

卫星通信信号的多普勒频率参数盲估计

彭 耿^{1,2}, 黄知涛², 姜文利², 周一宇²

(1. 海军装备研究院信息工程技术研究所, 北京 102249;

2. 国防科学技术大学电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要: 用泰勒级数的展开形式表示高动态的多普勒频率参数, 推导了信号非线性变换后相邻数据样本的相位差与多普勒频率、一次变化率、二次变化率等多普勒频率参数的关系, 由此建立了方程组并通过解方程实现无需任何先验信息的多普勒频率参数盲估计。仿真实验验证了该方法对 M 进制相移键控(M-ary phase shift keying, MPSK)、M 进制正交幅度调制(M-ary quadrature amplitude modulation, MQAM)等常用卫星通信信号的可行性和有效性。

关键词: 信息处理技术; 盲估计; 多普勒频率参数; 卫星通信信号

中图分类号: TN 911.7

文献标志码: A

Blind Doppler parameters estimation of satellite communication signals

PENG Geng^{1,2}, HUANG Zhi-tao², JIANG Wen-li², ZHOU Yi-yu²

(1. Inst. of Information Engineering and Technology, Naval Academy of Armament, Beijing 102249, China;

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

Abstract: Firstly, high dynamic Doppler parameters are expressed with Taylor series. Then, the relationship of Doppler frequency shift, the first order derivative and the second order derivative with the phase difference of adjacent data samples is deduced after signal nonlinear transform. Finally, an equation set is constructed and Doppler parameters are blindly estimated by solving the equations without any prior knowledge. Simulation results validate the method's feasibility and availability for commonly used satellite communication signals, such as M-ary phase shift keying (MPSK), M-ary quadrature amplitude modulation (MQAM) and so on.

Keywords: information processing technology; blind estimation; Doppler parameter; satellite communication signal

0 引言

对于一个地面接收站而言, 工作在 C 波段的中轨道(约 10 000 km)和低轨道(约 1 000 km)卫星通信系统的最大多普勒频移的典型值^[1]分别为 ± 100 kHz 和 ± 200 kHz; 同时对于工作在 2.4 GHz 的高度为 300 km 的低轨卫星通信系统^[2], 其最大多普勒频移变化率可达 1.6 kHz/s。可见, 中低轨卫星通信信号的多普勒频移具有大范围快速时变的特点, 这就对正确数据解调提出了很高的要求。

一类直观的方法就是对接收机锁相环路的宽带捕获和大动态范围跟踪进行改善^[3-6], 但会影响系统其他方面的性能, 如增加系统的复杂性、延长信号捕获时间等, 同时所能适应的快时变范围也有限。于是人们就开始探讨另一类方法: 通过对多普勒频移的估计来实现频偏的补偿或消除, 研究成果主要有文献[7-14]。文献[7-8]基于开普勒定律计算卫星和接收站之间的相对位置和速度, 从而预先估计

出多普勒频移, 但需已知轨道根数和进行时间同步; 文献[9-13]是利用已知的导频信息进行多普勒频移估计; 文献[14]是在已知数据码的调制且接收信号已解调的假设下, 对经解扩和数据码解调的正弦载波信号, 用最大似然估计器和扩展卡尔曼滤波器估计多普勒频率、一次变化率、二次变化率等多普勒频率参数。

上述方法都是在已知一定先验信息的假设下提出的, 本文基于非协作卫星通信的需要, 通过推导信号非线性变换后相邻数据样本的相位差与多普勒频率(文中仿真为信号起始时刻频率的估计与信号真实载波频率之差)、一次变化率、二次变化率的关系, 由此建立了方程组求解多普勒频率参数, 提出了无需任何先验信息的多普勒频率参数盲估计方法。

1 信号模型建立

理想的 M 进制相移键控(M-ary phase shift keying,

收稿日期: 2008-12-01; 修回日期: 2009-11-16。

基金项目: 湖南省优秀博士论文基金; 国防科技大学优秀研究生创新资助课题

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

MPSK)信号中,载波相位有 M 种取值,则 MPSK 信号一般可表示为

$$s_m(t) = \text{Re} [g(t)e^{j(2\pi f_c t + \theta_m)}] \quad (1)$$

$$m = 1, 2, \dots, M, 0 \leq t \leq T_s$$

式中, $\text{Re}[\cdot]$ 表示取实部; $g(t)$ 为信号脉冲波形,亦即成型滤波器的脉冲响应; f_c 为载波频率; $\theta_m = 2\pi(m-1)/M$ 代表传送被发射信息的载波的 M 种可能相位; $T_s = 1/f_s$ 为采样时间间隔。

理想的 M 进制正交幅度调制(M-ary quadrature amplitude modulation, MQAM)信号一般可表示为

$$s_m(t) = \text{Re} [V_m e^{j\theta_m} g(t) e^{j2\pi f_c t}] \quad (2)$$

$$\begin{cases} V_m = \sqrt{A_{mc}^2 + A_{ms}^2} \\ \theta_m = \arctan \left(\frac{A_{ms}}{A_{mc}} \right) \end{cases} \quad (3)$$

式中, A_{mc} 和 A_{ms} 是两个正交载波的携带信息的信号幅值; $V_m > 0$; θ_m 为一组离散相位值,当 $M=4$ 时为 $\{-3\pi/4, -\pi/4, \pi/4, 3\pi/4\}$, $M=8$ 时为 $\{-3\pi/4, -\pi/2, -\pi/4, 0, \pi/4, \pi/2, 3\pi/4, \pi\}$ 。

于是理想的 MPSK、MQAM 信号,可用统一的数学形式表示为

$$s_m(t) = \text{Re} \{A \cdot g(t) e^{j(\omega_c t + \Phi)}\} \quad (4)$$

式中, $A > 0$; $\omega_c = 2\pi f_c$; Φ 为包含了数据信息的离散相位值。

对于实际接收的 MPSK、MQAM 信号,其解析表达式可写为

$$r(t) = Ag(t) \cdot \exp \{j[\omega_c t + \Phi + \theta(t)]\} + n(t) \quad (5)$$

式中, $n(t)$ 是均值为 0、方差为 σ^2 的窄带复高斯白噪声; $\theta(t)$ 为多普勒频率 $\omega_d(t)$ ($\omega_d(t) = 2\pi f_d(t)$) 的积分形式,即

$$\theta(t) = \int_0^t \omega_d(\tau) d\tau \quad (6)$$

2 算法原理推导

本节先给出了高动态多普勒频率参数的泰勒级数展开形式表示,然后推导了信号非线性变换后相邻数据样本的相位差与多普勒频率、一次变化率、二次变化率等多普勒频率参数的关系,由此建立方程组进行求解,进而提出了多普勒频率参数盲估计方法。

2.1 多普勒频率参数

多普勒频率过程(假定其所有的 k 阶变化率都存在)可表达为 t_0 附近的泰勒级数展开形式,即

$$\begin{cases} f_d(t) = \sum_{k=0}^{\infty} f_k \frac{(t-t_0)^k}{k!} \\ f_k = \left. \frac{\partial^k f_d(t)}{\partial t^k} \right|_{t=t_0} \end{cases} \quad (7)$$

令数据接收时刻为 $t_0=0$,则在其附近展开表示的相位 $\theta(t)$ 可表示为

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \theta_0 + 2\pi \left[f_0 t + \frac{f_1}{2} t^2 + \frac{f_2}{6} t^3 \right] = \\ &\theta_0 + \omega_0 t + \frac{\omega_1}{2} t^2 + \frac{\omega_2}{6} t^3 \end{aligned} \quad (8)$$

式中, θ_0 为初始相位; f_0 表示多普勒频率, Hz; f_1 为其一阶变化率, Hz/s; f_2 为其二阶变化率, Hz/s²; ω_0 、 ω_1 、 ω_2 为对

应的角频率,分别与卫星相对于接收机的速度、加速度和加速度的变化率有关。

2.2 算法原理推导

若将 $r(t)$ 写成数字形式,可得序列 $\{r_k\}$ 为

$$r_k = Ag(k) \cdot \exp \{j[\omega_c k + \Phi + \theta(k)]\} + n_k \quad (9)$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1$$

式中, N 表示序列 $\{r_k\}$ 的长度。

从式(9)可见,携带数据信息的 Φ 和多普勒信息的 θ 都包含在序列 $\{r_k\}$ 的相位信息中。为了去除数据信息的影响,对 r_k 作一非线性变换,即对 r_k 进行 M 次方(M 可取为常用 M 进制 PSK、QAM 信号的一个最大进制,对于卫星通信来说一般有 $M \leq 8^{[15]}$),可得一新的序列 $\{y_k\}$,即

$$y_k = (r_k)^M = \{Ag(k) \cdot e^{j[\omega_c k + \Phi + \theta(k)]} + n_k\}^M = F(|r_k|) \cdot e^{j(M\phi)}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (10)$$

式中, $F(\cdot)$ 表示作 M 次方; $\phi = \arg(r_k)$ 。

当信噪比较高时^[16],有

$$\arg(r_k) = \omega_c k + \Phi + \theta(k) + u_k \quad (11)$$

式中, u_k 是与 n_k 等效的相位噪声,也是零均值高斯噪声,且其方差为 $\sigma^2/2$ 。故可得

$$\begin{aligned} M\phi &= M \cdot \arg(r_k) = \\ M[\omega_c k + \Phi + \theta(k) + u_k] \end{aligned} \quad (12)$$

则

$$\arg(y_k) = M \cdot [\omega_c k + \theta(k) + u_k] \quad (13)$$

这样就消除了数据信息对相位的影响。由于求幅角是一个以 2π 取模的非线性过程,为了避免发生 2π 混叠,可采用相邻样本的相位差,即

$$\begin{aligned} \arg(y_k y_{k-m}^*) &= M[m \cdot \omega_c + (u_k - u_{k-m})] + \\ M[\theta(k) - \theta(k-m)], m &= 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (14)$$

将式(8)的离散形式代入式(14)可得

$$\begin{aligned} \arg(y_k y_{k-m}^*) &= M(u_k - u_{k-m}) + MnT_s \cdot (\omega_c + \omega_0) + \\ \frac{Mm(2k-m)}{2} T_s^2 \cdot \omega_1 + \frac{Mm(3k^2 - 3km + m^2)}{6} T_s^3 \cdot \omega_2 \end{aligned} \quad (15)$$

令 $\omega_i = \omega_c + \omega_0$,则它表示接收数据 $r(t)$ 起始时刻的频率。将 $k=m, m+1, \dots, N-1$ 代入式(15)并累加可得

$$\begin{aligned} \sum_{k=m}^{N-1} \arg(y_k y_{k-m}^*) &= \sum_{k=m}^{N-1} M(u_k - u_{k-m}) + \\ Mm(N-m)T_s \cdot \omega_i + \sum_{k=m}^{N-1} \frac{Mm(2k-m)}{2} T_s^2 \cdot \omega_1 + \\ \sum_{k=m}^{N-1} \frac{Mm(3k^2 - 3km + m^2)}{6} T_s^3 \cdot \omega_2 \end{aligned} \quad (16)$$

进一步将式(16)化简得

$$\begin{cases} \sum_{k=m}^{N-1} \arg(y_k y_{k-m}^*) = \sum_{k=m}^{N-1} M(u_k - u_{k-m}) + \\ aT_s \cdot \omega_i + bT_s^2 \cdot \omega_1 + cT_s^3 \cdot \omega_2 \\ a = Mm(N-m) \\ b = \frac{Mm}{2} [N^2 - N(m+1) + m] \\ c = \frac{Mm}{12} [2N^3 - 3N^2(m+1) + \\ N(1+3m+2m^2) - m - m^3] \end{cases} \quad (17)$$

将 $m=1$ 代入式(17)可得

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^{N-1} \arg(y_k y_{k-1}^*) &= M(N-1)T_s \cdot \omega_i + \frac{M}{2}(N^2 - 2N + 1)T_s^2 \cdot \omega_1 + \frac{M}{6}(N^3 - 3N^2 + 3N - 1)T_s^3 \cdot \omega_2 + \\ &\sum_{k=1}^{N-1} M(u_k - u_{k-1}) = M(N-1)T_s \cdot \omega_i + \frac{M}{2}(N^2 - 2N + 1)T_s^2 \cdot \omega_1 + \\ &\frac{M}{6}(N^3 - 3N^2 + 3N - 1)T_s^3 \cdot \omega_2 + \Sigma_1 \end{aligned} \quad (18)$$

令 $m=1$, 用 $k+2, k+4, k+6$ 分别代替式(14)中的 k 并联合式(14)可得如下方程组

$$\begin{cases} \arg(y_k y_{k-1}^*) = M(u_k - u_{k-1}) + MT_s \cdot \omega_i + \frac{M(2k-1)}{2} T_s^2 \cdot \omega_1 + \frac{M(3k^2 - 3k + 1)}{6} T_s^3 \cdot \omega_2 \\ \arg(y_{k+2} y_{k+1}^*) = M(u_{k+2} - u_{k+1}) + MT_s \cdot \omega_i + \frac{M(2k+3)}{2} T_s^2 \cdot \omega_1 + \frac{M(3k^2 + 9k + 7)}{6} T_s^3 \cdot \omega_2 \\ \arg(y_{k+4} y_{k+3}^*) = M(u_{k+4} - u_{k+3}) + MT_s \cdot \omega_i + \frac{M(2k+7)}{2} T_s^2 \cdot \omega_1 + \frac{M(3k^2 + 21k + 37)}{6} T_s^3 \cdot \omega_2 \\ \arg(y_{k+6} y_{k+5}^*) = M(u_{k+6} - u_{k+5}) + MT_s \cdot \omega_i + \frac{M(2k+11)}{2} T_s^2 \cdot \omega_1 + \frac{M(3k^2 + 33k + 91)}{6} T_s^3 \cdot \omega_2 \end{cases} \quad (19)$$

化简方程组(19)可分别得

$$\arg(y_{k+2} y_{k+1}^*) - \arg(y_k y_{k-1}^*) = M(u_{k+2} + u_{k-1} - u_{k+1} - u_k) + 2MT_s^2 \cdot \omega_1 + M(2k+1)T_s^3 \cdot \omega_2 \quad (20)$$

$$\begin{aligned} &[\arg(y_{k+6} y_{k+5}^*) - \arg(y_{k+4} y_{k+3}^*)] - [\arg(y_{k+2} y_{k+1}^*) - \arg(y_k y_{k-1}^*)] = \\ &M[(u_{k+6} + u_{k+3} - u_{k+5} - u_{k+4}) - (u_{k+2} + u_{k-1} - u_{k+1} - u_k)] + 8MT_s^3 \cdot \omega_2 \end{aligned} \quad (21)$$

将 $k=1, 2, \dots, N-3$ 分别代入式(20)累加求和可得

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^{N-3} [\arg(y_{k+2} y_{k+1}^*) - \arg(y_k y_{k-1}^*)] &= 2M(N-3)T_s^2 \cdot \omega_1 + \sum_{k=1}^{N-3} (2k+1) \cdot MT_s^3 \omega_2 + \\ \sum_{k=1}^{N-3} [M(u_{k+2} + u_{k-1} - u_{k+1} - u_k)] &= 2M(N-3)T_s^2 \cdot \omega_1 + M(N^2 - 5N + 7)T_s^3 \cdot \omega_2 + \\ \sum_{k=1}^{N-3} [M(u_{k+2} + u_{k-1} - u_{k+1} - u_k)] &= 2M(N-3)T_s^2 \cdot \omega_1 + M(N^2 - 5N + 7)T_s^3 \cdot \omega_2 + \Sigma_2 \end{aligned} \quad (22)$$

将 $k=1, 2, \dots, N-7$ 分别代入式(21)累加求和可得

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^{N-7} \{[\arg(y_{k+6} y_{k+5}^*) - \arg(y_{k+4} y_{k+3}^*)] - [\arg(y_{k+2} y_{k+1}^*) - \arg(y_k y_{k-1}^*)]\} &= 8M(N-7)T_s^3 \cdot \omega_2 + \\ \sum_{k=1}^{N-7} \{M[(u_{k+6} + u_{k+3} - u_{k+5} - u_{k+4}) - (u_{k+2} + u_{k-1} - u_{k+1} - u_k)]\} &= 8M(N-7)T_s^3 \cdot \omega_2 + \Sigma_3 \end{aligned} \quad (23)$$

于是式(18)、式(22)和式(23)可组成如下多普勒频率参数方程组

$$\begin{cases} \sum_{k=1}^{N-1} \arg(y_k y_{k-1}^*) = M(N-1)T_s \cdot \omega_i + \frac{M}{2}(N^2 - 2N + 1)T_s^2 \cdot \omega_1 + \frac{M}{6}(N^3 - 3N^2 + 3N - 1)T_s^3 \cdot \omega_2 + \Sigma_1 \\ \sum_{k=1}^{N-3} [\arg(y_{k+2} y_{k+1}^*) - \arg(y_k y_{k-1}^*)] = 2M(N-3)T_s^2 \cdot \omega_1 + M(N^2 - 5N + 7)T_s^3 \cdot \omega_2 + \Sigma_2 \\ \sum_{k=1}^{N-7} \{[\arg(y_{k+6} y_{k+5}^*) - \arg(y_{k+4} y_{k+3}^*)] - [\arg(y_{k+2} y_{k+1}^*) - \arg(y_k y_{k-1}^*)]\} = 8M(N-7)T_s^3 \cdot \omega_2 + \Sigma_3 \end{cases} \quad (24)$$

利用 u_k 为零均值高斯噪声和 $N \gg 1$ 的条件, 则 $\Sigma_1, \Sigma_2, \Sigma_3$ 趋近于零, 于是通过式(24)就可解得 $\omega_2 = 2\pi f_2, \omega_1 = 2\pi f_1, \omega_i = 2\pi f_i (f_0 = f_i - f_c)$, 从而实现无需任何先验信息的多普勒频率参数盲估计。

3 计算机仿真分析

本节先给出算法性能评价标准, 然后对本文提出的算法进行计算机仿真分析。

3.1 算法性能评价标准

为检验本文算法性能, 计算估计值的归一化偏差 $bias$ 和归一化均方根误差 STD 作为评价标准, 定义如下

$$\bar{\rho} = \frac{1}{Mum} \sum_{i=1}^{Mum} \rho_i \quad (25)$$

$$bias = \frac{1}{\rho} \left| \frac{1}{Mum} \sum_{i=1}^{Mum} \rho_i - \rho \right| \quad (26)$$

$$STD = \frac{1}{\rho} \left(\frac{1}{Mum} \sum_{i=1}^{Mum} (\rho_i - \bar{\rho})^2 \right)^{1/2} \quad (27)$$

式中, Mum 为 Monte Carlo 仿真次数。

3.2 算法性能仿真分析

仿真产生典型的 DS-QPSK 和 QAM 信号, 参数设置为: 采样频率 200 MHz、中心频率 15 MHz、码元速率 10 MHz、扩频码长 10 bit、数据长度 10 000、多普勒频率

100 kHz、多普勒频率变化率 1.5 kHz/s、初始相位 θ_0 随机产生, Monte Carlo 仿真 1 000 次, 得多普勒频率参数盲估计值的归一化偏差和归一化均方根误差随信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 的变化如图 1、图 2 所示。

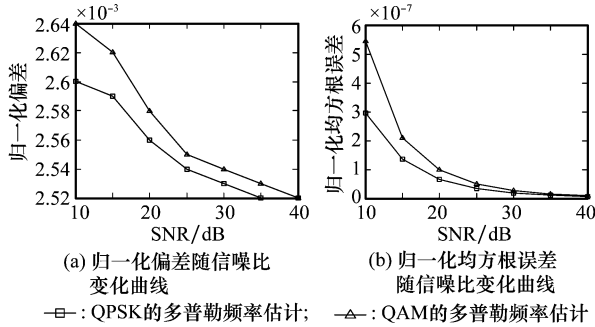


图 1 多普勒频率盲估计仿真结果

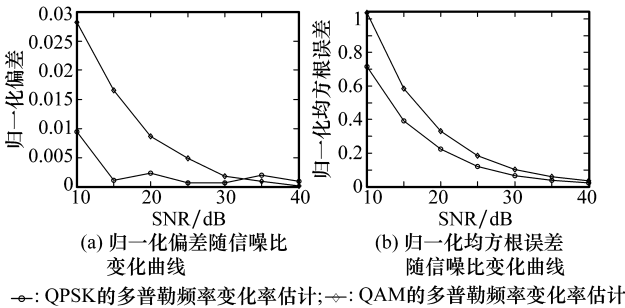


图 2 多普勒频率变化率盲估计仿真结果

数据长度分别取 5 000、10 000、15 000, 其他上述仿真条件不变, 以分析数据长度对多普勒频率参数盲估计的影响, 仿真结果如图 3 所示。

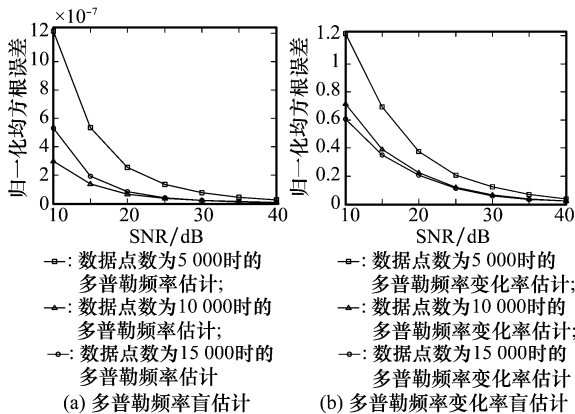


图 3 数据长度对多普勒频率参数盲估计的影响

根据上述仿真结果, 可以得出如下结论:

- (1) 从图 1 和图 2 可以看出, 对于 MPSK、MQAM 等常用卫星通信信号, 算法性能基本不受信号样式的影响;
- (2) 当 $SNR \geq 10$ dB 时, 多普勒频率和多普勒频率变化率的归一化估计偏差均在 10^{-3} 、 10^{-2} 数量级, 归一化均方根误差与文献[14]在已知数据码的调制且接收信号已解调的假设下给出的仿真结果相近, 能较好地满足工程实践的需要;

(3) 在一定范围内, 数据长度的增加能在一定程度上提高算法的盲估计性能, 具体的数据长度要依工程实践而定。

4 结束语

本文用泰勒级数展开式表示高动态的多普勒频率参数, 通过推导信号非线性变换后相邻数据样本的相位差与多普勒频率、一次变化率、二次变化率等多普勒频率参数的关系建立方程组, 从而通过解方程实现无需任何先验信息的多普勒频率参数盲估计。仿真实验验证了该方法对 MPSK、MQAM 等常用卫星通信信号的可行性和有效性。

参考文献:

- [1] 吴诗其, 吴廷勇, 卓宁兴. 卫星通信导论[M]. 2 版. 北京: 电子工业出版社, 2006: 20-30.
- [2] Kajiwara A. Mobile satellite CDMA system robust to Doppler shift[J]. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 1995, 44(4): 480-486.
- [3] 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.
- [4] Liu Qingchong. Frequency synchronization in global satellite communication systems[J]. *IEEE Trans. on Communication*, 2003, 51(3):359-365.
- [5] 帅涛, 刘会杰, 梁旭文, 等. 一种大频偏和低信噪比条件下的全数字锁相环设计[J]. *电子与信息学报*, 2005, 27(8): 1208-1212.
- [6] 朱爱民, 杨喜根, 单超, 等. 一种基于 AR 模型的大频偏估计算法[J]. *系统仿真学报*, 2006, 18(1): 37-40.
- [7] Ali I, Al-Dhahir N, Hershey J E. Doppler characterization for LEO satellites[J]. *IEEE Trans. on Communication*, 1998, 46(3):309-313.
- [8] 孙川, 梅顺良. 卫星通信中多普勒频偏的预校正[J]. *电波科学学报*, 2006, 21(2): 224-228.
- [9] Michele M. Doppler-rate estimation for burst digital transmission[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2002, 50(5):707-710.
- [10] Hua Jingyu, You Xiaohu. Doppler shift estimation methods in mobile communication systems[J]. *Journal of Southeast University (English Edition)*, 2004, 20(4):405-411.
- [11] 童卓, 王东进, 刘发林. 低轨卫星的多普勒频移实时估计[J]. *中国科学技术大学学报*, 2004, 34(2):190-195.
- [12] 吴团锋, 朱爱民, 杨喜根, 等. GMSK 信号的多普勒频移快捕和跟踪[J]. *信号处理*, 2006, 22(1): 114-118.
- [13] Hua Jingyu, Hua Han, Li Jin, et al. An improved method for Doppler shift estimation in CP-SCBT mobile communication systems[C]// *Proc. of the Second International Conference on Wireless and Mobile Communications*, Bucharest, Romania, 2006:57.
- [14] 王晓湘. 高动态多普勒频率估计及其 Cramer-Rao 界[J]. *电子与信息学报*, 2004, 26(2): 206-212.
- [15] Mohamed I, Quazi M R, Ahmed I S, et al. High-speed satellite mobile communications: technologies and challenges [C] // *Proc. of the IEEE*, 2004, 92(2):312-339.
- [16] 罗宾斯. 相位噪声[M]. 秦士, 姜遵富, 译. 北京: 人民邮电出版社, 1988:80-86.