

大多普勒频偏 SOQPSK 信号 FFT 引导 COSTAS 环载波跟踪技术

王旭东^{1,2}, 樊涛¹, 黄强辉², 郑步生¹

(1. 南京航空航天大学电子信息工程学院, 江苏南京 210016; 2. 南京长江电子信息产业集团有限公司, 江苏南京 210037)

摘 要: SOQPSK 信号包络恒定、相位连续, 拥有很高的功率、频谱效率, 在卫星通信、深空通信、航空遥测等系统中具有广泛的应用前景. 为保证 SOQPSK 信号能够适应上述系统较大的载波多普勒平移, 本文提出一种 FFT 引导 COSTAS 环的 SOQPSK 信号载波跟踪技术. 算法首先利用 FFT 粗略估计多普勒频率, 将载波频偏牵引至较小的误差范围, 再利用改进的 COSTAS 环跟踪载波残差及相位误差, 进而实现了对大频偏 SOQPSK 信号载波的稳态跟踪. 仿真结果表明, 本文所提算法不仅能够跟踪大频偏载波, 而且在小频偏时性能亦优于传统方法.

关键词: 恒包络; SOQPSK; FFT; COSTAS 环; 大频偏; 载波跟踪

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2016)02-0491-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.02.034

SOQPSK Carrier Tracking Technology with Large Doppler Frequency Offset Based on FFT Guided Costas Loop

WANG Xu-dong^{1,2}, FAN Tao¹, HUANG Qiang-hui², ZHENG Bu-sheng¹

(1. Department of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, Jiangsu 210016, China;
2. Nanjing Changjiang Electronics Group CO., LTD, Nanjing, Jiangsu 210037, China)

Abstract: SOQPSK signal has constant envelope and continuous phase, and has high power and spectral efficiency. It will have broad application prospects in satellite communications, deep space communications and aeronautical telemetry systems. To ensure SOQPSK carrier signal can be applied to larger Doppler offset system, this paper presents a SOQPSK signal carrier tracking technology which uses FFT guide COSTAS loop. First, a rough estimate by FFT of the Doppler frequency makes carrier frequency offset be limited to a small range, and then uses the improved COSTAS loop to track carrier residuals and phase error, thus achieving a steady carrier track for SOQPSK signal with large carrier frequency offset. Simulation results show that the proposed algorithm not only is able to track large carrier frequency offset, but also is better to track small frequency offsets than traditional methods.

Key words: constant envelope; shaped offset quadrature phase shift keying (SOQPSK); fast Fourier transformation (FFT); COSTAS loop; large frequency offset; carrier tracking

1 引言

成形偏移正交相移键控 (Shaped Offset Quadrature Phase Shift Keying, SOQPSK) 调制方式在传统 OQPSK 调制基础上对码元脉冲进行成形滤波^[1-4], 具有连续相位调制 (Continuous Phase Modulation, CPM) 特性^[5,6], 拥有极高的功率、频谱效率^[7]. 国际权威组织空间数据系统咨询委员会 (Consultative Committee for Space Data Systems, CCSDS) 在其最新推出的调制技术蓝皮书中大量规范了未来可使用的连续相位信号, SOQPSK 信号是其

重点推荐的一种新型调制方式^[8]. 因其信号包络为常数, 避免了幅度变化产生的频率变化, 即 AM-FM 效应, 使得 SOQPSK 信号不同于线性调制技术可以采用非线性功放; 另一方面, 此种调制方式的相位可以保持不变或者在 $\pm \pi/2$ 内连续变化, 克服了相位出现 π 的变化, 因此相对传统的调制方式包络更加平稳, 经过带限处理后频带范围也更小, 频谱利用率大大提高^[9]. 在卫星通信、深空通信、航空遥测等功率、频谱严重受限系统中, 具有良好的应用前景. 而上述通信系统中收发双方

收稿日期: 2014-09-25; 修回日期: 2015-03-03; 责任编辑: 蓝红杰

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 61201208); 中国博士后科学基金 (No. 2014M561643); 江苏省产学研联合创新资金项目 (前瞻性联合研究) (No. BY2014003-05)

往往存在高速相对移动^[10,11],使接收信号产生较大多普勒频移^[12-14].因此,要使 SOQPSK 信号能够成功应用于上述通信系统,必须研究较低信噪比、大多普勒频移情况下,快速可靠的载波同步问题.

由于 SOQPSK 调制方式在相位上具有记忆特性,经典的叉积频率自动控制(Cross Product Automatic Frequency Control, CPAFC)算法已不再适用^[15].文献[16]提出的算法首先利用导频信息基于最大似然算法进行频偏粗估计,再利用 SOQPSK 解调软信息进行精估计,其性能接近理想误比特性能,但算法复杂度高、运算量大,不易于硬件实现,且需要一定导频信息,降低了带宽利用率.文献[17,18]讨论了 SOQPSK 信号的定时、相位联合估计问题,均基于最大似然准则,估计误差接近 MCRB 限,但算法未考虑大频偏环境下的载波同步,且需进行定时、相位的并行搜索,复杂度高.

本文针对 SOQPSK 信号大频偏应用背景,提出一种基于 FFT 辅助 COSTAS 环的载波同步技术,利用 FFT 算法粗略估计多普勒频偏大小,将载波频偏牵引至较小的频率范围,再利用 COSTAS 环跟踪载波小频偏及相位,并进行稳态跟踪.该算法复杂度低,易于应用 FPGA 等高速器件硬件实现.仿真结果表明,本文所提算法性能优于传统 COSTAS 环载波同步方法^[19],且跟踪范围远大于传统方法.

2 信号模型

SOQPSK 信号可以在 OQPSK 的基础上由 CPM 的形式表示为^[20]:

$$s(t, \alpha) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[2\pi f_0 t + \phi(t, \alpha) + \phi_0], \quad nT \leq t \leq (n+1)T \quad (1)$$

其中 E 为符号能量, T 为码元周期, f_0 为载波频率, ϕ_0 为初始相位, $\phi(t, \alpha)$ 为携带信息的相位:

$$\phi(t, \alpha) = 2\pi h \sum_{i=-\infty}^n \alpha_i f(t - iT) \quad (2)$$

其中 h 为调制指数,本文取 0.5, α_i 为三进制码元序列 $\{-1, 0, 1\}$, $f(t)$ 为相位成形函数:

$$f(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ \int_0^t g(\tau) d\tau, & 0 \leq t < LT \\ 1/2, & t \geq LT \end{cases} \quad (3)$$

L 为部分响应长度, $g(t)$ 为频率成形函数.对于 OQPSK 信号, $g(t)$ 为 $\delta(t)$ 函数;对于全响应形式 SOQPSK-MIL 信号, $L=1$, $g(t)$ 为一个码元宽度的矩形脉冲.

由式(3)可知,对于 SOQPSK-MIL 信号,假设第一个码元起始时刻为零,令 $t = kT$, ($k=1, 2, 3, \dots$),即对码元周期整数倍的时刻进行抽取,式(2)变为:

$$\phi(kT, \alpha) = \frac{1}{2} \pi \sum_{i=0}^{k-1} \alpha_i \quad (4)$$

对上式左右两边同乘以 4,可得:

$$4\phi(kT, \alpha) = 2\pi \sum_{i=0}^{k-1} \alpha_i \quad (5)$$

上式表明对 SOQPSK-MIL 信号 kT 时刻抽取的相位值取 4 倍后,所得值为 2π 的整数倍.因此,用基带 SOQPSK-MIL 抽取后的复信号 $x(kT, \alpha)$ 表示,可得:

$$x^4(kT, \alpha) = \left(\sqrt{\frac{2E}{T}} \right)^4 e^{j4\phi(kT, \alpha)} = \left(\frac{2E}{T} \right)^2 \times 1 \quad (6)$$

接收信号经下变频后带有多普勒频移的 SOQPSK-MIL 复信号 $r(t, \alpha)$ 可表示为:

$$r(t, \alpha) = e^{j(2\pi f_d t + \phi_0)} x(t, \alpha) = e^{j(2\pi f_d t + \phi_0)} \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{j\phi(t, \alpha)} \quad (7)$$

式中 f_d 为多普勒频移,对 $r(t, \alpha)$ 在 kT 时刻抽取,并结合式(6)可得:

$$r^4(kT, \alpha) = e^{j(8\pi f_d kT + 4\phi_0)} x^4(kT, \alpha) = \left(\frac{2E}{T} \right)^2 e^{j(8\pi f_d kT + 4\phi_0)} \quad (8)$$

记 $z(k) = r^4(kT, \alpha)$,显然 $z(k)$ 是一个频率为 $4f_d$ 的正弦序列.通过上述推导分析,只需获得码元起始时刻,即可得到载波的多普勒频移,利用简便的 FFT 算法可以粗略估计出该频率.

3 FFT 引导的 COSTAS 环

接收信号 $A(t)$ 经数字下变频得到 $I(t)$ 、 $Q(t)$ 两路带有多普勒频移的正交信号,由其组成复信号的实部和虚部,该复信号又被分成两路.一路进行 4 倍频,并在 kT 时刻抽取,通过 FFT 运算估计频率,进而可得到多普勒频谱的粗估计值,利用该值控制 COSTAS 环路中的数控振荡器(NCO);另一路送入改进后的 COSTAS 环,对粗估计后的剩余多普勒频偏和相偏进行估计,最终实现载波跟踪,得到解调后的基带 I 、 Q 路信号,算法框图如图 1.

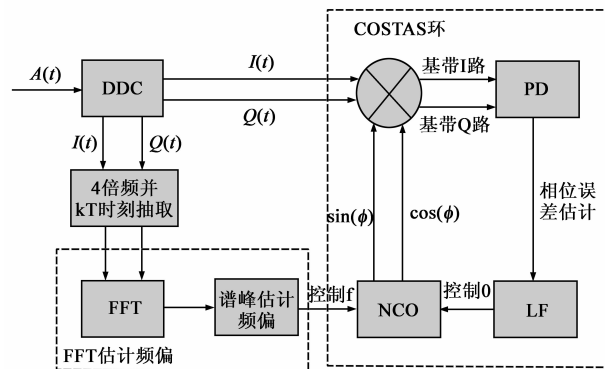


图1 FFT辅助的COSTAS环框图

3.1 FFT 频偏粗估计

对 $z(k)$ 进行 N 点的 FFT 运算可得:

$$Z(k) = \sum_{n=0}^{N-1} z(n) e^{-j2\pi kn/N}$$

$$\approx \begin{cases} \left(\frac{2E}{T}\right)^2 e^{j\phi_0} e^{j\pi(N-1)(k_0-k)/N} \\ \cdot N \operatorname{sinc}[(k_0-k)/2]/2, & 0 \leq k \leq N \\ 0, & \text{others} \end{cases} \quad (9)$$

式中 $\operatorname{sinc}(x)$ 为抽样函数, $k_0 = 4f_d NT$ 为包含多普勒频偏的变量. 设采样率为 f_s , 信号比率为 f_b , 每个码元周期采样点数为 n_b , 则 $T = 1/f_b = n_b/f_s$.

若 $k_m = k$ 为信号经过 FFT 后 $|Z(k)|$ 最大值所在位置, 则多普勒频偏粗估计值可表示为:

$$\hat{f}_d = \frac{k_m}{4NT} = \frac{k_m f_s}{4N \cdot n_b} \quad (10)$$

若 N 取 512, 采样率 f_s 取 100MHz、比特率 f_b 取 3MHz, 则由式 (10) 粗估计的多普勒频偏, 误差小于 1KHz, 且估计范围可达 ± 300 KHz.

3.2 改进的 COSTAS 环

经过多普勒频率粗估计后, 频偏残差及相位误差可通过改进的 COSTAS 环进行跟踪, 进而恢复出基带信号. 环路左侧采用 FFT 辅助 NCO 技术, 右侧采用经典的二阶锁相环, 其原理框图如图 2.

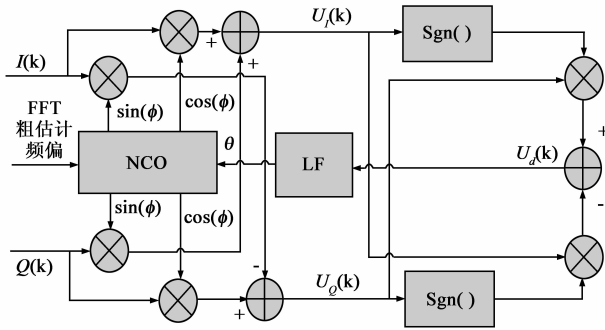


图2 改进的COSTAS环

接收信号 $A(t)$ 经过正交数字下变频后得 $I(k)$ 、 $Q(k)$:

$$I(k) = a(k) \cos(2\pi f_d k T_s + \theta_0) \quad (11)$$

$$- b(k) \sin(2\pi f_d k T_s + \theta_0)$$

$$Q(k) = b(k) \cos(2\pi f_d k T_s + \theta_0) \quad (12)$$

$$+ a(k) \sin(2\pi f_d k T_s + \theta_0)$$

式中 f_d 为载波多普勒频移, θ_0 为信道引起的随机相位, $a(k)$ 、 $b(k)$ 为基带码元的同相和正交分量, $T_s = 1/f_s$ 为采样周期. 通过反馈环路可得:

$$uI(k) = I(k) \cos \phi + Q(k) \sin \phi$$

$$= a(k) \cos(2\pi f_d k T_s + \theta_0 - \phi)$$

$$- b(k) \sin(2\pi f_d k T_s + \theta_0 - \phi) \quad (13)$$

同理可得 $uQ(k)$. 上式中 $\phi = 2\pi \hat{f}_d k T_s + \theta$, \hat{f}_d 为粗估计频偏, θ 为相位误差. 令 $\Delta\phi = 2\pi \hat{f}_d k T_s + \theta_0 - \phi$, $\Delta\phi$ 表示

频偏残差及相位误差. 当 $\Delta\phi$ 很小时, $\cos(\Delta\phi) \approx 1$, $\sin(\Delta\phi) \approx \Delta\phi$, 可得鉴相器误差 $U_d(k)$:

$$U_d(k) = uQ(k) \cdot \operatorname{sgn}[uI(k)] - uI(k) \cdot \operatorname{sgn}[uQ(k)]$$

$$= [b(k) \cos(\Delta\phi) + a(k) \sin(\Delta\phi)] \cdot \operatorname{sgn}[a(k)]$$

$$- [a(k) \cos(\Delta\phi) - b(k) \sin(\Delta\phi)] \cdot \operatorname{sgn}[b(k)]$$

$$= [|a(k)| + |b(k)|] \sin(\Delta\phi)$$

$$\approx [|a(k)| + |b(k)|] \Delta\phi \quad (14)$$

对于 SOQPSK-MIL 而言, 包络恒定, 则 $|a(k)| + |b(k)|$ 近似为常数. 鉴相器误差值 $U_d(k)$ 经过环路滤波器平滑后, 与前述 FFT 频偏粗估计值联合控制 NCO, 逐步消除载波频偏及相位误差, 最后达到载波跟踪.

3.3 复杂度分析

上述 FFT 引导 COSTAS 环大频偏载波跟踪算法, 其运算复杂度可分为两部分, 即 FFT 频偏粗估计部分和 COSTAS 环频偏、相偏精估计部分. 以硬件实现时最耗资源的复数乘法计, FFT 频偏粗估计的运算量为 $N * \log_2(N)$, 其中 N 为 FFT 运算点数; 改进的 COSTAS 环的运算量为 3, 比常规 COSTAS 环多一次复乘, 但是省去了后续的 LPF 运算. 因此算法总的复杂度为 $N * \log_2(N) + 3$. 而未加 FFT 引导的常规 COSTAS 环载波跟踪算法其运算复杂度为 2, 新算法增加的复杂度为 $N * \log_2(N) + 1$. 对于载波多普勒频移参数固定或变化缓慢的低动态系统, FFT 频偏粗估计可以间隔若干数据帧后再执行一次, 间隔期间利用常规 COSTAS 环进行载波跟踪, 则可减小上述算法总体复杂度.

4 仿真验证

4.1 仿真条件

采样率 $f_s = 100$ MHz, 信号中频 $f_0 = 25$ MHz, 比特率 $f_b = 3.125$ Mbps, 每个码元周期采样点数为 $n_b = 32$, 码元个数 $Num = 2000$, 载波多普勒频偏 $f_d = 200$ KHz, 相位偏移到 $[0, 2\pi]$ 内满足均匀随机分布, 加入高斯噪声, 信噪比 $SNR = 15$ dB, FFT 点数 $N = 512$.

4.2 仿真结果

对正交下变频后的 SOQPSK 接收复信号经过 FFT 运算, 可进行载波多普勒频偏粗估计, 其频谱峰值点位置为 131, 由式 (10) 可求粗频偏 $\hat{f}_d = (131 \times 100) / (4 \times 512 \times 32) = 199.89$ KHz. 其频谱如图 3 所示.

剩余频偏残差 $\Delta f_d = f_d - \hat{f}_d = 110$ Hz 及相位误差可由改进的 COSTAS 环进行跟踪, 如图 4, 可见环路能够成功跟踪频偏残差及相位误差.

下面验证不同 FFT 点数对算法性能的影响. 载波多普勒频偏 $f_d = 100$ KHz, FFT 点数分别取 128、256、512 和 1024, 其他仿真条件不变, 并与理想载波跟踪时的理论误码率曲线作比较, 仿真结果如图 5 所示. 可见在低信噪比条件下, FFT 点数越大, 则系统的误码性能越好;

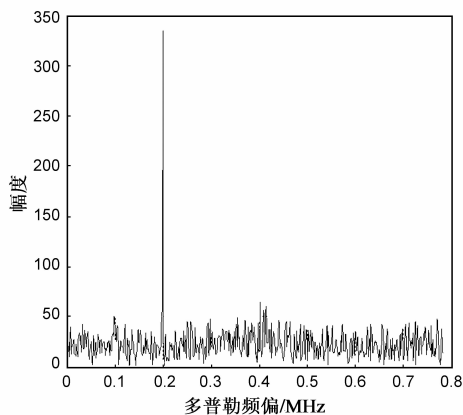


图3 载波多普勒频偏FFT谱

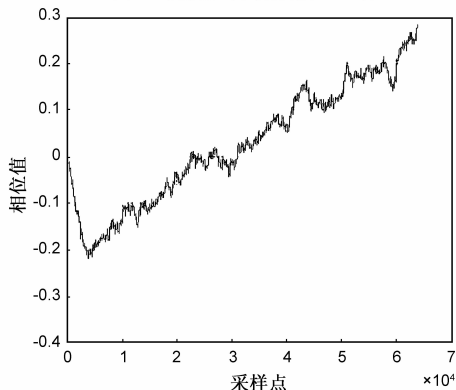


图4 改进的COSTAS环相位跟踪曲线

在高信噪比下,FFT点数对性能影响不大.另外,FFT点数越大,由FFT引起的栅栏效应越小,粗频偏估计越精确,进入后续COSTAS环的噪声带宽也越窄,跟踪效果越好.但FFT点数越大算法复杂度越高,实际应用中,应兼顾系统误码性能和算法复杂度,下面的仿真取 $N=512$.

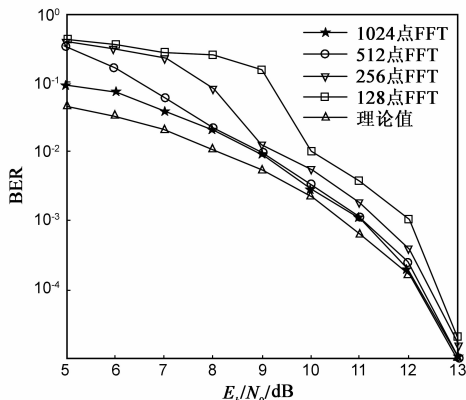


图5 不同FFT点数对算法性能的影响

本文所提算法的一个前提条件是进行FFT的数据窗口需是整数倍码元宽度,若存在位定时偏差,则会降低FFT频率估计精度.大量仿真结果表明,当信噪比 $SNR \geq 9\text{dB}$ 时,本文所提算法仍能够适用.当FFT数据

窗口偏移 $1/8, 1/4, 1/2$ 码元宽度时,仿真结果如图6.

图6中FFT点数为512,多普勒频偏为200KHz.若 $SNR < 9\text{dB}$,则可以考虑先对码元到达时刻进行检测,再利用FFT估计频偏.例如,先用自相关、Harr小波变换等低信噪比信号检测算法,检测接收信号从无到有的时刻,即码元的起始时刻,再利用FFT进行频偏粗估计.

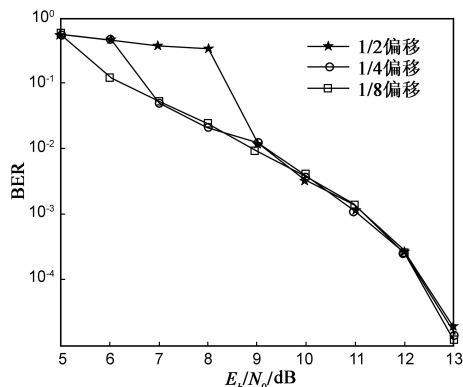


图6 FFT数据窗口偏移对算法性能的影响

4.3 性能对比

为保证一定的抗噪声性能,本文对传统COSTAS环路仿真时选取阻尼系数 $\zeta = 0.707$ 、归一化环路噪声带宽 $B_L T = 5 \times 10^{-3}$ (B_L 为环路噪声带宽, T 为码元周期).本文所提算法中改进的COSTAS环只需跟踪很小的频偏残差,因此选取更小的环路噪声带宽值 $B_L T = 3 \times 10^{-4}$.

(1) 大小两种频偏情况

载波多普勒频偏取5KHz和100KHz,分别代表较小和较大两种情况,其他仿真条件不变,图7给出了本文算法及传统COSTAS环载波跟踪算法的误码率情况.结果表明:在载波小频偏($f_d = 5\text{KHz}$)情况下,本文算法性能优于传统COSTAS环算法,可获得1~2dB比信噪比增益;在载波大频偏($f_d = 100\text{KHz}$)情况下,传统COSTAS环载波跟踪失锁或跟踪延迟过大,造成误码性能急剧下降,而本文算法性能较载波小频偏时几乎不变.

(2) 整个频偏范围情况

信噪比 $SNR = 10\text{dB}$,载波多普勒频偏 $[0\text{KHz}, 300\text{KHz}]$,步进为10KHz,其他仿真条件不变,结果如图8所示.仿真结果表明:传统算法不失锁且能够稳定跟踪的频偏范围小于20KHz,当频偏大于20KHz后,传统算法无法准确跟踪频偏或跟踪延迟过大,表现为误码性能急剧下降;本文算法在整个 $[0\text{KHz}, 300\text{KHz}]$ 频偏范围内,误码性能保持不变,具有大频偏跟踪能力且稳定性好.

5 结束语

SOQPSK恒包络信号具有良好的频谱、功率特性,

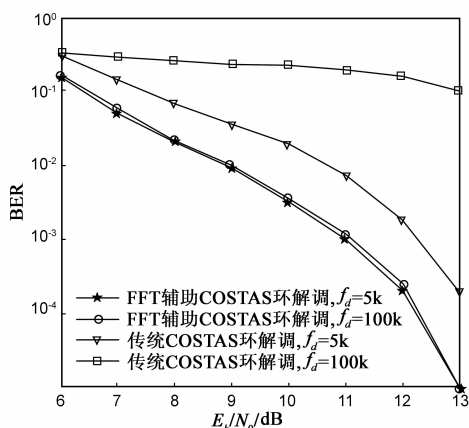


图7 大小两种频偏情况下的误码性能比较

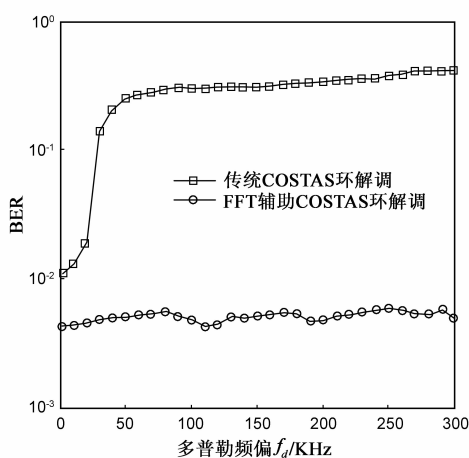


图8 整个频偏范围内的误码性能比较

将其应用于卫星通信、深空通信、航空遥测等功率、频谱严重受限系统中,具有广阔前景.但上述通信系统多普勒频移大,且要求同步速度快,若采用传统 COSTAS 环,由于环路噪声带宽大,跟踪性能差,在低信噪比时甚至失锁.本文所提算法通过对 SOQPSK 信号进行四倍频和抽取,将其转换成单一频率信号,再采用 FFT 运算将多普勒频移牵引至一个很小的范围,最后利用改进的 COSTAS 环实现载波频率和相位跟踪.提高了跟踪精度,增强了接收机的抗噪性能,使系统具有更高的稳定性,克服了传统环路算法频移捕获范围、速度与捕获精度的矛盾.所增加的 FFT 运算,便于硬件实现,能够满足上述通信系统对同步速度的要求.大量仿真结果表明,本文所提算法不仅能够跟踪 SOQPSK 恒包络信号大多普勒频偏,且在小多普勒频偏时性能也优于传统方法.

参考文献

[1] M K Simon, L Li. A cross-correlated trellis-coded quadrature modulation representation of MIL-STD shaped offset

quadrature phase-shift keying [J]. IPN Progress Report, 2003:42 - 154.

- [2] M K Simon, D Divsalar. Maximum-likelihood block detection of no coherent continuous phase modulation [J]. IEEE Trans IT, 1993, 41(1):90 - 98.
- [3] Umashankar B, Aswathy S, NNSSRK P, et al. SOQPSK-A spectrally efficient modulation scheme for aeronautical telemetry applications [J]. International Journal of Engineering Science and Innovative Technology (IJESIT), 2013, 2(2):383 - 388.
- [4] Williams I E, Saquib M. Linear frequency domain equalization of SOQPSK-TG for wideband aeronautical telemetry channels [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2013, 49(1):640 - 647.
- [5] Graell i Amat A, Abdel Nour C, Douillard C. Serially concatenated continuous phase modulation for satellite communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(6):3260 - 3269.
- [6] Perotti A, Benedetto S, Remlein P. Spectrally efficient multiuser continuous-phase modulation systems [A]. 2010 IEEE International Conference on Communications [C]. New York: IEEE, 2010. 1 - 5.
- [7] Simon M K. Bandwidth-Efficient Digital Modulation with Application to Deep-Space Communications [M]. Wiley-Interscience, 2003.
- [8] CCSDS401.0-B, Radio frequency and modulation systems - Part 1: earth stations and spacecraft [S].
- [9] Erik Perrins, Michael Rice. Reduced-complexity approach to iterative detection of coded SOQPSK [J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(7):1354 - 1362.
- [10] Beidas B F, Cioni S, De Bie U, et al. Continuous phase modulation for broadband satellite communications: design and trade-offs [J]. International Journal of Satellite Communications and Networking, 2013, 31(5):249 - 262.
- [11] Maral G, Bousquet M. Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology [M]. California: John Wiley & Sons, 2011.
- [12] Farr W. Technology development for high efficiency optical communications [A]. IEEE Aerospace Conference [C]. Big Sky: IEEE, 2012. 1 - 8.
- [13] 彭耿, 黄知涛, 姜文利, 等. 卫星通信信号的多普勒频率参数盲估计 [J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(4):674 - 677.
Peng Geng, Huang Zhi-tao, Jiang Wen-li, et al. Blind Doppler parameters estimation of satellite communication signals [J]. Systems Engineering and Electronic, 2010, 32(4):674 - 677. (in Chinese)
- [14] 黄振, 陆建华, 杨士中. 卫星通信中多普勒频移的快速捕获 [J]. 电子学报, 2003, 31(7):1052 - 1056.

- Huang Zhen, Lu Jian-hua, Yang Shi-zhong. Rapid acquisition of Doppler shift in satellite communications[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(7): 1052 – 1056. (in Chinese)
- [15] Natali F. AFC tracking algorithms[J]. Communications, IEEE Transactions on, 1984, 32(8): 935 – 947.
- [16] Jinhua S, Jili Z, Xiaojun W. A joint pilot and demodulation soft information carrier synchronization for SOQPSK signals[A]. Millimeter Waves (GSMM), 2012 5th Global Symposium on[C]. IEEE, 2012. 512 – 516.
- [17] Liu X, Wang M, Wu H, et al. Joint timing and phase estimation algorithm for SOQPSK signals[J]. Journal of Jiangsu University (Natural Science Edition), 2011, 32(4): 443 – 448.
- [18] D'Amico A. Feed-forward joint clock and phase estimation schemes for SOQPSK-Type signals [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2013, 2(6): 679 – 682.
- [19] John G Proakis. Digital Communications[M]. 3 McGraw-Hill, 1999.
- [20] Hill T J. A non-proprietary, constant envelope, variant of shaped offset QPSK (SOQPSK) for improved spectral containment and detection efficiency [A]. MILCOM 2000. 21st Century Military Communications Conference Proceedings[C]. New York: IEEE, 2000. 347 – 352.

作者简介



王旭东 男, 1978 年生于安徽寿县. 南京航空航天大学博士, 副教授. 主要研究方向为信息与信号处理、FPGA 逻辑开发.
E-mail: xudong@nuaa.edu.cn



樊涛 男, 1990 年生于江苏苏州. 硕士研究生, 主要研究方向为卫星通信功率、频谱高效传输技术.
E-mail: ft_nuaa@126.com