

## 联合旋转平均周期图和解调软信息的载波同步方法

孙锦华<sup>\*①</sup> 刘鹏<sup>①</sup> 吴小钧<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室 西安 710071)

<sup>②</sup>(长安大学信息工程学院 西安 710064)

**摘要:** 针对短突发信号的载波同步问题, 该文提出联合旋转平均周期图和解调软信息的载波估计算法。该算法首先对导频信息旋转不同频偏, 利用平均周期图法进行载波粗估计, 然后以解调软信息的最大均方软输出为准则, 采用分步式搜索进一步进行载波细估计。仿真结果表明该联合算法在导频开销较小的条件下, 误码性能接近最佳相干解调性能, 且复杂度较低, 频偏估计范围可以达到 $\pm 50\%$ 的符号速率。当误比特率为 $10^{-2} \sim 10^{-4}$ 时, 信噪比损失在 0.3 dB 内。

**关键词:** 无线通信; 平均周期图; 软信息; 最大均方软输出; 载波估计

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)09-2200-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.01576

## A Joint Rotational Periodogram Averaging and Demodulation Soft Information Carrier Synchronization Algorithm

Sun Jin-hua<sup>①</sup> Liu Peng<sup>①</sup> Wu Xiao-jun<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China)

<sup>②</sup>(School of Information Engineering, Chang'an University, Xi'an 710064, China)

**Abstract:** For the carrier synchronization in short burst communication system, a joint Rotational Periodogram Averaging (RPA) and demodulation soft information carrier estimation algorithm is proposed. First, the pilot sequence is rotated with different frequency offsets, and the coarse carrier estimation is carried out with periodogram averaging method. Then, further fine estimation is done by stepwise search. The precise carrier synchronization parameters are obtained based on the criterion of Maximum-Mean-Square Soft Output ( $M^2S^2O$ ). Simulation results show that the proposed algorithm with short pilots and lower complexity can achieve a BER performance which is very near that of the optimal coherent demodulation and eliminate large carrier offsets as much as plus and minus half of the data rate. When Bit Error Rate (BER) is in the region of  $10^{-2} \sim 10^{-4}$ , the Signal-to-Noise Ratio (SNR) degradation is within 0.3 dB.

**Key words:** Wireless communication; Periodogram averaging; Soft information; Maximum-Mean-Square Soft Output ( $M^2S^2O$ ); Carrier estimation

### 1 引言

短突发通信系统广泛应用在高速移动通信、卫星通信、军事通信等领域, 由于通信双方相对移动产生的多普勒效应使接收信号产生较大的频偏, 因此在低信噪比、极低信噪比、大多普勒频偏的条件下, 利用开销少的导频序列实现突发通信模式下有效可靠的载波同步具有重要意义<sup>[1]</sup>。SOQPSK<sup>[2]</sup> (Shaped-Offset Quadrature Phase-Shift Keying) 调制信号具有恒定包络, 功率有效性高等特点, 在上

述通信领域中, 是最为常用的调制方式之一。为保障通信质量, 要求采用 SOQPSK 调制的通信系统能够在大频偏环境下可靠地工作, 载波同步是需要解决的关键问题。

传统载波同步算法主要有使用导频符号的 DA (Data-Aided) 算法和基于调制数据或译码信息的 NDA (Non-Data-Aided) 算法。DA 算法<sup>[3]</sup>如 Kay, Fitz, FFT (Fast Fourier Transform) 等不能兼顾工作信噪比门限和估计范围, 且需要通过增加导频符号数提高估计精度, 不适合短突发系统。文献<sup>[4]</sup>提出了几种改进的 FFT 频偏估计算法, 将导频分若干块, 每块旋转对应的频偏, 然后作周期图平均, 该算法在观测数据足够长时可以有效改善低信噪比下的估计性能, 但在导频开销一定时, 估计精度不高, 始终无法逼近 MCRB (Modified Cramer-Rao Bound)。

2012-12-04 收到, 2013-05-11 改回

国家自然科学基金(60902039, 61271175), 中央高校基本科研业务费专项资金(K50511010014, K5051201043, CHD2011JC088)和长安大学基础研究支持计划资助课题

\*通信作者: 孙锦华 jhsun@xidian.edu.cn

NDA 算法一般利用解调软信息<sup>[5]</sup>或译码软信息<sup>[6,7]</sup>在大范围内进行参数最优搜索, 复杂度高, 尤其在低信噪比下, 数据长度较长才能保证软信息的可靠性, 而增加信息数据长度会进一步增加算法复杂度, 不适合在实际系统中应用。

以上载波同步方案不能同时兼顾导频开销和算法复杂度, 因此需要一种联合导频和软信息的估计算法<sup>[8-13]</sup>。文献[8-11]采用结合导频和 LDPC 或 Turbo 译码软信息的联合估计算法, 但均对频偏较为敏感, 不适合大频偏(范围为 $\pm 50\%$ 的符号速率)载波同步系统。文献[12,13]提出了基于 ML(Maximum Likelihood)的导频联合 SOQPSK 的最大均方软输出的载波同步算法, 在导频为 30 bit、信息数据为 256 bit 的条件下算法性能接近理想误比特性能, 但粗估计精度低、复杂度较高, 导致细估计的搜索步长较小, 运算量较大。

在文献[4]和文献[12,13]的基础上, 本文提出了一种联合旋转平均周期图(Rotational Periodogram Averaging, RPA)和解调软信息的载波同步算法, 首先利用导频基于 RPA 算法进行载波粗估计, 然后在粗估计值附近进行分步搜索, 以 SOQPSK 最大均方软输出为准则, 得到精确的频偏和相偏值, 实现有效的载波同步。经过仿真和分析, 该算法提高了估计精度和搜索效率, 复杂度较低, 且频偏估计范围大, 可以用于短突发通信大频偏下的载波恢复。

## 2 系统模型

图 1 是联合 RPA 和软信息的载波同步算法的系统模型。首先将信息比特与导频复用, 组成一个数据帧, 如图 2 所示, 然后经过 SOQPSK 调制得到复基带信号。复基带信号通过高斯白噪声信道, 并且附加载波频偏  $\Delta f$  和随机相位  $\phi$ 。假设系统具有理想符号定时及帧同步, 接收到的离散基带信号可以表

示为

$$y_k = s_k \exp[j(2\pi k \Delta f T + \phi)] + n_k, \quad k = 0, 1, \dots, N/2 - 1 \quad (1)$$

其中  $T$  为符号周期, 归一化频偏  $\Delta f T$  满足  $|\Delta f T| < 1$ ,  $\phi \in [-\pi, \pi)$ ,  $N$  为一帧数据的总比特数, 包含  $P$  bit 导频和  $D$  bit 数据信息,  $n_k$  是零均值, 方差  $\sigma^2$  的复高斯白噪声。

## 3 载波同步方法

### 3.1 载波粗估计 RPA 算法

对接收到的信号  $\mathbf{Y} = \{y_k\}, k = 0, \dots, N/2 - 1$ , 提取导频信息并去调制后得到

$$z_k = y_k s_k^*, \quad k = 0, \dots, P/2 - 1 \quad (2)$$

接着对  $\mathbf{Z} = \{z_k\} (k = 0, \dots, P/2 - 1)$  作  $L$  次频偏旋转, 每次相应的旋转频偏为  $f_l$ , 得到  $\mathbf{Z}_l$  为

$$\mathbf{Z}_l = \mathbf{Z} e^{-j2\pi f_l}, \quad f_l = \frac{l}{L T N_{\text{fft}}}, \quad l = 0, \dots, L - 1 \quad (3)$$

其中  $N_{\text{fft}}$  为 FFT 变换点数。然后对  $\mathbf{Z}_l$  作平均周期图得到  $\tilde{\mathbf{C}}_k$ ,

$$\tilde{\mathbf{C}}_k = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{C}_{k,l}(f_l), \quad \mathbf{C}_{k,l}(f_l) = \text{FFT}(\mathbf{Z}_l, N_{\text{fft}}), \quad l = 0, \dots, L - 1, \quad k = 0, \dots, N_{\text{fft}} - 1 \quad (4)$$

最后得到频偏和相偏的粗估计值分别为

$$\Delta \tilde{f}_{\text{RPA}} = \frac{k_m}{T N_{\text{fft}}} + \frac{l_m}{L T N_{\text{fft}}}, \quad k_m = \arg \max_k \{\tilde{\mathbf{C}}_k\}, \quad l_m = \arg \max_l \{\mathbf{C}_{k,l}(f_l)\} \Big|_{k=k_m} \quad (5)$$

$$\tilde{\phi}_{\text{RPA}} = \text{angle} \left\{ \sum_{k=0}^{P/2-1} z_k e^{-j2\pi k \Delta \tilde{f}_{\text{RPA}} T} \right\} \quad (6)$$

文献[4]的 R&A 算法在粗估计中是将导频分块进行频偏旋转, 这样在可以获得较长的观测数据时,

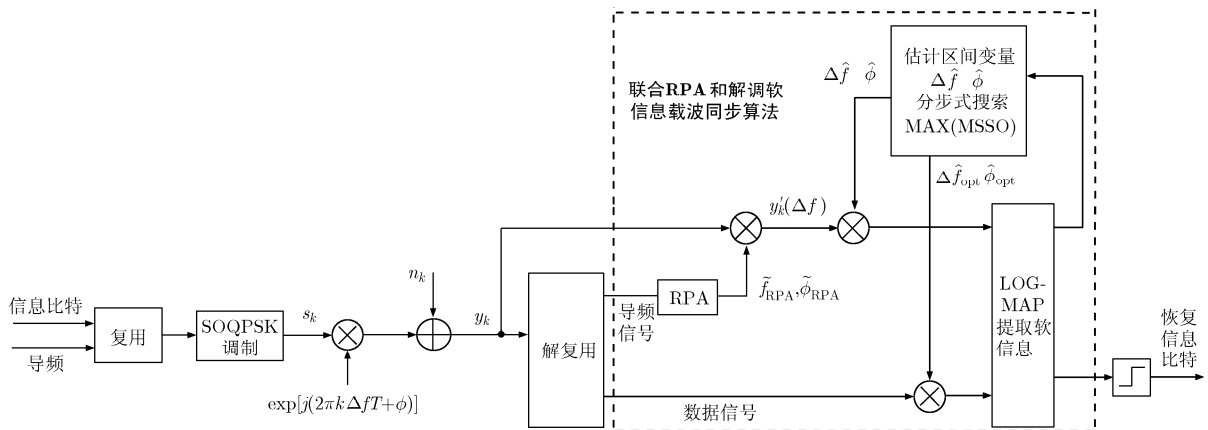


图 1 系统同步模型

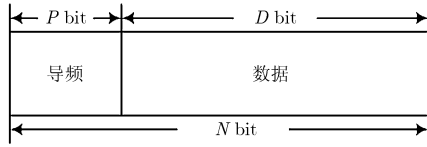


图2 数据帧结构

R&A 算法估计性能较好,但对于短突发通信,在导频开销非常有限的情况下,R&A 算法无法逼近 MCRB,而 RPA 算法对导频块整体分别旋转不同的频偏,仍可以获得较高的估计精度。

### 3.2 载波细估计算法

在 RPA 算法得到载波粗估计值的基础上,以所有数据解调软信息的均方值作为目标函数,即均方软输出函数 MSSO(Mean Square Soft Output),分别进行频偏和相偏的 1 维分布式搜索,可以在提高搜索效率的同时,避免复杂的频相 2 维搜索及相位模糊问题。均方软输出函数 MSSO 为

$$\text{MSSO}(\Delta f, \phi) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (A^d(n))^2 \quad (7)$$

其中  $A^d(\cdot)$  为数据比特解调后的软值<sup>[5,12]</sup>。

载波细估计算法的具体步骤如下:

步骤 1 利用粗估计相偏值对接收信号进行补偿,得到初步校正信号  $y'_k(\Delta f)$

$$y'_k(\Delta f) = y_k \exp(-j\tilde{\phi}_{\text{RPA}}), \quad 0 \leq k \leq N/2 - 1 \quad (8)$$

步骤 2 确定频偏及相偏细估计区间和步长:

根据载波粗估计后的剩余频偏及相偏值  $\delta_{\text{fre}}, \delta_{\text{pha}}$  确定细估计区间  $[\Delta\tilde{f}_{\text{RPA}} - \Delta f_{\text{area}}, \Delta\tilde{f}_{\text{RPA}} + \Delta f_{\text{area}}]$ ,  $[\tilde{\phi}_{\text{RPA}} - \Delta\phi_{\text{area}}, \tilde{\phi}_{\text{RPA}} + \Delta\phi_{\text{area}}]$ , 细估计的搜索频率  $\Delta\tilde{f}$  和搜索相位  $\hat{\phi}$  满足  $\Delta\tilde{f} \in [\Delta\tilde{f}_{\text{RPA}} - \Delta f_{\text{area}}, \Delta\tilde{f}_{\text{RPA}} + \Delta f_{\text{area}}]$ ,  $\hat{\phi} \in [\tilde{\phi}_{\text{RPA}} - \Delta\phi_{\text{area}}, \tilde{\phi}_{\text{RPA}} + \Delta\phi_{\text{area}}]$ 。为了保证在低信噪比下也能较准确地估计出载波参数,  $\Delta f_{\text{area}}, \Delta\phi_{\text{area}}$  要求满足  $\Delta f_{\text{area}} > \delta_{\text{fre}}, \Delta\phi_{\text{area}} > \delta_{\text{pha}}$ , 一般取为粗估计后剩余误差的 2~4 倍。由系统误比特性能要求确定的载波估计精度作为细估计步长  $\Delta f_{\text{step}}, \Delta\phi_{\text{step}}$ 。

步骤 3 根据步骤 2 确定的  $\Delta f_{\text{area}}, \Delta f_{\text{step}}$ , 确定频率分步搜索区间及步长,在相应的频偏区间内以频率步长为步进对应的离散频率值进行细搜索。细搜索分 3 步: 第 1 步,搜索区间为  $[\Delta\tilde{f}_{\text{RPA}} - \Delta f_{\text{area}1}, \Delta\tilde{f}_{\text{RPA}} + \Delta f_{\text{area}1}]$ ,  $\Delta f_{\text{area}1} = \Delta f_{\text{area}}$ , 搜索步长  $\Delta f_{\text{step}1} = n_1 \Delta f_{\text{step}}$ , 利用该频偏估计区间内的所有可能频偏值  $\Delta\hat{f}_1$  分别补偿信号  $y'_k(\Delta f)$ , 并提取补偿信号的软信息,选择对应软信息最大均方值的频偏值  $\Delta\hat{f}_{\text{opt}1}$ , 如式(9)所示。第 2 步,搜索区间为  $[\Delta\hat{f}_{\text{opt}1} - \Delta f_{\text{step}1}, \Delta\hat{f}_{\text{opt}1} + \Delta f_{\text{step}1}]$ , 搜索步长  $\Delta f_{\text{step}2} = n_2 \Delta f_{\text{step}}$ , 利用

第 2 步频偏估计区间内的所有可能频偏值  $\Delta\hat{f}_2$  选择对应软信息最大均方值的频偏值  $\Delta\hat{f}_{\text{opt}2}$ , 如式(10)所示。第 3 步,搜索区间为  $[\Delta\hat{f}_{\text{opt}2} - \Delta f_{\text{step}2}, \Delta\hat{f}_{\text{opt}2} + \Delta f_{\text{step}2}]$ , 搜索步长  $\Delta f_{\text{step}3} = n_3 \Delta f_{\text{step}}$ , 利用第 3 步频偏估计区间内所有可能频偏值  $\Delta\hat{f}_3$  选择对应软信息最大均方值的频偏值  $\Delta\hat{f}_{\text{opt}3}$ , 如式(11)所示,将  $\Delta\hat{f}_{\text{opt}3}$  作为精确估计值。其中  $10 \geq n_1 > n_2 > n_3 = 1$ 。因为下一步搜索的区间长度是上一步搜索步长的 2 倍,同时最后一步的步长  $\Delta f_{\text{step}}$  是事先确定的,若上一步的步长过大,会导致下一步的区间增大,同样下一步步长过大,也会导致下下步的区间增大,这样整个搜索的效率难以提高。为了保证搜索效率,  $n_3 = 1$  是系统误比特性能要求的载波估计精度确定的最小搜索步长,每步搜索的步长是逐渐减小的,  $n_1$  和  $n_2$  应稍大于  $n_3$ , 同时  $n_1 > n_2$ , 而  $n_1$  又不能过大以免在搜索中漏掉均方软输出的峰值区域,因此  $n_1, n_2$  的取值可在  $10 \geq n_1 > n_2 > n_3 = 1$  的范围内取适中值。之后利用  $\Delta\hat{f}_{\text{opt}3}$  补偿接收信号  $y_k$ , 得到精确频偏补偿后的信号  $y'_k(\phi)$ , 如式(12)所示。

$$\Delta\hat{f}_{\text{opt}1} = \arg \max_{\Delta\hat{f}_1} (\text{MSSO}(\Delta\hat{f}_1, \phi = \tilde{\phi}_{\text{RPA}})) \quad (9)$$

$$\Delta\hat{f}_{\text{opt}2} = \arg \max_{\Delta\hat{f}_2} (\text{MSSO}(\Delta\hat{f}_2, \phi = \tilde{\phi}_{\text{RPA}})) \quad (10)$$

$$\Delta\hat{f}_{\text{opt}3} = \arg \max_{\Delta\hat{f}_3} (\text{MSSO}(\Delta\hat{f}_3, \phi = \tilde{\phi}_{\text{RPA}})) \quad (11)$$

$$y'_k(\phi) = y_k \cdot \exp(-j2\pi k \Delta\hat{f}_{\text{opt}3} T), \quad 0 \leq k \leq N/2 - 1 \quad (12)$$

步骤 4 相偏估计分两步进行: 第 1 步,搜索区间为  $[\tilde{\phi}_{\text{RPA}} - \Delta\phi_{\text{area}}, \tilde{\phi}_{\text{RPA}} + \Delta\phi_{\text{area}}]$ , 搜索步长  $\Delta\phi_{\text{step}1} = m_1 \Delta\phi_{\text{step}}$ , 利用第 1 步细估计区间内所有可能的相偏值  $\hat{\phi}_1$  分别补偿信号  $y'_k(\phi)$ , 并提取补偿后信号的软信息,选择对应软信息最大均方值的相偏值  $\hat{\phi}_{\text{opt}1}$ , 如式(13)所示。第 2 步,搜索区间为  $[\hat{\phi}_{\text{opt}1} - \Delta\phi_{\text{step}1}, \hat{\phi}_{\text{opt}1} + \Delta\phi_{\text{step}1}]$ , 搜索步长  $\Delta\phi_{\text{step}2} = m_2 \Delta\phi_{\text{step}}$ , 同理得  $\hat{\phi}_{\text{opt}2}$ , 如式(14)所示,将  $\hat{\phi}_{\text{opt}2}$  作为精确的相偏估计值。其中  $10 \geq m_1 > m_2 = 1$ 。

$$\hat{\phi}_{\text{opt}1} = \arg \max_{\hat{\phi}_1} (\text{MSSO}(\Delta f = \Delta\hat{f}_{\text{opt}3}, \hat{\phi}_1)) \quad (13)$$

$$\hat{\phi}_{\text{opt}2} = \arg \max_{\hat{\phi}_2} (\text{MSSO}(\Delta f = \Delta\hat{f}_{\text{opt}3}, \hat{\phi}_2)) \quad (14)$$

在频率和相位的细估计中,从理论上讲分级搜索次数越多,整个细搜索的复杂度越低。但是搜索次数增加到一定程度后进一步增加搜索次数对降低搜索复杂度的效果不是很明显,反而将搜索过程变得很复杂,另外考虑到较小的相位偏差对误码性能的影响并不显著,故而在上述细估计算法中,频率搜索分 3 步进行,相位搜索分 2 步进行。

与文献[12]相比,细搜索分布式的搜索策略通过

逐级减小搜索范围和搜索步长，有效地提高了细估计的搜索效率。

### 3.3 联合 RPA 和软信息的载波同步

整个载波同步过程如图 1 虚线框所示。首先将解复用得到的导频信号去调制，接着分别作  $L$  次频偏旋转，然后由平均周期图算法得到载波粗估计值，并将粗估计相偏值补偿到接收信号上，得到初步校正信号  $y'_k(\Delta f)$ ；随后分别在频偏和相偏粗估计值附近的一定区间进行分步搜索，以解调软信息的最大均方软输出为准则，得到频偏和相偏的精确估计值  $\Delta \hat{f}_{\text{opt}}, \hat{\phi}_{\text{opt}}$ ；最后用  $\Delta \hat{f}_{\text{opt}}, \hat{\phi}_{\text{opt}}$  校正数据信号，再由 LOG-MAP<sup>[12]</sup>解调算法恢复信息比特。

## 4 仿真结果与分析

### 4.1 载波粗估计

图 3 给出了  $\Delta fT = 0.45$ ,  $E_b/N_0 \in [-8 \text{ dB}, 8 \text{ dB}]$ ,  $P = 30$ ,  $N_{\text{fft}} = 64$  时，本文 RPA 算法和文献 [4] 中 R&A 算法的均方根误差(RMS)性能曲线及 RPA 算法随  $L$  变化的性能曲线。由于导频开销很少，所以 R&A 算法将 30 bit 导频分成两段、进行  $L=2$  的频偏旋转；RPA 算法的频偏旋转次数不受导频分块限制，取  $L=4$ ；另外对 30 bit 导频直接采用 FFT 算法(无频偏旋转)的均方根曲线也显示在图中。如图 3(a)所示，在相同导频开销的条件下，RPA 算法在  $L=4$ ,  $E_b/N_0 \geq -1 \text{ dB}$  时，均方根曲线逼近 MCRB，显著提高了估计性能。这是由于 R&A 算法对导频序列分块后作频偏旋转，导致频谱分辨率下降，而本算法针对整个导频序列作频偏旋转，有效地避免了这个问题，获得了逼近 MCRB 的估计性能。图 3(b)给出了 RPA 算法的均方根误差随  $L$  变化的性能曲线。可以看到当  $L = 2$  时，随着信噪比的增加，估计均方根误差一直无法逼近 MCRB；当  $L = 4, L = 8$  和  $L = 16$  时，信噪比超过  $-1 \text{ dB}$  以后估计均方根误差可以逼近 MCRB，进一步增加  $L$  对精度提高不明显反而带来算法复杂度的增加。在满足系统性能要求下，对于 RPA 算法，选择  $L = 4$ 。

### 4.2 导频长度的确定

图 4 分别给出了 RPA 载波粗估计算法的均方根误差随导频长度变化的曲线。在一定信噪比下，增加导频长度，可以降低载波估计偏差。因此在短突发系统中，保证载波同步性能的前提下，根据信息序列的长度选择合适的导频长度，可以降低运算复杂度，提高导频利用率。从图 4 可知，PRA 算法在  $P=30, L = 4$  时频率估计性能就已经逼近 MCRB，估计精度较高。故而本文采用导频长度为 30 bit，信息数据长度为 286 bit。仿真结果表明，在  $\Delta fT = 0.45, \phi = \pi/6, E_b/N_0 = 0 \text{ dB}$  时，粗估计后的剩

余归一化频偏和相偏分别为  $\delta_{\text{fre}} = 0.0052$ ,  $\delta_{\text{pha}} = 0.2768$ 。

### 4.3 载波细估计区间及步长的确定

频偏细估计区间应该略大于导频粗估计的剩余频偏和相偏。经过仿真分析， $\delta_{\text{fre}} = 0.0052$ ,  $\delta_{\text{pha}} = 0.2768$ ，因此按照细估计区间取为粗估计剩余误差的 2~4 倍，故而取  $\Delta f_{\text{area}}T = 0.018$ ,  $\Delta \phi_{\text{area}} = \pi/6$ 。

细估计步长的确定，需要结合剩余频偏和相偏对 SOQPSK 信号误比特性能的影响及系统对误比特性能的损失要求确定。图 5 给出了剩余频偏和相偏对 SOQPSK 信号相干 LOG-MAP 解调误比特性能的影响，当所对应的归一化剩余频偏为  $10^{-4}$ ，相偏为  $\pi/60$ ，系统信噪比损失在 0.3 dB 内，因此确定频偏和相偏细估计步长分别为  $10^{-4}$  和  $\pi/60$ 。细估计的分步搜索步长定为： $n_1 = 2n_2 = 10n_3, m_1 = 3m_2$ ，则  $\Delta f_{\text{step1}} = 10\Delta f_{\text{step}} = 10^{-3}$ ,  $\Delta f_{\text{step2}} = 5\Delta f_{\text{step}} = 5 \times 10^{-4}$ ,  $\Delta f_{\text{step3}} = \Delta f_{\text{step}} = 10^{-4}$ ,  $\Delta \phi_{\text{step1}} = 3\Delta \phi_{\text{step}} = \pi/20$ ,  $\Delta \phi_{\text{step2}} = \Delta \phi_{\text{step}} = \pi/60$ 。在此参数下采用本文算法进行分布搜索细估计的复杂度如表 1 所示，最大均方软输出的最值搜索由原来在区间内逐一搜索变为分步搜索，搜索频率和相位的次数从 382 次下降到 67 次，大大提高了搜索效率。

表 1 两种方式搜索次数对比

搜索方式	$\Delta \hat{f}$			$\hat{\phi}$	
非分步式搜索	361			21	
分步式搜索	第 1 步	第 2 步	第 3 步	第 1 步	第 2 步
	37	5	11	7	7

### 4.4 误比特性能及估计误差

图 6(a)给出了归一化载波频偏  $\Delta fT$  分别为 0.45, 0.08,  $5 \times 10^{-4}$ ，相偏为均值  $\in [-\pi, \pi)$ ，方差为  $5^\circ$  的高斯随机变量条件下采用本文算法的误比特率性能曲线。可以看出无论是大频偏  $\Delta fT = 0.45$  或小频偏  $\Delta fT = 5 \times 10^{-4}$ ，所提算法均能有效地估计并校正载波偏差，获得几乎接近理想相干解调的误比特性能，误比特为  $10^{-2} \sim 10^{-4}$  时信噪比损失在 0.3 dB 内。

图 6(b)给出了本文算法的频偏估计均方根误差曲线。当  $E_b/N_0 \geq 0 \text{ dB}, |\Delta fT| < 0.5$  时，本文算法采用 30 bit 导频联合解调软信息的频偏估计均方根误差逼近导频长度为 346 bit 的 DA 算法的 MCRB，同时可以看出联合导频和解调软信息的载波估计性能比单纯数据辅助估计性能有显著提高。

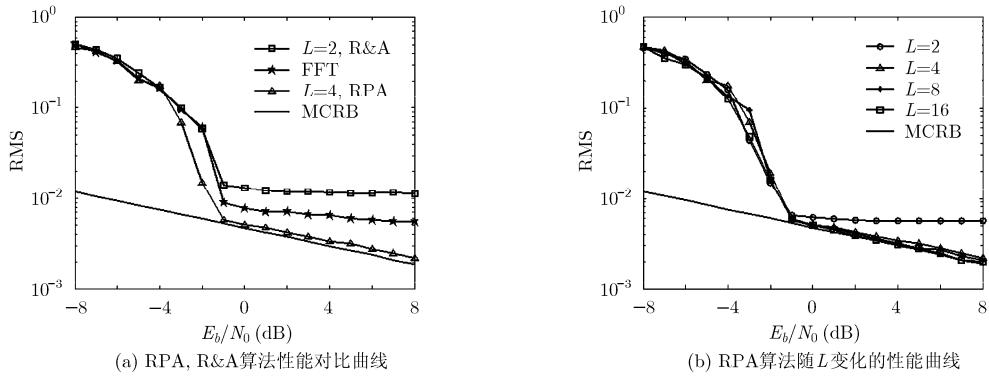


图3 频偏粗估计均方根误差曲线

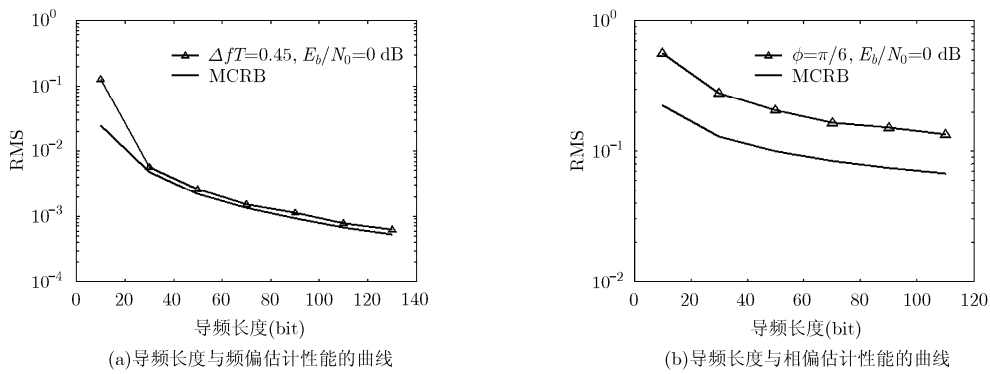


图4 RPA 载波粗估计均方根曲线

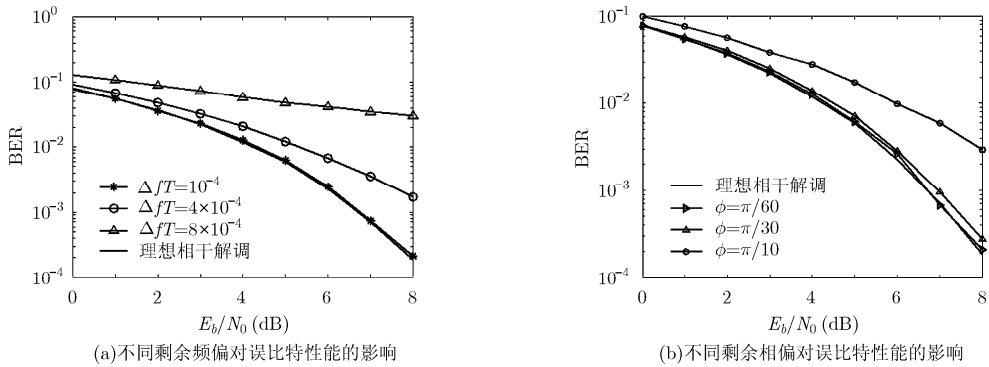


图5 剩余频偏和相偏对SOQPSK误比特性能的影响

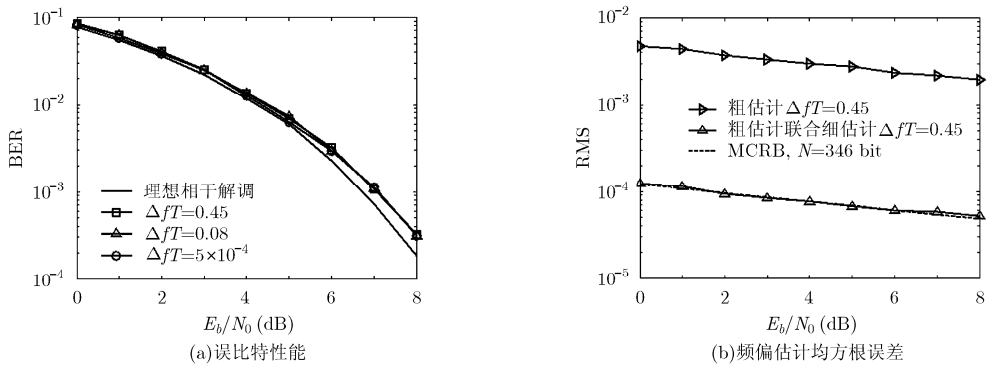


图6 联合旋转平均周期图和解调软信息载波同步算法的性能曲线

#### 4.5 算法复杂度

本文所提出的算法分载波偏差粗估计和细估计,粗估计RPA算法通过对 $P=30$  bit 导频作 $L=4$ 次频偏旋转,然后每次对应作 $N_{\text{fft}}=64$ 点FFT运算,总共为4次64点FFT运算。R&A算法通过对 $P=30$  bit 导频分 $L=2$ 段,每段作 $N_{\text{fft}}=64$ 点FFT运算,总共为2次64点FFT运算。在相同导频开销条件下,RPA算法相对于R&A算法,复杂度略有提高,但换来了估计精度的显著改善。相对文献[12]的ML搜索算法,将在区间内进行最优搜索用RPA算法代替,降低了运算量。细估计部分与传统非数据辅助的M<sup>2</sup>S<sup>2</sup>O算法相比,由于导频的辅助,搜索区间得到了缩小、搜索步长得到了适当扩大,将频率相位的2维搜索降低为1维搜索,复杂度得到了明显降低。同时与相对文献[12]的1步搜索相比,本算法细估计的分步搜索也显著提高了搜索效率。

#### 5 结论

针对SOQPSK短突发系统中大频偏载波恢复问题,本文提出了一种联合RPA和解调软信息的载波同步算法。该算法首先利用导频序列进行粗估计,然后利用解调软信息均方值最大准则进行细估计。理论分析和仿真结果表明,对于短突发系统,在低信噪比下,本算法能以较小的导频开销、较低的运算复杂度校正大的载波偏差,获得接近理想相干解调的误比特性能,与其它载波同步方案相比,本方案的性能优异而且复杂度较低,适合于短突发系统。本方案也可以应用到编码调制级联系统和扩频系统中,适应更低范围的信噪比要求。

#### 参考文献

- [1] Farr W. Technology development for high efficiency optical communication[C]. IEEE Aerospace Conference, Big Sky, MT, 2012: 1-8.
- [2] Perrins E and Kumaraswamy B. Decision feedback detectors for SOQPSK[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2009, 57(8): 2359-2368.
- [3] Mengali U and D'Andrea A N. Synchronization Techniques for Digital Receivers [M]. New York: Plenum Press, 1997: 79-97.
- [4] Calvo P M, Sevillano J F, et al. Enhanced implementation of blind carrier frequency estimators for QPSK satellite receivers at low SNR[J]. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2005, 51(2): 442-448.
- [5] Freedman A. Maximum-Mean-Square Soft-Output (M<sup>2</sup>S<sup>2</sup>O): a method for carrier synchronization of short burst turbo coded signals[J]. *IEE Proceedings Communications*, 2006, 153(2): 245-255.
- [6] Herzet C, Ramon V, and Vandendorpe L. A theoretical framework for iterative synchronization based on the sum-product and the expectation-maximization algorithms [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(5): 1644-1658.
- [7] Noels N, Herzet C, et al. Turbo synchronization: an EM algorithm interpretation[C]. IEEE International Conference on Communications, Anchorage, Alaska, USA, 2003, 4: 2933-2937.
- [8] 晏辉,唐发建,张忠培.一种基于低码率LDPC码的编码与导频联合辅助载波同步算法[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(2): 470-474.  
Yan Hui, Tang Fa-jian, and Zhang Zhong-pei. A joint assisted carrier synchronization algorithm with code and pilot based on low rate LDPC code[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(2): 470-474.
- [9] 史治平,唐发建,晏辉,等.极低信噪比下的导频联合编码辅助载波同步算法[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(10): 2506-2510.  
Shi Zhi-ping, Tang Fa-jian, Yan Hui, et al. Joint assisted carrier synchronization algorithm by pilot and code at extremely low SNR[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(10): 2506-2510.
- [10] 包建荣,詹亚锋,陆建华.基于LDPC译码软信息的迭代载波恢复[J]. *电子与信息学报*, 2009, 31(10): 2416-2420.  
Bao Jian-rong, Zhan Ya-feng, and Lu Jian-hua. Iterative carrier recovery based on soft decision metrics of LDPC decoding[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(10): 2416-2420.
- [11] Rahamim Y, Freedman A, and Reichman A. ML Iterative Soft-Decision-Directed (ML-ISDD): a carrier synchronization system for short packet turbo coded communication[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2008, 56(7): 1169-1177.
- [12] Sun Jin-hua, Zhu Ji-li, and Wu Xiao-jun. A joint pilot and demodulation soft information carrier synchronization for SOQPSK signals[C]. Global Symposium on Millimeter Waves, Harbin, 2012: 512-516.
- [13] 孙锦华,朱吉利,吴小钧.导频和软信息联合辅助的短突发成形偏移QPSK载波同步[J]. *西安电子科技大学学报(自然科学版)*, 2013, 40(4): 16-23.  
Sun Jin-hua, Zhu Ji-li, and Wu Xiao-jun. Joint pilot and soft information assisted carrier synchronization for short burst SOQPSK signals[J]. *Journal of Xidian University*, 2013, 40(4): 16-23.

孙锦华: 女, 1979年生, 副教授, 博士, 研究方向为无线数据传输与突发信号处理。  
刘 鹏: 男, 1989年生, 硕士, 研究方向为无线数据传输与突发信号处理。  
吴小钧: 男, 1972年生, 讲师, 博士, 研究方向为计算机通信。