对数似然函数可以表示为

$$\begin{aligned} Q(\Delta f | \Delta f^{(k)}) &= E \{ \ln p(\mathbf{z} | \Delta f) | \mathbf{r}, \Delta f^{(k)} \} \\ &= E_{\mathbf{z} | \mathbf{r}, \Delta f^{(k)}} \{ \ln p(\mathbf{z} | \Delta f) \} \\ &= \int [ p(\mathbf{x} | \mathbf{r}, \Delta f^{(k)}) \ln p(\mathbf{z} | \Delta f) ] d\mathbf{x} \end{aligned} \quad (2)$$

② 从(2)式可得，当将观测数据 $\mathbf{r}$ 取值为确定值时，隐含数据 $\mathbf{x}$ 是完整数据 $\mathbf{z}$ 的随机部分，通过对 $\mathbf{x}$ 计算条件期望，可以积分掉 $\mathbf{x}$ ，则 $Q(\Delta f | \Delta f^{(k)})$ 是一个仅以 $\Delta f$ 作为自变量的函数。通过求使 $Q(\Delta f | \Delta f^{(k)})$ 最大化的 $\Delta f$ ，确定下一次迭代的参数 $\Delta f^{(k+1)}$ 。

$$\Delta f^{(k+1)} = \arg \max_{\Delta f} Q(\Delta f | \Delta f^{(k)}) \quad (3)$$

③ 重复步骤①和步骤②，直到 $\Delta f^{(k)}$ 收敛到稳定点为止。

PCAFOE算法的流程图如图3所示。

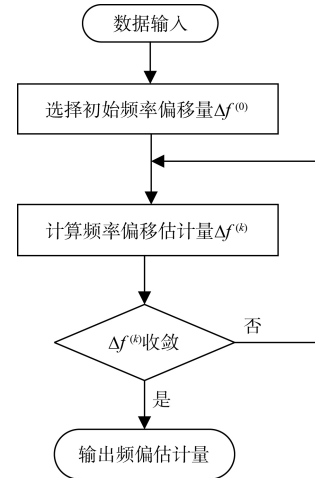


图3 PCAFOE算法模型流程图  
Fig. 3 Flow diagram of the PCAFOE algorithm model

由于 $\mathbf{z} = [\mathbf{r}, \mathbf{x}]$ 为完全数据，则 $p(\mathbf{z} | \Delta f)$ 可以表示为

$$p(\mathbf{z} | \Delta f) = p(\mathbf{r}, \mathbf{x} | \Delta f) \quad (4)$$

因为隐含数据 $\mathbf{x}$ 和待估计参数 $\Delta f$ 相互独立，则 $p(\mathbf{z} | \Delta f)$ 可以进一步表示为

$$\begin{aligned} p(\mathbf{z} | \Delta f) &= p(\mathbf{r}, \mathbf{x} | \Delta f) p(\mathbf{x} | \Delta f) \\ &= p(\mathbf{r}, \mathbf{x} | \Delta f) p(\mathbf{x}) \end{aligned} \quad (5)$$

将 $p(\mathbf{z} | \Delta f)$ 代入函数式(2)，可以将 $Q(\Delta f | \Delta f^{(k)})$ 表示如下

$$\begin{aligned} Q(\Delta f | \Delta f^{(k)}) &= \int \{ p(\mathbf{x} | \mathbf{r}, \Delta f^{(k)}) \ln p[(\mathbf{r} | \mathbf{x}, \Delta f) p(\mathbf{x})] \} d\mathbf{x} \\ &= \int [ p(\mathbf{x} | \mathbf{r}, \Delta f^{(k)}) \ln p(\mathbf{r} | \mathbf{x}, \Delta f) ] d\mathbf{x} \\ &\quad + \int [ p(\mathbf{x} | \mathbf{r}, \Delta f^{(k)}) \ln p(\mathbf{x}) ] d\mathbf{x} \end{aligned} \quad (6)$$

因为 $\int [ p(\mathbf{x} | \mathbf{r}, \Delta f^{(k)}) \ln p(\mathbf{x}) ] d\mathbf{x}$ 与待估计参数 $\Delta f$ 无关，所以可以忽略，因此函数 $Q(\Delta f | \Delta f^{(k)})$ 可以简

化为

$$Q(\Delta f|\Delta f^{(k)}) = \int [p(\mathbf{x}|\mathbf{r}, \Delta f^{(k)}) \ln p(\mathbf{r}|\mathbf{x}, \Delta f)] d\mathbf{x} \quad (7)$$

由于发送信号  $\mathbf{x} = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$  为离散变量, 因此式(7)可以表示为

$$Q(\Delta f|\Delta f^{(k)}) = \sum_{\mathbf{x}} [p(\mathbf{x}|\mathbf{r}, \Delta f^{(k)}) \ln p(\mathbf{r}|\mathbf{x}, \Delta f)] \quad (8)$$

下面在航天测控通信系统接收端 Polar 码辅助的载波同步系统模型中, 对似然函数  $p(\mathbf{x}|\mathbf{r}, \Delta f^{(k)})$  进行推导。由于  $\mathbf{x} = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$  是独立随机变量, 因此接收信号  $\mathbf{r} = \{r_1, r_2, \dots, r_n\}$  的联合概率密度函数可以表示为

$$p(\mathbf{r}, \mathbf{x}|\Delta f) = \prod_{n=0}^{N-1} p(r_n|x_n, \Delta f) \quad (9)$$

由 AWGN 的概率密度函数可得, 在  $n$  时刻接收信号  $r_n$  的概率密度函数可以表示为

$$p(\mathbf{x}|\mathbf{r}, \Delta f) = \prod_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{1}{2\sigma^2} \left( |r_n|^2 - 2\operatorname{Re}\{r_n x_n^* e^{-j2\pi n \Delta f T_s}\} + |x_n|^2 \right) \right] \right\} \quad (10)$$

其中  $\Delta f$  表示频谱偏移量,  $T_s$  表示符号周期, 即同步误差。

忽略式(10)中与  $x$  和  $\varphi$  无关的因子, 可以将式(10)简化为

$$p(\mathbf{x}|\mathbf{r}, \Delta f) = \prod_{n=0}^{N-1} \exp \left( \operatorname{Re}\{r_n x_n^* e^{-j2\pi n \Delta f T_s}\} - |x_n|^2 \right) \quad (11)$$

将式(11)代入函数式(8), 则  $Q(\Delta f|\Delta f^{(k)})$  可以表示为

$$Q(\Delta f|\Delta f^{(k)}) = \sum_{\mathbf{x}} \left[ p(\mathbf{x}|\mathbf{r}, \Delta f) \sum_{n=0}^{N-1} \left( \operatorname{Re}\{r_n x_n^* e^{-j2\pi n \Delta f T_s}\} - |x_n|^2 \right) \right] \quad (12)$$

$$= \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} r_n \left( \sum_{n=0}^{N-1} p(\mathbf{x}|\mathbf{r}, \Delta f) x_n^* \right) e^{-j2\pi n \Delta f T_s} \right\}$$

定义  $\sum_{n=0}^{N-1} r_n \left( \sum_{n=0}^{N-1} p(\mathbf{x}|\mathbf{r}, \Delta f) x_n^* \right) e^{-j2\pi n \Delta f T_s} = \alpha + j\beta$ , 则有

$$Q(\Delta f|\Delta f^{(k)}) = \operatorname{Re} \{ (\alpha + j\beta) e^{-j\theta} \} = \alpha \cos \theta + \beta \sin \theta \quad (13)$$

由式(13)可知, 当  $(\alpha + j\beta) e^{-j\theta}$  有最大模值时, 函数  $Q(\Delta f|\Delta f^{(k)})$  为最大值, 此时的频率偏移量  $\Delta f^{(k)}$  对应下一次迭代中的频率偏移量估计值  $\hat{\Delta f}^{(k+1)}$ 。基于 PCAFOE 算法的载波同步频偏估计表达式如下

$$\hat{\Delta f}^{(k+1)} = \arg \max_{\Delta f} \left| \sum_{n=0}^{N-1} r_n \left( \sum_{n=0}^{N-1} p(\mathbf{x}|\mathbf{r}, \Delta f) x_n^* \right) e^{-j2\pi n \Delta f T_s} \right| \quad (14)$$

### 3 性能分析及仿真结果

使用 Matlab 对 PCAFOE 算法的均方误差(MSE)性能进行蒙特卡洛仿真, 仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

参数	值/范围
调制方式	BPSK
信道模型	AWGN
Polar 码长	(2 048, 1 024)
码率	0.5
译码方式	BP 译码
符号速率	1 200 sps
算法迭代次数	收敛到稳定点为止
归一化初始频偏	$1.2 \times 10^{-4}$
频偏估计范围	$-2 \times 10^{-4} \sim 2 \times 10^{-4}$
$E_b/N_0$ 范围	0~5 dB

其中, 为了有效验证 PCAFOE 算法在非理想条件下的捕获性能, 根据国际标准<sup>[22,23]</sup>及研究结论<sup>[24]</sup>, 航天器在典型高动态场景 10 km/s 径向速度下会产生  $2 \times 10^{-4}$  多普勒频移设定频偏估计范围, 并由此设定最大频偏的 60% 为初始频偏。

本文在评价估计算法可靠性时, 选择均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)作为指标。RMSE 的定义为均方误差(Mean Square Error, MSE)的算术平方根, 表示参数估计值  $\hat{w}_i$  与真实值  $w_i$  的偏离程度。RMSE 越小, 说明估计模型的精确度越好。RMSE 的表达式如下

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (w_i - \hat{w}_i)^2} \quad (15)$$

克拉美劳界(Cramer-Rao Bound, CRB)为 RMSE 的下限, 但是不易计算。另有一种修正的克拉美劳界(Modified CRB, MCRB), 更容易计算, 且有  $CRB \geq MCRB$ 。因此可以用 MCRB 近似作为均方根误差的下限, 即理想值<sup>[25]</sup>。

载波频率偏移的 MCRB 表达式可以表示为<sup>[25]</sup>

$$MCRB(\Delta f) = \frac{3}{2\pi^2 L^3 T_s^2} \frac{1}{E_b/N_0} \quad (16)$$

其中,  $L$  定义为码长,  $T_s$  定义为符号周期,  $E_b/N_0$  定义为比特能量噪声功率谱密度。

如图 4 为 PCAFOE 算法和 Fitz 算法的频率估计 RMSE 曲线。由图 4 可得, 与 Fitz 算法相比, PCAFOE 算法的 RMSE 曲线趋于更接近 MCRB 曲

线,说明PCAFOE的估计精度远高于传统的Fitz方法。因此,PCAFOE算法可以有效地提高载波同步系统的精度。

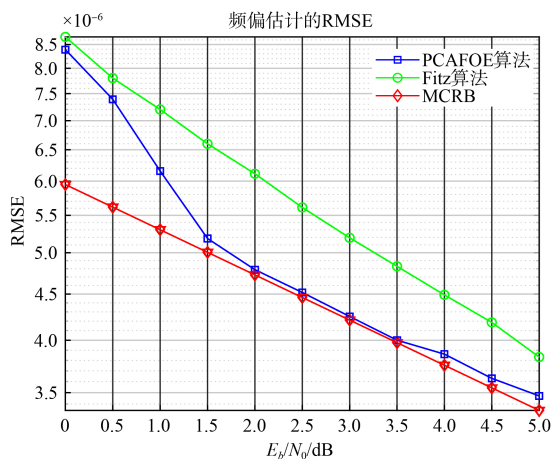


图4 PCAFOE算法和Fitz算法的频率估计RMSE曲线

Fig. 4 Frequency estimation RMSE of PCAFOE algorithm and Fitz algorithm

## 4 结论

为了解决航天测控通信系统中存在的频率偏移问题,本文提出了一种基于Polar码辅助的载波同步频偏估计算法。本文首先提出了PCAFOE算法的模型,然后通过进行RMSE仿真分析,证明了PCAFOE算法的优越性。传统的载波同步算法相比,PCAFOE算法具有更高的估计精度,可以显著地提高载波同步系统的性能,为新一代航天测控系统提供有效的技术支撑。

### 参考文献

- [1] 王国辉,张金刚,耿胜男,等. 运载火箭新一代测量系统发展设想与关键技术分析[J]. 宇航总体技术, 2020, 4(1): 1-7.  
WANG Guohui, ZHANG Jingang, GENG Shengnan, et al. Development trend and key technology analysis of new generation measurement system for launch vehicle[J]. Astronautical Systems Engineering Technology, 2020, 4(1): 1-7.
- [2] 吴佳奕,胡天存,梁弼政,等. 无源器件无源互调干扰行为建模[J]. 中国空间科学技术, 2019, 39(2): 27-33.  
WU Jiayi, HU Tiancun, LIANG Bizheng, et al. Behavior models of passive intermodulation interference in passive devices[J]. China Space Science and Technology, 2019, 39(2): 27-33.
- [3] ELIAS P. Coding for noisy channels[J]. IRE Convention Record, 1955, 4: 37-46.
- [4] BERROU C, GLAVIEUX A, THITIMAISHIMA P. Near shannon limit error correcting coding and decoding: Turbo-Codes[C]//IEEE International Conference on Communications, 1993: 1064-1070.
- [5] GALLAGER R. Low-density parity-check codes[J]. IRE Transactions on Information theory, 1962, 8(1): 21-28.
- [6] MACKAY D J, NEAL R M. NEAL R M. Near shannon limit performance of low density parity check codes[J]. Electronics Letters, 1996, 32: 1645-1646.
- [7] ARIKAN E. Channel combining and splitting for cutoff rate improvement[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(2): 628-639.
- [8] 王帅. Polar码的编译码仿真研究及冻结比特位的特性研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2017.
- [9] ARIKAN E. Channel Polarization: A method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2009, 55(7): 3051-3073.
- [10] SHANNON C E. A mathematical theory of communication[J]. Bell Labs Technical Journal, 1948, 19(4): 271-285.
- [11] LI X, ZHANG Y. Doppler characteristics and compensation for LEO mega-constellations in polar-coded systems [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2023, 59(4): 4125-4138.
- [12] SIDORENKO J, SCHATZ V, SCHERER N, et al. DeccaWave ultra-wideband warm-up error correction[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2020, 66(9): 1521-1530.
- [13] 陈国庆. 基于编码辅助的深空通信载波同步技术研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2015.
- [14] FITZ M P. Planar filtered techniques for burst mode carrier synchronization[C]//IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM'91. Phoenix, AZ. New York: IEEE, 1991: 365-369.
- [15] KAY S. A fast and accurate single frequency estimator [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1989, 37(12): 1987-1990.
- [16] LUISE M, REGGIANNINI R. Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmissions [J]. Communications IEEE Transactions on, 1995, 43(2/3/4): 1169-1178.
- [17] MENGALI U, MORELLI M. Data-aided frequency estimation for burst digital transmission[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(1): 23-25.

- [18] CCSDS. Polar coding for space links: CCSDS 131.2-B-2 [S]. Washington, D.C.: CCSDS, 2023.
- [19] WU J, CHEN C, BU X. Polar code-aided frequency offset estimation algorithm in satellite covert communication carrier synchronization[C]//2020 IEEE 4th Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC). Chongqing, China. New York: IEEE, 2020: 1340-1344.
- [20] CHEN C, WU J, WANG C, et al. On a new SNR estimation approach with polar codes[C]//2021 IEEE 4th Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference (IMCEC). Chongqing, China. New York: IEEE, 2021: 727-732.
- [21] 满欣. 低信噪比条件下迭代接收关键技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2013.
- ITU-R. Propagation data and prediction methods required for the design of earth-space telecommunication systems: ITU-R P.618-13 recommendation[S]. Geneva: ITU, 2017.
- [22] CCSDS. Radio frequency and modulation systems for space communications: CCSDS 401.0-B-31 blue book [S]. Washington, D.C.: CCSDS, 2022.
- [23] 张建军, 李华. Polar 码在深空测控中的同步技术研究[J]. 宇航学报, 2020, 41(3): 345-350.
- ZHANG Jianjun, LI Hua. Synchronization technology research of polar codes in deep space TT&C[J]. Journal of Astronautics, 2020, 41(3): 345-350.
- [24] GELLI G, RANGASWAMY M, RIGLING B D. Modified cramer-rao bounds for doppler shift estimation in LEO satellite links[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2022, 58(3): 2041-2055.

#### [作者简介]

- 吴佳奕 1996年生, 硕士, 工程师。  
王报华 1987年生, 博士研究生, 高级工程师。  
陈克 1994年生, 硕士, 工程师。  
王莉敏 1969年生, 学士, 高级工程师。

(本文编辑: 潘三英)