

文章编号: 1001 - 893X(2010)08 - 0076 - 05

多音干扰下 DS/FH 混合扩频测控信号检测性能分析^{*}

路伟涛, 杨文革, 孟生云

(装备指挥技术学院, 北京 101416)

摘 要:分析 DS/FH(直扩/跳频)混合扩频测控信号在干扰环境下的性能对该新测控体制的研究具有重要的意义。推导了多音干扰环境下 DS/FH 测控信号的检测概率和虚警概率表达式, 仿真分析了不同直扩增益、跳频增益组合情况在不同多音干扰条件下的检测性能, 得到了一些有意义的结论, 为进一步研究提供了参考。

关键词:航天测控; DS/FH; 多音干扰; 检测概率; 虚警概率; 恒虚警检测

中图分类号: TN973.2 **文献标识码:** A doi: 10.3969/j.issn.1001 - 893x.2010.08.016

Detection Performance Analysis of DS/FH Hybrid Spread Spectrum TT&C Signals under Multi - tone Jamming

LU Wei - tao , YANG Wen - ge , MENG Sheng - yun

(The Academy of Equipment Command & Technology, Beijing 101416, China)

Abstract: Analysing the performance of DS/FH hybrid spread spectrum TT&C signals in jamming environment is important for the study of this novel TT&C system. In this paper expressions for detection probability and false alarming probability of DS/FH TT&C signals under MTJ (Multi - Tone Jamming) are deduced, the detection performance is simulated and analysed with different configuration of DS and FH spreading gain, and valuable conclusion is drawn, which offers references for further research on DS/FH signals application in TT&C system.

Key words: aerospace TT&C; DS/FH; multi - tone jamming; detection probability; false alarming probability; CFAR

1 引 言

随着信息化电子干扰的发展和空间作战的提出, 测控系统必须具有很强的抗干扰、抗截获能力。DS/FH 混合扩频体制综合了直接序列扩频(DSSS)系统和跳频系统两方面的优点, 是目前国内外公认的最有生命力的抗干扰体制, 采用该体制的测控系统在复杂的电磁环境中将具有很强的生存能力以及很高的可靠性。目前, 国内在 DS/FH 混合测控体制同步方案和系统性能等方面进行了一定的理论探索^[1-2], 但都是以比较理想的环境为背景的。为了更全面地评价该测控体制以及有针对性地研究抗干

扰措施, 同时也为了给系统参数的设定提供建议^[3-4], 有必要对该体制在干扰环境下的具体表现进行研究。

关于多音干扰对 DS/FH 混合扩频通信系统的影响已经有了较为深入的研究。文献[3, 5]分别考察了多音干扰环境下 DS/FH 混合扩频通信系统的同步概率和误码率; 文献[6]指出多音干扰可以改变干扰音调数, 使得在干扰功率一定时达到最佳的干扰效果; 文献[5, 7]指出干扰与信道中心频率不同时系统性能衰减也有所不同。

本文结合前人工作以及航天测控环境的特点对多音干扰环境下 DS/FH 混合测控体制的检测性能进行了初步探讨。首先介绍了接收机检测捕获模

^{*} 收稿日期: 2010 - 03 - 05; 修回日期: 2010 - 04 - 07

型,然后对检测概率和虚警概率进行了理论推导,做了一些仿真与分析,最后进行了总结。

2 DSSS 捕获检测模型

一般假设 DS/FH 混合扩频系统的一个跳频信道只可能存在一个干扰音调,等效于在每个干扰信道上单音干扰对直扩系统的影响,所以只需建立直扩系统的捕获检测模型。直扩系统的捕获一般采样相关运算,检测采用平方律准则,如图 1 所示。

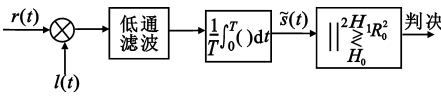


图 1 DSSS 捕获检测原理图
Fig.1 Acquisition and detection for DSSS

设接收信号 $r(t)$ 与本地中频信号 $l(t)$ 分别为

$$\begin{aligned} r(t) &= s(t) + j(t) + n(t) \\ l(t) &= \sqrt{2} P n(t) \exp(-j2\pi f_{IF} t) \end{aligned} \tag{1}$$

式中:

$$\begin{aligned} s(t) &= \sqrt{2PD}(t-\tau) P n(t-\tau) \cdot \\ &\quad \cos[2\pi(f_{IF} + f_d)t + \theta_S] \\ j(t) &= \sqrt{2J} \cos(2\pi f_J t + \theta_J) \end{aligned} \tag{2}$$

式中, $s(t)$ 和 $j(t)$ 分别为扩频信号和音调干扰; $n(t)$ 为带限高斯白噪声,其均值为零,双边带功率谱密度为 $N_0/2$; P 为信号功率; $D(t)$ 为数据码,在捕获阶段一般假设为 1; $P n(t)$ 为伪随机码; f_{IF} 为中频频率; f_d 为多普勒残留量; θ_S 为信号相位残留量; f_J, θ_J 为干扰信号频率和相位。

3 检测概率和虚警概率

由图 1 可以得到复相关器输出 $\tilde{S}$ 为

$$\tilde{S} = \sqrt{P} \exp(j\theta_S) \tilde{R}(\tau, f_d) + \tilde{J} + \tilde{\eta} \tag{3}$$

式中:

$$\tilde{R}(\tau, f_d) = \frac{1}{T} \int_0^T P n(t - \tau) P n(t) \exp(j2\pi f_d t) dt$$

$$\tilde{J} = \frac{\sqrt{J}}{T} \int_0^T j(t) P n(t) \exp(-j2\pi f_{IF} t) dt$$

$$\tilde{\eta} = \frac{\sqrt{2}}{T} \int_0^T n(t) P n(t) \exp(-j2\pi f_{IF} t) dt$$

式中, $\Delta\tau, \Delta f_d$ 分别为时延和多普勒残留, $\tilde{\eta}$ 为服从 $N(0, N_0/T)$ 的复高斯随机量, $\tilde{R}$ 为周期随机序列 $P n(t)$ 的模糊函数。文献[8]指出 $\tilde{R}$ 可以表示为 $\tilde{R} = \bar{R} + R^r$, 其中 $\bar{R}$ 为均值, R^r 为随机扰动量,并给

出了 $\bar{R}$ 的均值和方差分别为

$$\begin{aligned} \bar{R}_i(\tau, f_d) &\approx \begin{cases} \exp(j\pi f_d T) (1 - |\rho|) \frac{\sin(\pi f_d T)}{N \sin(\pi f_d T_c)}, \\ |\tau| < T_c, H_i = 1 \\ 0, & \text{其它 } H_i = 0 \end{cases} \\ G_i(\tau, f_d) &\approx \begin{cases} \rho^2/N, & H_1 \\ \rho^2/N + (1 - |\rho|)^2/N, & H_0 \end{cases} \end{aligned} \tag{4}$$

式中, ρ 为相对时延差 $\tau/T_c - [\tau/T_c]$, $[\cdot]$ 表示取整, N 为伪码码长, T_c 为伪码码片宽度。

$\tilde{J}$ 的均值和以及 $\Delta f_J \neq 0$ 时的方差为[9]

$$\begin{aligned} E[\tilde{J}] &= 0 \\ \text{var}[\tilde{J}] &\approx J/N \text{sinc}(\pi \Delta f_J T_c), \Delta f_J \neq 0 \end{aligned} \tag{5}$$

当 $\Delta f_J = 0$ 时:

$$\begin{aligned} \text{var}[\tilde{J}] &= E[\tilde{J}^2] = \\ &\quad \frac{J}{T^2} \int_0^T \int_0^T E[P n(t) P n(s)] \exp(j\theta_J - j\theta_S) \cdot \\ &\quad \exp(j\theta_J - j\theta_S) dt ds = \\ &\quad \frac{J}{T^2} \int_0^T \int_0^T E[P n(t) P n(s)] dt ds = J/N^2 \end{aligned}$$

所以,

$$\text{var}[\tilde{J}] \approx \begin{cases} J/N \text{sinc}(\pi \Delta f_J T_c), & \Delta f_J \neq 0 \\ J/N^2, & \Delta f_J = 0 \end{cases} \tag{6}$$

式中, Δf_J 为干扰频率和本地中频的差值,针对本文有 $\Delta f_J = M/NT_c$, M 为非零整数。式(6)说明直扩系统具有非常低的直流增益。

因此,复相关器输出 $\tilde{S}$ 也可表示为

$$\tilde{S} = \sqrt{P} \exp(j\Delta\theta) \tilde{R}_i(\Delta\tau, \Delta f_d) + \tilde{\eta}' \tag{7}$$

式中, $\tilde{\eta}'$ 为复随机变量,其实部和虚部可近似为相互独立的高斯量,方差为 $1/2[PG_i(\Delta\tau, \Delta f_d) + \text{var}[\tilde{J}] + N_0/T]$ 。所以复相关器输出量的模近似服从莱斯分布,从而判决量 $x = |\tilde{S}|^2$ 的概率密度函数为[10]

$$f(x | H_i) = \frac{1}{2\sigma_i^2} \exp(-\frac{x + m_i^2}{2\sigma_i^2}) I_0(\frac{m_i \sqrt{x}}{\sigma_i^2}) \tag{8}$$

其中:

$$m_i = |E(\tilde{S})| = \sqrt{P} |\bar{R}_i(\Delta\tau, \Delta f_d)|$$

$$\sigma_i^2 = \text{var}(\tilde{S}) = \frac{1}{2} (PG_i(\Delta\tau, \Delta f_d) + \text{var}[\tilde{J}] + N_0/T) \tag{9}$$

式中, $I_0(\cdot)$ 为零阶修正的贝赛尔函数。

由此得到多音干扰环境下 DS 测控信号的检测概率和虚警概率:

$$P_{dDS} = \int_{R_0^2}^{+\infty} f(x | H_1) dx = \int_{R_0/\sigma_1}^{+\infty} x \exp\left(-\frac{x^2 + \gamma^2}{2}\right) I_0(\gamma x) dx = Q(\gamma, R_0/\sigma_1) \tag{10}$$

$$P_{faDS} = \int_{R_0^2}^{+\infty} f(x | H_0) dx = \exp\left(-\frac{R_0^2}{2\sigma_0^2}\right) \tag{11}$$

其中：

$$\gamma = \frac{m_1}{\sigma_1} = (1 - |\rho|) \left| \frac{\sin(\pi f_d T)}{N \sin(\pi f_d T_c)} \right| \sqrt{2N \frac{E_c}{N_0}} \div \begin{cases} \sqrt{1 + \frac{E_c}{N_0} \rho^2 + \frac{E_c}{N_0} JSR \sin^2(\pi \Delta f_f T_c)}, & \Delta f_f \neq 0 \\ \sqrt{1 + \frac{E_c}{N_0} \rho^2 + \frac{E_c}{N_0} \frac{JSR}{N}}, & \Delta f_f = 0 \end{cases}$$
$$\frac{R_0^2}{\sigma_1^2} = C \div \begin{cases} 1 + \frac{E_c}{N_0} \mu_1 + \frac{E_c}{N_0} JSR \sin^2(\pi \Delta f_f T_c), & \Delta f_f \neq 0 \\ 1 + \frac{E_c}{N_0} \mu_1 + \frac{E_c}{N_0} \frac{JSR}{N}, & \Delta f_f = 0 \end{cases}$$
$$\frac{R_0^2}{\sigma_0^2} = C \div \begin{cases} 1 + \frac{E_c}{N_0} \mu_2 + \frac{E_c}{N_0} JSR \sin^2(\pi \Delta f_f T_c), & \Delta f_f \neq 0 \\ 1 + \frac{E_c}{N_0} \mu_2 + \frac{E_c}{N_0} \frac{JSR}{N}, & \Delta f_f = 0 \end{cases}$$
$$C = \frac{R_0^2}{N_0/2T} \tag{12}$$

式中, E_c/N_0 为 chip 能量噪声功率谱密度比, C 为归一化门限, N 为伪码码长, $\mu_1 = \rho^2$, $\mu_2 = \rho^2 + (1 - |\rho|)^2$ 。

由此可以得出 DS/FH 混合测控体制的检测概率 P_d 和虚警概率 P_{fa} ：

$$P_d = N_j/N_h * P_{dDSJ} + (1 - N_j/N_h) * P_{dDSNJ}$$
$$P_{fa} = N_j/N_h * P_{faDSJ} + (1 - N_j/N_h) * P_{faDSNJ} \tag{13}$$

式中, N_j 为干扰音调数; N_h 为跳频点数; P_{dDSJ} 、 P_{faDSJ} 和 P_{dDSNJ} 、 P_{faDSNJ} 分别为干扰和无干扰环境下的检测概率和虚警概率, 均可由式(10)和式(11)相应条件下得到。

4 仿真与分析

在混扩测控体制下, 受同步过程等的限制, 伪码码长 N 一般为 255, 码速率 R_c 为 4.896 Mchip/s; 跳

频点数 N_h 受总带宽的约束, 这里设为 16 跳; 航天测控环境存在比较大的多普勒频率, S 频段为 ± 150 kHz 左右, 捕获过程中多普勒搜索步进量取 4 kHz; 伪码相对延时余量 ρ 取一般情况 0.5; chip 能量噪声功率谱密度比 E_c/N_0 设为 -5 dB-Hz。

在比较理想或确知的环境中采用固定门限是比较常见的, 但是在干扰存在等复杂环境中采用固定门限是不可行的, 如图 2 所示。当 E_c/N_0 很低 (-15 dB-Hz) 时, 两种门限下检测概率在低干信比时都比较低, 且随着干信比的增加而提高, 这说明门限设得太高; 当 E_c/N_0 较高 (-5 dB-Hz、 -10 dB-Hz) 及门限比较低时 ($c=5$) 时, 随着干信比的提高检测概率先下降后上升, 这是因为信号在无干扰时有着很高的检测概率, 而干扰的加入恶化了检测性能, 当干扰增加时, 基底噪声能量、干扰能量和信号的能量之和已经超过了门限, 所以检测概率又出现上升的趋势, 此时门限已经失去了作用; 当门限升高时 (图 2(b)), E_c/N_0 为 -10 dB-Hz 的检测概率与 -15 dB-Hz 的趋势一致, 说明 $c=10$ 对于 -10 dB-Hz 的情况也设得太高, 因此有必要采用恒虚警检测措施。考虑到归一化门限的取值范围 $5 \sim 10^{[8]}$ 及干扰的存在, 可将虚警概率设定为无干扰情况下, 归一化门限取 10、 E_c/N_0 为 -5 dB-Hz 时的值, 约为 10^{-3} 。以下仿真均采用恒虚警检测。

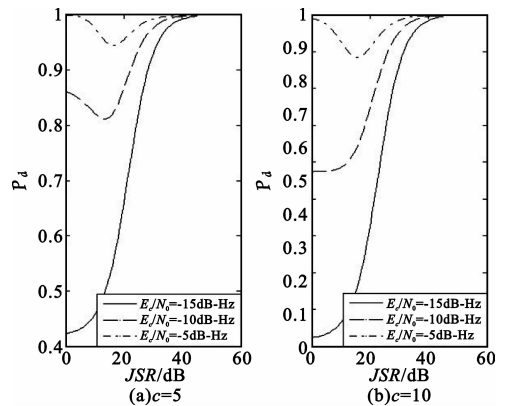


图 2 不同门限和干扰下的检测概率 ($N_h = 1$)
Fig.2 Probability of detection versus JSR with different c and E_c/N_0 ($N_h = 1$)

由图 3 可知, 在不同干信比的干扰环境下, 当 $M=0$ 即干扰频率与信号频率重合时, 检测概率基本接近于无干扰环境下的相应值, 这说明在此时 DS/FH 混合扩频体制对干扰有很高的处理增益, 严重削弱了干扰的影响; 在 $M=1$, 即干扰音调频率与信道中心频率相差 $1/NT_c$ 时, 检测概率最差, 因为这

时的有效干扰功率最大;当 M 再增大时,检测概率又逐渐接近无干扰的情况,这是因为频差的增大衰减了干扰的有效功率;当干扰一定时,多普勒的存在恶化了检测性能;另外还可看出,干扰功率越大,检测概率随着频差的增大上升越缓慢,说明 DS/FH 混合扩频体制更易受到高干信比的多音干扰的威胁。为了考察最恶劣的情况,频差 M 均设为 1。

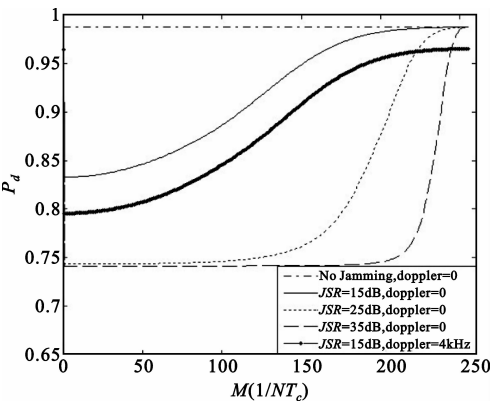


图 3 不同频差下的检测概率($N_j = 4$)
Fig.3 Probability of detection versus M with different JSR ($N_j = 4$)

图 4 说明了对于固定的跳频增益,在干扰功率比较小时,干扰音调数越少检测性能越差,干扰功率比较大时,反之检测性能就越差;对于固定的干扰音调数,跳速增益的增加总能提高检测概率,说明跳频的存在增强了抗干扰能力,但是干扰音调数的增加会降低检测性能。对比 3 条所有跳频信道都被干扰的曲线,发现跳频增益越大,抗干扰容限越大;在被干扰信道比例相同的情况下,随着干信比的提高检测性能的下降趋于一致,只是跳频信道数越多所需要的干信比越大,说明抗干扰能力越强。

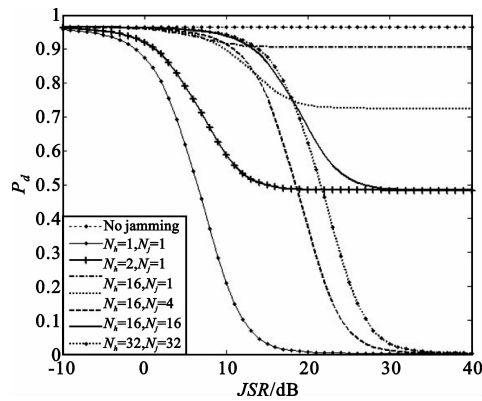


图 4 不同跳频和干扰情况下的检测概率($N = 255$)
Fig.4 Probability of detection versus JSR with different combination of N_h and N_j ($N = 255$)

一般情况下系统可用带宽是固定的,也就是总扩频增益是固定的,这样就会存在直扩、跳频增益的不同分配。图 5 显示了两种组合在不同多音干扰情况下的检测概率。由图 5 可知,在同样干扰音调下,低干信比的多音干扰下跳频增益越低,检测概率越高,检测性能越好,随着干信比的提高,跳频增益高的检测性能较好;对于跳频增益较高的组合,干扰音调的增加和干信比的增高时,检测概率变化比较缓慢,说明检测性能的鲁棒性较好,抗干扰能力也就越好。

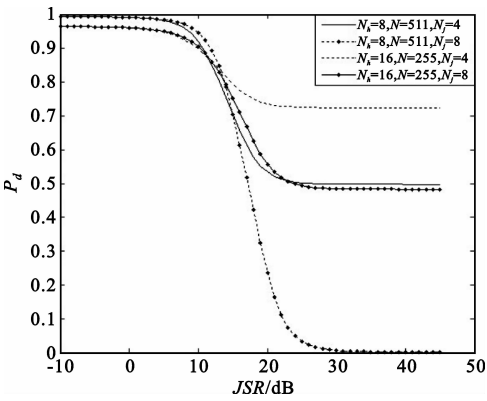


图 5 不同增益组合和干扰条件下的检测概率
Fig.5 Probability of detection versus JSR with different combination of N_h and N_j as well as N_j

图 6 为特定增益分配在不同比例信道被干扰时的检测概率。可以看出,在干信比小于 10 dB 时检测概率都保持在 0.9 以上;当只有一个干扰音调时,检测概率均能保持在 0.9 以上;当有 25% 的跳频信道被干扰时,检测概率最差衰减到 0.7 左右,且不再随着干信比的增加而变化;当有 50% 或更多的信道被干扰时,只要受到足够高干信比多音干扰的影响,检测概率至少降到 0.5 甚至趋于零,但是能够干扰到应有的跳频频率也存在一定的难度。

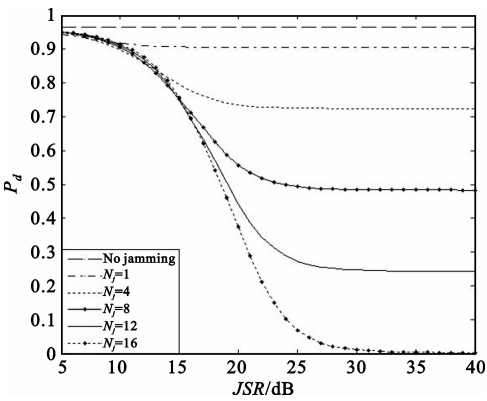


图 6 不同干扰音调数下的检测概率($N = 255, N_h = 16$)
Fig.6 Probability of detection versus JSR with different N_j ($N = 255, N_h = 16$)

5 结 论

本文探讨了多音干扰环境下 DS/FH 混合测控信号的检测性能。通过理论推导和数值仿真发现,由于干扰的存在固定门限容易失去意义,而采用恒虚警检测是比较合适的;航天测控环境中多普勒的存在加剧了干扰的影响,更加恶化了检测性能;当干扰音调频率和信道中心频率相差 $1/NT_c$ 而不是重合时检测性能最差;当处理增益不限、干扰策略固定时,跳频增益的提高总能改善检测性能,但是干扰策略的变化能够抵消这种改善;在处理增益一定的情况下,跳频增益较高的增益组合检测性能的鲁棒性较好,也即抗干扰能力较强;随着干扰的增强,检测性能的衰减程度与被干扰的信道比例近似成正比关系,即被干扰信道比例越大,检测性能衰减越严重。在本文的基础上,可以采用 Simulink 等半实物仿真进一步验证相关结论,为以后工程实践提供参考和借鉴。

参考文献:

- [1] 杨文革,文贻军,孟生云,等.一种直扩/跳频混和扩频信号测量性能分析[J].电讯技术,2009,49(1):13-17.
YANG Wen - ge, WEN Yi - jun, MENG Sheng - yun, et al. Telemetry Performance Analysis of DS/FH Hybrid Spread Spectrum Signal [J]. Telecommunication Engineering, 2009, 49(1):13-17. (in Chinese)
- [2] 杨文革,孟生云,王金宝. DS/FH 测控信号的一种同步方案分析[J].电讯技术,2009,49(6):5-9.
YANG Wen - ge, MENG Sheng - yun, WANG Jin - bao. Analysis of a Synchronization Scheme for DS/FH TT&C Signals [J]. Telecommunication Engineering, 2009, 49(6):5-9. (in Chinese)
- [3] Jae Hong Lee, Byeong Soek Yu, Sang - Chul Lee. Probability of error for a hybrid DS/SFH spread - spectrum system under tone - jamming [C]//Proceedings of IEEE MILCOM'90. California: IEEE, 1990:410-414.
- [4] LAXPATI M A, Jeffrey W Gluck. Optimization of a Hybrid SFH/DS MFSK with Nonoverlapping FH Slots in the Presence of Worst Case Multitone Jamming [J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43(6):2118-2125.
- [5] Siew - Kee Loh. Hybrid Spread Spectrum Signal Acquisition in the Presence of Worst Case Multitone Jamming [C]//Proceedings of MILCOM 97. Monterey, CA: IEEE, 1997:98-102.
- [6] 杨文革,欧宏武,樊秀云,等.组合信道干扰下的非相干混合扩频通信系统性能分析[J].指挥技术学院学报, 2001, 12(3):19-22.
YANG Wen - ge, OU Hong - wu, FAN Xiu - yun, et al. Performance of a No coherent Hybrid Spread Spectrum Communication System Under Interference of Combined Channels

- [J]. Journal of Institute of Command an Technology, 2001, 12 (3): 19-22. (in Chinese)
- [7] 张爱民,韩方景.干扰环境下直扩系统中 DMF 捕获性能研究[J].航空电子对抗,2008,39(3):1-4,10.
ZHANG Ai - min, HAN Fang - jing. Research on Acquisition Performance of DMF in DSSS under the Condition of Interference [J]. Avionics Technology, 2008, 39(3):1-4,10. (in Chinese)
- [8] Yang Wenge, Meng Shengyun, Wang Jinbao, et al. Acquisition Performance Analysis of a Synchronization Scheme of DS/FH Hybrid Spread Spectrum Signals for TT&C [C]//Proceedings of 9th International Conference on Electronic Measurement & Instrument (ICEMI). Beijing: IEEE, 2009:4-395-4-399.
- [9] Roger L Peterson, Rodger E Ziemer, David E Borth. 扩频通信导论 [M]. 沈丽丽,侯永宏,马兰,等,译.北京:电子工业出版社,2006:236-243.
Roger L Peterson, Rodger E Ziemer, David E Borth. Introduction to Spread Spectrum Communications [M]. Translated by SHEN Li-li, Hou Yong-hong, MA Lan, et al. Beijing: Publishing House of Electronic Industry, 2006:236-243. (in Chinese)
- [10] Andreas Polydoros, Charles L Weber. A unified approach to serial search spread spectrum code acquisition - Part 1 [J]. IEEE Transactions on Communication, 1984, 32(5):550-559.

作者简介:

路伟涛(1985-),男,河南西华人,于2008年获北京大学学士学位,现为硕士研究生,主要研究方向为航天测控、扩频技术;

LU Wei - tao was born in Xihua, Henan Province, in 1985. He received the B. S. degree from Peking University in 2008. He is now a graduate student. His research interests include TT&C, spread spectrum systems.

Email: looweitao@gmail.com

杨文革(1966-),男,江西金溪人,教授、博士生导师,2000年于北京理工大学获博士学位,主要研究方向为航天测量与控制、雷达信号处理;

YANG Wen - ge (male) was born in Jinxi, Jiangxi Province, in 1966. He received the Ph. D. degree from Beijing Institute of Technology in 2000. He is now a professor and also the supervisor of Ph. D. candidate. His research interests include TT&C and radar signal processing.

Email: yang_ttc@263.net

孟生云(1983-),男,安徽马鞍山人,分别于2005年和2008年在解放军装备指挥技术学院获学士和硕士学位,现为博士研究生,研究方向为航天测控、扩频技术。

MENG Sheng - yun was born in Maanshan, Anhui Province, in 1983. He received the B. S. degree and the M. S. degree from Institute of Command and Technology in 2005 and 2008 respectively. He is currently working toward the Ph. D. degree. His research interests include TT&C, spread spectrum systems.

Email: msy_ttc@163.com