

基于曲线拟合的卫星通信信号参数盲估计

彭 耿, 黄知涛, 王丰华, 姜文利

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘要: 针对非协作卫星通信环境, 提出了一种卫星通信信号参数盲估计方法。它利用线性调制信号功率谱形状的对称性及其与成型滤波器的关系, 基于曲线拟合的思想进行功率谱包络的提取, 进而实现载波频率、带宽等参数的盲估计。仿真结果验证了该方法对 MPSK、MQAM 等常用卫星通信信号的有效性, 且能适应较低的信噪比, 具有计算量小、易于实现等优点。

关键词: 盲参数估计; 曲线拟合; 卫星通信信号

中图分类号: TN 911.7 **文献标志码:** A

Blind parameters estimation of satellite communication signals based on curve fitting

PENG Geng, HUANG Zhi-tao, WANG Feng-hua, JIANG Wen-li

(School of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Aiming at the environment of non-cooperative satellite communications, a blind parameter estimation method is presented. By utilizing power spectrum symmetry of linear modulation signals and its relationship with shaping filters, the spectrum envelope is extracted based on curve fitting. Then basic signal parameters, such as carrier frequency and band width (BW), are blindly estimated. It is confirmed by computer simulation results that the algorithm is effective for conventional satellite communication signals at low signal-to-noise ratio (SNR), such as MPSK and MQAM. The proposed algorithm is also easy to implement with low computation complexity.

Keywords: blind parameter estimation; curve fitting; satellite communication signal

0 引言

在频谱监测、电子侦察等非协作卫星通信系统中, 要对目标星信号进行监测并正确接收, 一个关键的问题就是要快速获取卫星通信信号的载波频率、带宽等基本参数。另一方面, 由于系统的非协作性和扩频通信等隐蔽性强的新通信体制的广泛应用, 使得侦收信号的信噪比很低。因此, 进行适应低信噪比的快速卫星通信信号盲参数估计研究具有十分重要的意义。

文献[1-9]基本上反映了当前国内外关于通信信号参数估计的研究现状, 但将上述方法用于非协作卫星通信环境中的盲参数估计还存在一些不足: 不能适应较低的信噪比, 如带内信噪比 0 dB 以下^[1-3]; 适应的信号类型较单一, 如仅针对 BPSK 信号或直扩信号等^[4-9]; 计算复杂度较高^[6-9]。

本文利用线性调制信号功率谱形状的对称性及其与成型滤波器的关系, 提出了基于曲线拟合的卫星通信信号参数盲估计方法, 能适应较复杂的卫星通信信号类型和低信噪比的非协作卫星通信环境。

1 信号模型

数字调制的卫星通信信号一般形式为

$$s(t) = \text{Re} \{ \tilde{s}(t) e^{j(2\pi f_c t + \phi_0)} \} =$$

$$\frac{1}{2} \{ \tilde{s}(t) e^{j(2\pi f_c t + \phi_0)} + \tilde{s}^*(t) e^{-j(2\pi f_c t + \phi_0)} \} \quad (1)$$

式中, f_c 为载波频率; ϕ_0 为均匀分布于 $(-\pi, \pi)$ 的随机相位; $\tilde{s}(t)$ 为复包络; $*$ 表示复数共轭。

假设信号在传输过程中引入噪声, 则接收信号 $r(t)$ 可表示为

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (2)$$

收稿日期: 2008-10-14; 修回日期: 2009-02-13。

基金项目: 武器装备预研项目(9140A22020607KG0180); 湖南省优秀博士论文基金; 国防科技大学创新研究项目(CX06-01-02); 国防科技大学优秀研究生创新项目资助课题

作者简介: 彭耿(1980-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为通信侦察、空间信息对抗、电子战仿真。E-mail: hjhy-penggeng@163.com

式中,信号 $s(t)$ 与噪声 $n(t)$ 是不相关的。

2 基于曲线拟合的参数盲估计

本节先推导基于曲线拟合的参数盲估计方法的基本原理,进而给出算法的实现步骤,最后提出算法性能评估方法。

2.1 算法基本原理

经过简单推导,可得 $s(t)$ 的自相关函数为

$$R_s(\tau) = E[s(t+\tau)s(t)] = \frac{1}{2}R_s(\tau)e^{j2\pi f_c\tau} + \frac{1}{2}R_s^*(\tau)e^{-j2\pi f_c\tau} \quad (3)$$

对 $R_s(\tau)$ 进行傅里叶变换,可以得到其功率谱为

$$S_s(f) = \frac{1}{2}[S_s(f-f_c) + S_s^*(-f-f_c)] \quad (4)$$

式中, $S_s(f)$ 为复包络 $\tilde{s}(t)$ 的功率谱。尽管 $\tilde{s}(t)$ 和 $R_s(\tau)$ 是复数,但 $S_s(f)$ 为实数,因此得

$$S_s(f) = \frac{1}{2}[S_s(f-f_c) + S_s(-f-f_c)] \quad (5)$$

从式(5)可以看出,数字调制信号的功率谱可以从等效低通信号的功率谱经过简单的频域平移后获得,则分析已调信号的功率谱可以从其等效低通功率谱入手。

对于卫星通信中常用的 MPSK、MQAM 等线性数字调制信号^[10], $\tilde{s}(t)$ 可以表示为

$$\tilde{s}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n g(t-nT_c) \quad (6)$$

式中, T_c 为码片时宽; $\{b_n\}$ 表示信息符号序列; $g(t)$ 为成型脉冲。

易知 $\tilde{s}(t)$ 是一个具有周期性均值和自相关函数的随机过程,即广义循环平稳过程。经推导可得 $\tilde{s}(t)$ 的平均功率谱为

$$S_s = \frac{1}{T_c} |G(f)|^2 S_b(f) \quad (7)$$

式中, $G(f)$ 是 $g(t)$ 的傅里叶变换; $S_b(f)$ 表示信息序列的功率谱,其定义为

$$S_b(f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_b(m) e^{-j2\pi f m T_c} \quad (8)$$

式中, $R_b(m)$ 为信息序列的自相关函数

$$R_b(m) = \frac{1}{2} E[b_n^* b_{n+m}] \quad (9)$$

式(7)说明了 $\tilde{s}(t)$ 的功率谱与成型脉冲 $g(t)$ 的频谱特性和信息序列 $\{b_n\}$ 的依赖关系,即 $\tilde{s}(t)$ 的频谱特性可以由脉冲形状 $g(t)$ 的设计和信息序列的相关性的设计来控制。

下面考虑信息序列 $\{b_n\}$ 是实的且互不相关的情况。在这种情况下,自相关函数 $R_b(m)$ 可以表示为

$$R_b(m) = \begin{cases} \sigma_b^2 + \mu_b^2, & m = 0 \\ \mu_b^2, & m \neq 0 \end{cases} \quad (10)$$

式中, σ_b^2 表示信息符号的方差; μ_b 为符号均值。用式(10)替换式(8)中的 $R_b(m)$, 得到

$$S_b(f) = \sigma_b^2 + \mu_b^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi f m T_c} \quad (11)$$

其频率周期为 $1/T_c$, 也可以看成周期冲激序列的指数傅里叶级数,每个冲激的面积为 $1/T_c$ 。因此,式(11)可以转换为

$$S_b(f) = \sigma_b^2 + \frac{\mu_b^2}{T_c} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{m}{T_c}\right) \quad (12)$$

将式(12)代入式(7),可以得到在信息符号序列不相关的情况下所期望的 $\tilde{s}(t)$ 的功率谱,即

$$S_s(f) = \frac{\sigma_b^2}{T_c} |G(f)|^2 + \frac{\mu_b^2}{T_c} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left|G\left(\frac{m}{T_c}\right)\right|^2 \delta\left(f - \frac{m}{T_c}\right) \quad (13)$$

由式(13)可以看出,基带信号 $\tilde{s}(t)$ 的功率谱由两部分组成:第一项是连续谱,它的形状只依赖于脉冲 $g(t)$ 的频谱特性;第二项由间隔为 $1/T_c$ 的离散频率分量组成,当信息符号具有零均值时,离散的谱分量为零,这一条件在数字卫星通信系统中一般是满足的^[11-12]。因此,结合式(2)、式(5)和式(13)可得接收信号 $r(t)$ 的功率谱为

$$S_r(f) = S_s(f) + S_n(f) =$$

$$A^2 \cdot \frac{\sigma_b^2}{2T_c} |G(f-f_c)|^2 + S_n(f) \quad (14)$$

式中, A 为信号幅度,由于实信号功率谱的对称性,式(14)仅考虑 $f \geq 0$ 的部分。

对于矩形、升余弦、均方根升余弦等成型脉冲,其功率谱的形状都是对称的^[11-12],且都能由余弦函数来表示,如单位幅度矩形脉冲的功率谱可表示为

$$|G(f)|^2 = \frac{1}{2(\pi f)^2} [1 - \cos(2\pi f T_c)] \quad (15)$$

单位幅度升余弦脉冲的功率谱可表示为

$$|G(f)|^2 = \frac{1}{8[\pi f(1-f^2 T_c^2)]^2} [1 - \cos(2\pi f T_c)] \quad (16)$$

单位幅度均方根升余弦脉冲的功率谱可表示为

$$|G(f)|^2 = \begin{cases} 1, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T_c} \\ \frac{1}{8} \left\{ 3 + 4\cos \left[\frac{\pi(2T_c |f| - 1 - \alpha)}{2\alpha} \right] + \cos \left[\frac{\pi(2T_c |f| - 1 - \alpha)}{\alpha} \right] \right\}, & \frac{1-\alpha}{2T_c} < |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T_c} \\ 0, & |f| > \frac{1+\alpha}{2T_c} \end{cases} \quad (17)$$

式中, $0 < \alpha < 1$ 为提升因子(滚降系数)。

对于确定的线性数字调制信号, σ_b^2 是一个确定的恒

值。因此从式(14)可以看出:当背景噪声的功率谱 $S_n(f)$ 比较平稳或平坦时(在非协作卫星通信中这样的背景噪声

环境是满足的),接收信号 $r(t)$ 的功率谱 $S_r(f)$ 的形状主要取决于成型脉冲 $g(t)$ 的功率谱 $|G(f)|^2$ 。当信噪比较低时,信号谱 $S_s(f)$ 将淹没在噪声谱 $S_n(f)$ 中,此时传统的“质心法”和“能量积分法”将不能有效估计载波频率、带宽等参数,但根据其形状的对称性和能由余弦函数表示的特性,采用曲线拟合的方法可将信号谱提取出来进而实现参数盲估计。本文采用傅里叶级数的方法进行信号谱 $S_s(f)$ 的拟合,即

$$S_s(f) = a_0 + \sum_{i=1}^I [a_i \cos(i\omega f) + b_i \sin(i\omega f)] \quad (18)$$

式中, a_0 为常数; ω 为谱线的基频; i 为谐波级数; I 为谐波次数。图 1 给出了接收信号功率谱 $S_r(f)$ 在中值滤波后经过式(18)拟合的效果。

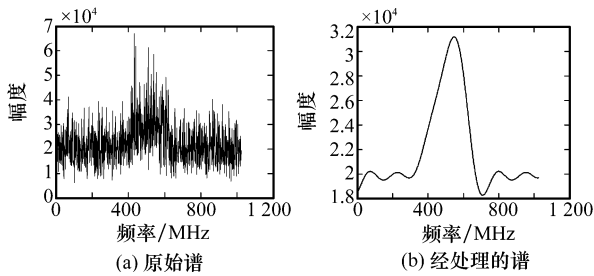


图 1 信号谱在中值滤波后经过拟合的效果图

从图 1 可以看出,经中值滤波和曲线拟合就能很好地提取出信号谱,然后根据它的中心和半功率点即可估计出载波频率、带宽等参数。

2.2 算法实现步骤

根据 2.1 节推导的盲参数估计基本原理,本节给出实现步骤:

步骤 1 根据 Welch 平均周期图法计算功率谱:即将数据以 W 为周期分为 M 段,分别计算每段数据的 DFT,第 k 段数据的 DFT 记为 $R_k(f)$,于是长度为 W 的功率谱可表示为

$$S_r(f) = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M |R_k(f)|^2 \quad (19)$$

$$(M-1)Y + W \leq L \quad (20)$$

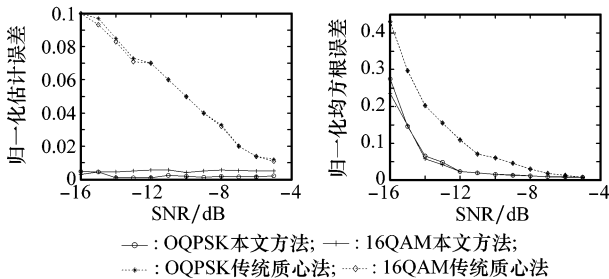


图 2 OQPSK、16QAM 的载频估计偏差
图 3 OQPSK、16QAM 的载频估计均方根误差

为检验提升因子 α 对盲参数估计算法性能的影响,将 α 从 0.5 分别变化到 0.25、0.75,选择信号类型为

式中, L 为接收信号 $r(t)$ 的长度,段与段之间的重叠为 $W-Y$;

步骤 2 对 $S_r(f)$ 进行中值滤波;

步骤 3 根据式(18)进行谱形状的拟合;

步骤 4 用直方图法获取噪声门限 T ;

步骤 5 $S_r(f)$ 减去 T 获得信号谱 $S_s(f)$;

步骤 6 由 $S_s(f)$ 的对称性和参数定义估计载波频率、带宽等参数。

2.3 算法性能评估方法

为检验本文算法的有效性,利用归一化估计偏差 $bias$ 和归一化均方根误差 STD 作为算法性能的评价标准,定义为

$$bias = \frac{1}{\rho} \cdot \left| \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \rho_i - \rho \right| \quad (21)$$

$$STD = \frac{1}{\rho} \cdot \left| \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\rho_i - \bar{\rho})^2 \right|^{1/2} \quad (22)$$

式中, ρ_i 表示估计值; ρ 表示真值; $\bar{\rho}$ 表示估计均值; N 为蒙特卡洛仿真次数。

3 仿真分析

本节先对提出的盲参数估计方法进行仿真实验,并与传统的盲参数估计方法进行性能比对,然后对仿真结果进行总结分析。

3.1 算法仿真

对 DS-OQPSK、16QAM 信号进行盲参数估计仿真,参数设置为:中心频率 25 MHz,采样频率 100 MHz,码元速率 10 Mb/s,码长 10 bit,均方根升余弦成型滤波器的提升因子 $\alpha=0.5$,FFT 长度 $W=2048$, $Y=W$,即段与段之间的重叠为 0,段数 $M=10$,曲线拟合谐波次数 $I=4$,高斯噪声,信噪比从 -16 dB 变化到 -4 dB,进行蒙特卡洛仿真 1 000 次,得图 2~图 5 所示的仿真结果。

为检验数据长度对盲参数估计算法性能的影响,将 FFT 段数 M 从 10 变化到 1,100,选择信号类型为 OQPSK,其它仿真参数设置不变,得图 6~图 7 所示的仿真结果。

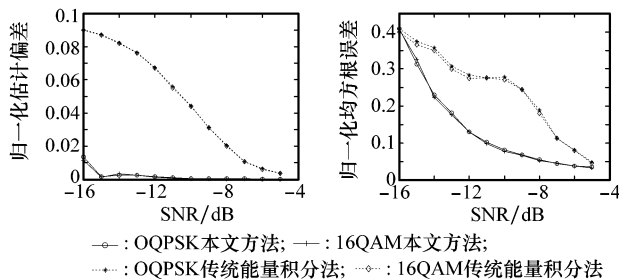


图 4 OQPSK、16QAM 的带宽估计偏差
图 5 OQPSK、16QAM 的带宽估计均方根误差

OQPSK,其它仿真参数设置不变,得图 8~图 9 所示的仿真结果。

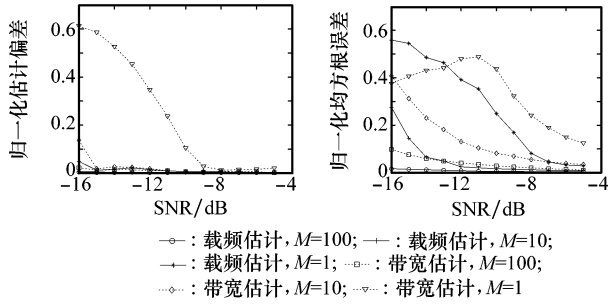


图6 数据长度对参数估计偏差的影响 图7 数据长度对参数估计均方根误差的影响

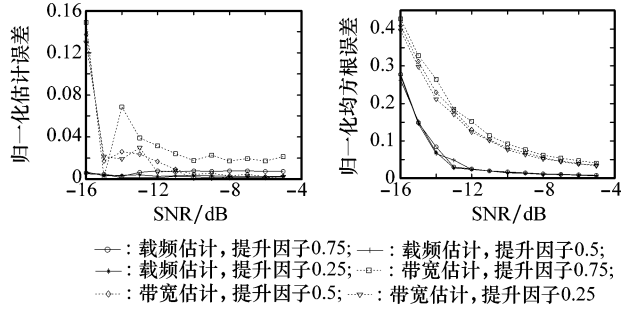


图8 提升因子对参数估计偏差的影响 图9 提升因子对参数估计均方根误差的影响

3.2 仿真结果分析

对3.1节的盲参数估计仿真结果进行分析,可以得出如下结论。

(1) 本算法明显优于传统的质心法和能量积分法^[1, 12],在达到相同的归一化估计偏差和均方根误差的条件下,信噪比适应能力提高了6 dB~8 dB;

(2) 数据积累(即数据段数的增加)在一定程度上能提高盲参数估计能力,在信噪比为-15 dB,段数达到M=10(20 480个数据点)时,归一化估计偏差就已经小于10⁻²;

(3) 提升因子对载频估计的归一化偏差和归一化均方根误差的影响很小,当提升因子超过0.5且增大时,带宽估计的归一化偏差虽然会增加,但仍保持在2×10⁻²的水平,而带宽估计的归一化均方根误差则基本不受影响;

(4) 虽然仿真中噪声设置为高斯白噪声,但本算法其实只需背景噪声谱包络较平坦或平稳时性能就不会受到影响,同时具有一定的抗单音、多音等窄带干扰的能力。

4 结束语

针对复杂的非协作卫星通信环境,本文通过分析线性调制DSSS/MPSK/MQAM等常见卫星通信信号功率谱的形状特征,提出了一种适应低信噪比的基于曲线拟合的快速盲参数估计方法,它充分利用了功率谱形状的对称性及其主要由成型滤波器决定的特性,在低信噪比下也能很好地提取出信号谱包络,具有较好的盲参数估计能力。仿真实验验证了算法的有效性,具有一定的军事意义和推广价值。

参考文献:

[1] 葛凤翔, 孟华东, 彭应宁, 等. 杂波谱中心和谱宽估计方法[J]. 清华大学学报:自然科学版, 2002, 42(7):941-944.

[2] 范海波, 杨志俊, 曹志刚. 卫星通信用调制方式的自动识别[J]. 通信学报, 2004, 25(1):140-149.

[3] 詹亚锋, 曹志刚, 马正新. M-QAM信号的调制样式识别[J]. 通信学报, 2004, 25(2):68-74.

[4] Gil Gye-Tae, Sohn Il-Hyun, Park Jin-Kyu, et al. Joint ML estimation of carrier frequency, channel, I/Q mismatch, and DC offset in communication receivers[J]. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2005, 54(1):338-349.

[5] 邓振森, 刘渝. MPSK信号载频盲估计[J]. 通信学报, 2007, 28(2):94-100.

[6] Shen Zhenhui, Tang Bing, Lü Yan, et al. Multiple parameters estimation simultaneously for DS-SS/BPSK signal based on fourth-order cumulant 2D slice[C]// *International Conference on Communications, Circuits and Systems*, 2004: 867-870.

[7] 金艳, 姬红兵, 罗军辉. 一种基于循环统计量的直扩信号检测与参数估计方法[J]. 电子学报, 2006, 34(4): 634-637.

[8] 潘申富, 李振东, 梁庆林. 基于直接判决反馈的BPSK/QPSK信号幅度估计[J]. 北京大学学报:自然科学版, 2004, 40(5): 830-834.

[9] 史建锋, 朱良学, 冯辉. 基于循环谱包络的BPSK码元速率估计算法研究[J]. 系统工程与电子技术, 2007, 29(2): 186-188. (Shi Jianfeng, Zhu Liangxue, Feng Hui. Research on chip-rate estimation for BPSK based on cyclic spectrum amplitude[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2007, 29(2):186-188.)

[10] Ibnkahla M, Rahman Q M, Sulyman A I, et al. High-speed satellite mobile communications: technologies and challenges[J]. *Proc. of the IEEE*, 2004, 92(2):312-339.

[11] Simon M K, Alouini M S. Digital communication over fading channels[M]. *England: Wiley*, 2005:100-104.

[12] Proakis J G. Digital communications[M]. 4版. 张力军, 张宗橙, 郑宝玉, 等, 译. 北京: 电子工业出版社, 2003:80-100.