

基于 PLL 环路的卫星 QPSK 载波 调制信号相位跟踪算法

田增山, 徐 建, 周 牧, 杨小龙

(重庆邮电大学移动通信技术重庆市重点实验室, 重庆 400065)

摘 要: 卫星信号接收端天线接收的卫星信号经过射频前端处理后会变成数字中频信号, 而相位跟踪是中频信号处理的重要环节, 准确的相位跟踪可以为卫星信号解码、测距和定位等功能的准确性提供保障. 基于此, 该文提出了基于锁相环(Phase Locked Loop, PLL)的卫星 QPSK 载波调制信号相位跟踪算法. 该算法利用多路正交载波和二象反正切鉴相器获取精确的相位差信息, 形成闭合回路锁定载波相位以实现跟踪. 实验结果表明, 多路异相载波的方法可实现更快速的相位锁定, 与传统 Costas 环路和松尾环相比, 进入稳态时间分别减少了 20% 和 24% 以上, 稳态方差分别减小 21% 和 32%.

关键词: 卫星; QPSK 载波调制; 相位跟踪; 锁相环; 多路正交载波

中图分类号: TN927+.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2018)10-2539-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.10.031

PLL Based Phase Tracking Algorithm for QPSK Modulated Satellite Carrier

TIAN Zeng-shan, XU Jian, ZHOU Mu, YANG Xiao-long

(Chongqing Key Laboratory of Mobile Communication Technology, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: The received satellite signal will be converted into digital Intermediate Frequency (IF) signal after the radio frequency front-end processing. As one of the crucial parts in IF signal processing, the accurate phase tracking can ensure the precise satellite signal decoding, distance ranging, and positioning. Based on this, this paper proposes a Phase Locked Loop (PLL) based phase tracking algorithm for QPSK modulated satellite signals. Specifically, the algorithm uses multiple orthogonal carriers and arc-tangent based phase detector to obtain accurate phase difference information, which finally forms a closed loop to lock the carrier phase for the tracking. Experimental results show that the multiple heterogeneous carrier is able to achieve fast phase locking. In addition, compared with the conventional Costas loop and Matsuo loop, the time cost for reaching steady state of our system is reduced by 20% and 24%, while the corresponding steady-state variance is reduced by 21% and 32% respectively.

Key words: satellite; QPSK modulation; phase tracking; phase locked loop; multiple orthogonal carrier

1 引言

WCDMA 属于宽带直接序列扩频码分多址系统, 具有同步支持多速率服务、减少干扰和频率复用系数大等优点, 于是成为卫星通信中颇具吸引力的体制^[1,2]. 以 BPSK 为代表的 GPS 相位跟踪技术已经较为成熟; 以 QPSK 为调制方式的典型代表为卫星 WCDMA 系统, 在相位跟踪技术上没有 BPSK 调制系统那么完善, 因而信号跟踪和测距等功能受到了很大的约束. 因此, 为了更好地发挥 WCDMA 卫星通信系统的优势, 针对 WCDMA 系统的 QPSK 载波调制方式, 本文提出了基于锁相环

(Phase Locked Loop, PLL) 的卫星 QPSK 载波调制信号的相位跟踪算法.

以 WCDMA 为代表的第三代卫星通信系统^[3], 由于调制方式的不同以及扰码和扩频码的使用, 传统的锁相技术无法满足卫星通信中关于宽带码分多址技术的需求. 基于此, 本文对卫星宽带码分多址信号进行分析, 并在此基础上结合传统 PLL 技术和科斯塔斯(Costas)环路思想, 提出一种改进的相位跟踪算法. 该算法可以剥离扰码和扩频码, 同时消除数据相位影响, 并精确提取相位差信息.

本文首先分析了典型 QPSK 调制信号的特性并建

定义单信道的数据信号为^[4]:

$$D(t) = \sqrt{p}e^{j\varphi} \cdot sp(t) \cdot e^{j\theta_e(t)} \quad (2)$$

其中, \sqrt{p} 为发射功率, φ 为基带数据相位. $sp(t)$ 为扩频码, $e^{j\theta_e(t)}$ 为 QPSK 方式的扰码. 将复数形式的 $D(t)$ 拆分为 I、Q 两路, 然后通过 QPSK 载波调制方式发送到空中, 而在接收端, 环路跟踪的第一个模块为鉴相器模块. 空中信号的数据形式为:

$$S(t) = I\cos(\omega_m t + \theta_1) + Q\sin(\omega_m t + \theta_1) \quad (3)$$

载波相位差定义为:

$$\begin{aligned} \theta_e &= \omega_{dm} t + \theta_2 - (\omega_m t + \theta_1) \\ &= (\omega_{dm} - \omega_m)t + (\theta_2 - \theta_1) = \Delta\omega t + \Delta\theta \end{aligned} \quad (4)$$

忽略环路噪声和空中传播产生的噪声, 算法推导过程如下:

$$\begin{aligned} v1 &= (I \cdot \cos(\omega_m t + \theta_1) + Q \cdot \sin(\omega_m t + \theta_1)) \\ &\quad \cdot \sin(\omega_{dm} t + \theta_2) \\ &= 0.5(I \cdot \sin\theta_e + Q \cdot \cos\theta_e) + \sin(\text{high_f}) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} v2 &= (I \cdot \cos(\omega_m t + \theta_1) + Q \cdot \sin(\omega_m t + \theta_1)) \\ &\quad \cdot \sin(\omega_{dm} t + \theta_2 + \pi/4) \\ &= 0.5(I \cdot \sin(\theta_e + \pi/4) + Q \cdot \cos(\theta_e + \pi/4)) \\ &\quad + \sin(\text{high_f}) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} v3 &= (I \cdot \cos(\omega_m t + \theta_1) + Q \cdot \sin(\omega_m t + \theta_1)) \\ &\quad \cdot \sin(\omega_{dm} t + \theta_2 + \pi/2) \\ &= 0.5(I \cdot \sin(\theta_e + \pi/2) + Q \cdot \cos(\theta_e + \pi/2)) \\ &\quad + \sin(\text{high_f}) \\ &= 0.5(I \cdot \cos(\theta_e) - Q \cdot \sin(\theta_e)) + \sin(\text{high_f}) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} v4 &= (I \cdot \cos(\omega_m t + \theta_1) + Q \cdot \sin(\omega_m t + \theta_1)) \\ &\quad \cdot \sin(\omega_{dm} t + \theta_2 + 3\pi/4) \\ &= 0.5(I \cdot \sin(\theta_e + 3\pi/4) + Q \cdot \cos(\theta_e + 3\pi/4)) \\ &\quad + \sin(\text{high_f}) \\ &= 0.5(I \cdot \cos(\theta_e + \pi/4) - Q \cdot \sin(\theta_e + \pi/4)) \\ &\quad + \sin(\text{high_f}) \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $\sin(\text{high_f})$ 为高频分量. 通过滤除高频分量, 可得上述四个分量的近似简化表达式:

$$v1 \approx 0.5(I \cdot \sin\theta_e + Q \cdot \cos\theta_e) \quad (9)$$

$$\begin{aligned} v2 &\approx 0.5(I \cdot \sin(\theta_e + \pi/4) + Q \cdot \cos(\theta_e + \pi/4)) \\ &\quad (10) \end{aligned}$$

$$v3 \approx 0.5(I \cdot \cos(\theta_e) - Q \cdot \sin(\theta_e)) \quad (11)$$

$$\begin{aligned} v4 &\approx 0.5(I \cdot \cos(\theta_e + \pi/4) - Q \cdot \sin(\theta_e + \pi/4)) \\ &\quad (12) \end{aligned}$$

将正交载波组合成复数形式并通过指数表示, 可得:

$$\begin{aligned} v3 + v1 \cdot j &= (I + jQ) \cdot e^{j\theta_e} \\ &= S(t) \cdot e^{j\theta_e} = A \cdot e^{j\varphi} \cdot sp(t) \cdot e^{j\theta_e(t)} \cdot e^{j\theta_e} \end{aligned} \quad (13)$$

为了完成解扰和解扩过程, 定义中间变量:

$$v31_sin = (v31 + v1 \cdot j) \cdot sp(t) \cdot$$

$$\begin{aligned} &sc^*(t)/N \cdot \text{sample_rate} \\ &= A' \cdot e^{j(\varphi + \theta_e)} \end{aligned} \quad (14)$$

其中, $sc^*(t)$ 为扰码的共轭, N 为扩频系数, sample_rate 为采样倍数, A' 为经过信道传输后的信号幅值. 扩频码 $sp(t)$ 在解扩过程中实现如下两个功能: 一、扩频码使用 OVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor) 码, 其具有区分码道的作用; 二、高频信号成分可被积分器滤除, 因此, 式(5) ~ (8) 在推导过程中可忽略高频信号.

将指数形式的信号拆分为实部和虚部, 可得:

$$\text{real}(v31_sin) = A' \cos(\varphi + \theta_e) \quad (15)$$

$$\text{imag}(v31_sin) = A' \sin(\varphi + \theta_e) \quad (16)$$

对图 2 中上四路载波中的另外两路信号进行处理, 可得:

$$v42_sin = A' \cdot e^{j(\varphi + \theta_e + \pi/4)} \quad (17)$$

同样, 拆分指数形式信号为实部和虚部, 可得:

$$\text{real}(v42_sin) = A' \cos(\varphi + \theta_e + \pi/4) \quad (18)$$

$$\text{imag}(v42_sin) = A' \sin(\varphi + \theta_e + \pi/4) \quad (19)$$

将上述结果相乘, 可得如下中间变量:

$$\begin{aligned} k1 &= \text{real}(v31_sin) \cdot \text{imag}(v31_sin) \cdot \\ &\quad \text{real}(v42_sin) \cdot \text{imag}(v42_sin) \\ &= A' \cos(\varphi + \theta_e) \cdot A' \sin(\varphi + \theta_e) \cdot \\ &\quad A' \cos(\varphi + \theta_e + \pi/4) \cdot A' \sin(\varphi + \theta_e + \pi/4) \\ &= (A')^4 / 4 \cdot \sin(2\varphi + 2\theta_e) \cdot [\cos(2\varphi + 2\theta_e)] \\ &= (A')^4 / 8 \cdot \sin(4\varphi + 4\theta_e) \end{aligned} \quad (20)$$

由于信号采用 QPSK 调制方式, 即数据相位 $\varphi = \pi/4 + n\pi/2$, 则有 $4\varphi = \pi + 2n\pi$. 基于此, 式(20) 可简化为:

$$k1 = (A')^4 / 8 \cdot \sin(4\theta_e) \quad (21)$$

对剩下的下四路载波进行类似处理, 可得:

$$k2 = (A')^4 / 8 \cdot \cos(4\theta_e) \quad (22)$$

由此得到:

$$\frac{k1}{k2} = \frac{(A')^4 / 8 \cdot \sin(4\theta_e)}{(A')^4 / 8 \cdot \cos(4\theta_e)} = \tan(4\theta_e) \quad (23)$$

经过反正切鉴相器, 可以消除数据相位和避免幅值影响, 可得:

$$\theta_e = \arctan(k1/k2) / 4 \quad (24)$$

在整个处理过程中, 系统对 QPSK 载波调制产生的 90° 相位跳变不敏感, 满足 Costas 环路要求^[12], 且可有效剥离扩频码和扰码, 同时消除幅值 A' , 无需估计信号幅值, 即不用考虑鉴相器的增益问题.

图 3 比较了四种鉴相器在无噪声情况下的输入/输出关系, 即实际相位差和鉴相结果关系. 鉴相器类型包括^[9]: 二象反正切法、正切替代鉴相法、余弦替代鉴相法和消除符号鉴相法. 二象反正切鉴相器最为精确、牵入范围最大, 同时本文通过多路正交载波解决了其他鉴相器存在的受幅值影响、鉴相结果不精确等

问题.

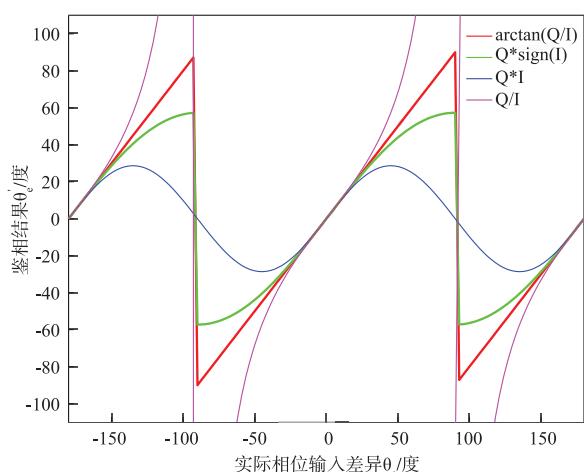


图3 四种鉴相器的输入/输出关系

3.2 环路滤波器

环路滤波器很大程度上决定锁相环的性能,环路滤波器通常是一个低通滤波器^[9],其目的在于降低环路中的噪声,使得滤波器的结果既能真实反映滤波器输入信息的相位变化.下将分别讨论一阶和二阶锁相环的情况^[13]:

在一阶锁相环中,由于不存在滤波器且需要消除环路增益,一阶环路的滤波器传递函数为:

$$F(s) = \frac{1}{K} \omega_n \quad (25)$$

在二阶锁相环中,由于包含积分过程和比例控制过程,二阶环路的滤波器传递函数为:

$$F(s) = \frac{\tau_2 s + 1}{\tau_1 s} \quad (26)$$

其中, K 为环路增益, $\tau_1 = \frac{K}{\omega_n^2}$, $\tau_2 = \frac{2\zeta}{\omega_n}$,特征频率 $\omega_n = \frac{8\zeta B_L}{4\xi^2 + 1}$,即自然角频率, B_L 为环路噪声带宽, ζ 为阻尼系数,其一般设为0.7071,用于控制滤波器到达稳定状态的速度和滤波器的过冲值大小^[7].相位差的特性决定了环路滤波器的选择,对于实际卫星信号,一般使用二阶环路^[14].

表1 不同环路滤波器的性能比较

$F(s)$	$\theta_{e,step}(\infty)$	$\theta_{e,ramp}(\infty)$
$\frac{1}{K} \omega_n$	0	$\frac{\Delta\omega}{K}$
$\frac{\tau_2 s + 1}{\tau_1 s}$	0	0

由 S 域变换到 Z 域,可通过双线性变换过程实现,

得到的 Z 域传递函数为:

$$F(z) = \frac{1}{K} \left(2\sigma\omega_n + \frac{T_s}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \omega_n^2 \right) \quad (27)$$

其中, T_s 为信号采样周期,其值等于环路滤波器的输入数据率.于是,可得:

$$F(z) = \frac{(c_1 + c_2) - c_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (28)$$

其中, $c_1 = 2\sigma\omega_n - \frac{T_s}{2} \omega_n^2$, $c_2 = T_s \omega_n^2$. c_1 被称为比例常量, c_2 被称为积分常量^[15].

利用环路滤波器 Z 域传递函数得到离散数字信号处理过程为:

$$\begin{aligned} \text{output}(n) = & \text{output}(n-1) + (c_1 + c_2) \text{input}(n) \\ & - c_1 \text{input}(n-1) \end{aligned} \quad (29)$$

图4给出了不同环路滤波器参数条件下的相位差跟踪结果^[16].图4(a)是所有跟踪样点在时间序列上的鉴相结果,图4(b)是载波相位跟踪处于稳态的样点.可以看出,相位跟踪的锁定时间和锁定后的相位差稳定性存在矛盾.以 $c_1 = 0.8$ 、 $c_2 = 0.1$ 为例,由图4(a)可知,该参数条件下前期收敛较慢,由图4(b)可知其处于相位锁定阶段时较为稳定.在实际应用中,通常选择折中方案.基于此,本文选择 $c_1 = 0.8$ 、 $c_2 = 0.5$ 作为环路滤波器的参数.

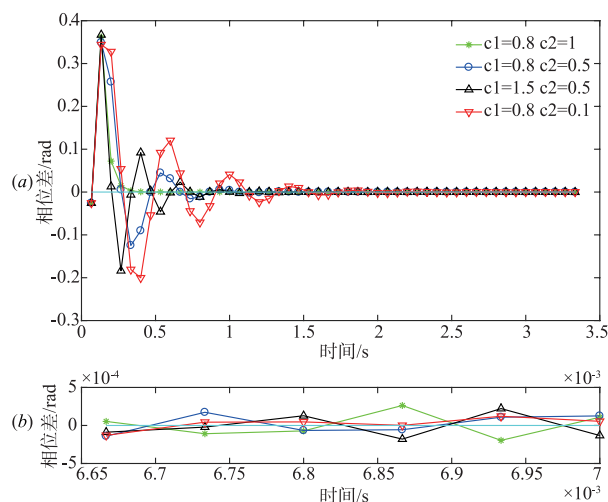


图4 不同滤波器性能

4 算法验证

4.1 仿真测试

本节按照信号模型生成无线信号,对比信号载波和跟踪载波,并验证跟踪算法的正确性.跟踪物理信道只需要满足时间连续性便可以实现相位跟踪,按照卫星 WCDMA 信道生成和接收模型设计仿真参数如表2所示.

表 2 仿真参数

仿真参数	参数值
载波频率/MHz	$f_c = 17.12$
基带速率/MHz	$f_b = 3.84$
采样率/倍	$N_f = 8$
载波频偏/Hz	$\Delta f = 100$
载波相偏/rad	$\Delta\theta = \pi/4$
载波初相/rad	$\theta = 0$
滤波器参数	$c_1 = 0.8, c_2 = 0.5$
跟踪信道	CPICH
仿真次数	10^4

即根据仿真参数设置本地载波 $e^{j[2\pi f_k/(f_c \cdot N_f) + \theta]}$, 调制载波 $e^{j[2\pi(f_c + \Delta f)k/(f_c \cdot N_f) + \theta + \Delta\theta]}$, 通过本文算法实现由本地载波对未知调制载波的高精度跟踪。

图 5 对信号中携带的载波与跟踪得到的载波进行了对比。跟踪环路在前期会有一个收敛的过程, 即真实信号载波相位和跟踪相位不能同步, 如图 5(a) 所示, 图 5(b) 为跟踪环路后期, 已实现对载波相位的锁定, 真实信号相位和跟踪相位基本重叠。

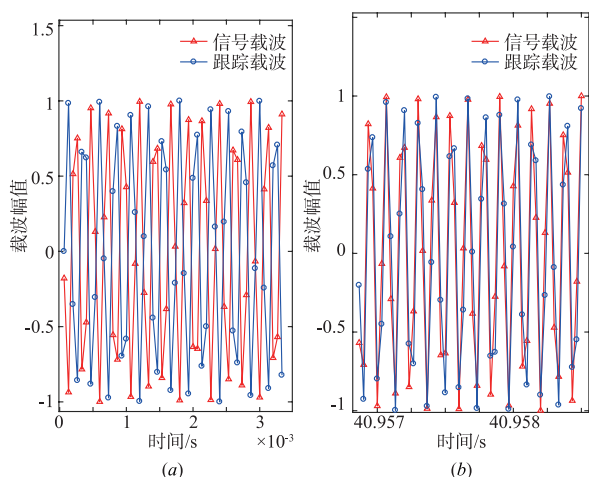


图 5 仿真数据载波相位跟踪结果

4.2 各算法性能测试

QPSK 调制方式的无线信号相位跟踪算法中, 已有算法主要有两种, 一种是传统的 Costas 环路^[17]; 另外一种是数字 Costas 环路, 也称为松尾环^[18]。不同的环路的主要区别为数据的预处理和鉴相器的使用不同。

在 WCDMA 卫星系统中, 相位跟踪环路最大的频偏容限为: $\Delta f_{\max} = \frac{\varphi_{\text{牵入}} \cdot f_b N_f}{2\pi N_{\text{稳}} \cdot SF}$ 其中 $\varphi_{\text{牵入}}$ 为鉴相器牵入范围; f_b 为基带码片速率; N_f 为采样倍数; $N_{\text{稳}}$ 为进入跟踪稳态的样点数; SF 为扩频因子。

为了比较三种跟踪算法的性能, 设置统一仿真系

统参数, 仿真中设置表 2 中参数, 同时设置 SNR 为 -5dB 。跟踪结果如图 6 所示, 定义相位差稳态线为 $\pm 0.015\text{rad}$, 当相位连续鉴相差值 90% 处于稳态线以内时, 认为当前处于相位锁定状态, 即稳定状态。图中可以得出三种方案大约分别在 40、50、53 个样点后进入稳态。采用反正切的方式提取相位差, 鉴相结果不仅携带了相位纠正的方向信息, 还携带了纠正程度信息, 鉴相结果更加的接近真实相位差, 从图中可以看出本文算法相位跟踪过程中收敛的更快, 收敛后更加的稳定。

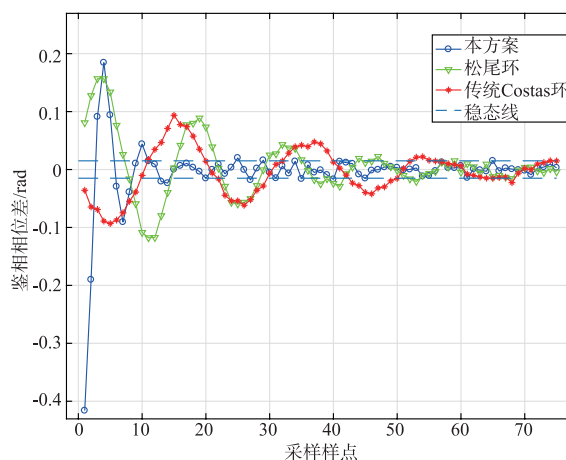


图 6 三种跟踪方案的跟踪对比图

表 3 仿真结果

相位跟踪方案	稳态样点均值	稳态方差均值
本文方案	40.12	3.7604×10^{-4}
松尾环	50.16	4.7341×10^{-4}
传统 Costas 环路	53.08	5.5605×10^{-4}

表 3 为多次仿真的统计结果, 可以得出本文算法在跟踪时间性能上相对于松尾环和传统算法提升了约 20% 和 24%, 进入稳态后的稳定性提升约 20% 和 32%。

信噪比是影响环路性能的重要参数, 为了获得不同信噪比下环路跟踪的情况, 本文进行了跟踪成功率的仿真。当环路实现载波跟踪后稳态数据将会在数据相位 $\varphi = \pi/4 + n\pi/2$ 的附近上下抖动, 以此作为跟踪成功标准。仿真中, 每个环路进行 400 个样点的跟踪, 每次跟踪生成 1000 次随机数据, 用三种跟踪方案分别进行。得到的跟踪情况如下图 7 所示。图中信噪比较差时, 噪声对鉴相的量化信息影响较大, 当信道质量提高时, 纠正方向信息结合量化信息, 跟踪性能将大大提高。

4.3 实测数据

图 8 为第一象限跟踪结果, 图中样点分别为全部样点、跟踪样点和稳态样点。可以看出, 相位跟踪过程有明显的收敛。

图 9 是跟踪过程中相关计算的结果。由图可知, 相关值随着载波恢复而不断增大, 即第一帧存在较大频偏, 相

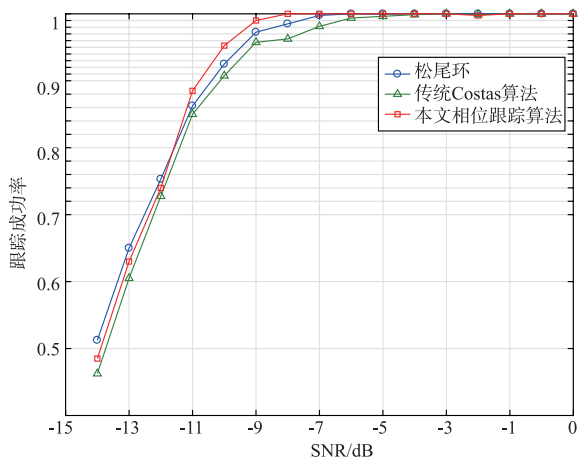


图7 不同信噪比下三种跟踪方案的成功率

位没有实现锁定,故频偏将造成扰码相关性的削弱,而随着载波的恢复,频偏和相偏在跟踪过程中不断得到修正,扰码的相关性将逐渐得到恢复,这也说明锁相环路对载波具有较好的跟踪效果.并且从三个方案的比较中可知,本文算法的相位恢复过程更加迅速,效果更好.

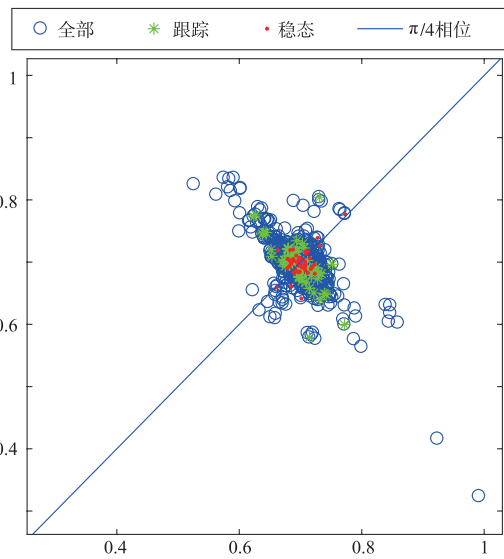


图8 第一象限相位图

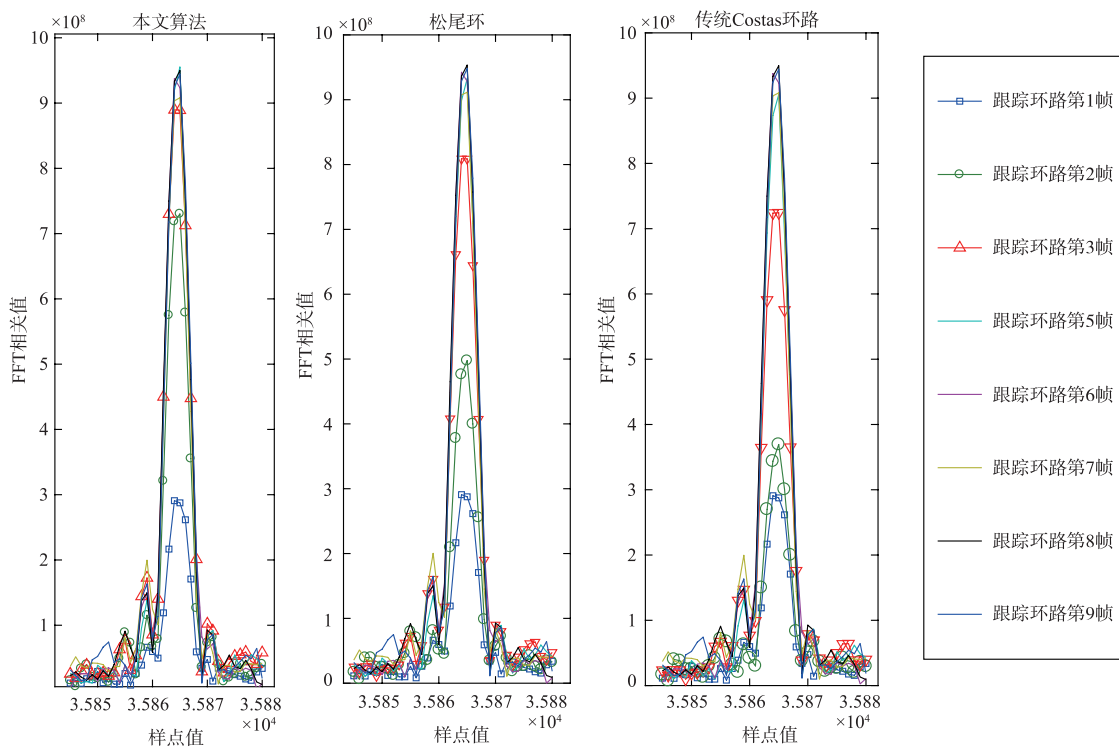


图9 实测数据相关计算结果

5 结束语

为了实现 QPSK 载波调制无线通信系统的载波跟踪,本文提出一种基于 PLL 环路的相位跟踪算法.该算法可有效剥离信号中的扩频码和扰码,鉴相器输出结果不受幅值影响;并根据 Costas 环思想,在提取相位差

时避免数据相位所带来的影响.其次,本文针对信号特性设计专用滤波器,并根据性能需求选择合适的环路滤波器参数以滤除环路噪声,提取更精确的相位差.最后,通过仿真及实测数据,验证了本文算法对于卫星 QPSK 载波调制信号相位跟踪的正确性和有效性.

参考文献

- [1] 吴胜,匡麟玲,倪祖耀,等. WCDMA 同步卫星通信系统的上行多址干扰与容量[J]. 清华大学学报(自然科学版),2010,10:1660-1663.
WU Sheng, KUANG Linling, NI Zuyao, et al. Uplink multiple access interference and capacity of WCDMA GEO satellite communication system[J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 2010, 10: 1660 - 1663. (in Chinese)
- [2] QIAN JINXI, LIU NAJIN, YANG JINGHUI, et al. Research on the suppression of GMR interference in WCDMA satellite system[J]. Journal of Information and Computational Science, 2015, 12(4): 1667 - 1674.
- [3] 倪娟,黄国策,佟阳,等. WCDMA 卫星移动通信 RAKE 接收机性能分析[J]. 计算机工程与设计, 2013, 06: 1901 - 1905.
NI JUAN, HUANG GUOCE, TONG YANG, et al. Performance analysis of RAKE receiver for WCDMA in satellites communication[J]. Computer Engineering & Design, 2013, 06: 1901 - 1905. (in Chinese)
- [4] KARI H, MARKKU J. Interference suppression in WCDMA downlink by symbol-level channel equalization[A]. 2002 11th European Signal Processing Conference [C]. Toulouse, France, 2002. 1 - 4.
- [5] 李建东,郭梯云,郭国扬. 移动通信(第四版)[M]. 西安:西安电子科技大学出版社. 2006. 332 - 354.
- [6] LIU C L, FEHER K. pi/4-QPSK modems for satellite sound/data broadcast systems[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 1991, 37(1): 1 - 8.
- [7] KAI B, NICOLAJ B, 等. 软件定义的 GPS 和伽利略接收机[M]. 北京:国防工业出版社. 2009. 78 - 90.
- [8] YAIR LINN. Robust M-PSK phase detectors for carrier synchronization PLLs in coherent receivers; theory and simulations[J]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57(6): 1794 - 1805.
- [9] 谢钢. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京:电子工业出版社. 2009. 266 - 294.
- [10] GOLESTAN S, EBRAHIMZADEH E, GUERRERO J M, et al. An adaptive least-error squares filter-based phase-locked loop for synchronization and signal decomposition purposes[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1): 336 - 346.
- [11] MOHAJERIN-ARIAEI A, ZIYADI M, CHITGARHA M R, et al. Phase noise mitigation of QPSK signal utilizing phase-locked multiplexing of signal harmonics and amplitude saturation [J]. Optics letters, 2015, 40(14): 3328 - 3331.
- [12] ELLIOTT D K, CHRISTOPHER J H. GPS 原理与应用(第二版)[M]. 北京:电子工业出版社. 2012. 111 - 130.
- [13] SHI Y, YAN D. A research on the relationship between Kalman filter and phase locked loop [A]. 2016 Chinese Control and Decision Conference (CCDC) [C]. Yinchuan, Ningxia, 2016. 5106 - 5110.
- [14] 李颖,庄再举,李洲周,等. 基于可变带宽可控根 FLL-PLL 跟踪算法分析与仿真[J]. 南开大学学报(自然科学版), 2015, 06: 27 - 32.
LI YING, ZHUANG ZAIJU, LI ZHOUSHOU, et al. Analysis and simulation of FLL-PLL tracking algorithm based on variable bandwidth controllable root[J]. Acta Scientiarum Naturalium Universitatis Nankaiensis, 2015, 06: 27 - 32. (in Chinese)
- [15] 王俊,李加琪,吴嗣亮. 锁频环辅助下锁相环的跟踪误差分析[J]. 北京理工大学学报, 2011, 07: 838 - 843.
WANG Jun, LI Jiaqi, WU Siliang. Tracking error analysis of FLL assisted PLL [J]. Journal of Beijing Institute of Technology, 2011, 07: 838 - 843. (in Chinese)
- [16] YOO Y, SEO C, HAN J, et al. Enhanced adaptive loop filter for motion compensated frame [J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2011, 20(8): 2177 - 2188.
- [17] HEIDARPOUR A R, MONTAZEROLGHAEM M A, SABERALI S M. Performance investigation of the modified costas carrier recovery loop for a QPSK modulated signal in the presence of co-channel interference [A]. 2016 24th IEEE Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE) [C]. Shiraz, 2016. 19 - 23.
- [18] YANG Z, BAI Y, ZHAO Z. Design and implementation of the digital costas loop based on software defined radio [A]. First IEEE International Conference on Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control [C]. Beijing, China, 2011. 687 - 690.

作者简介



田增山 男, 1968 年出生, 毕业于河南固始. 电子科技大学获博士学位, 现为重庆邮电大学教授, 主要研究方向为个人通信、卫星导航、无线定位、信号检测与估计.



徐建 男, 1993 年出生于江苏连云港, 2015 于重庆邮电大学获得学士学位, 现为重庆邮电大学在读硕士研究生, 研究方向为信号检测与估计.

E-mail: xujian. ron@139. com