doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.06.004

引用格式:罗华. 单音及窄带干扰下 DSSS 系统处理增益精确分析[J]. 电讯技术,2014,54(6):713-718. [LUO Hua. Accurate Analysis of Processing Gain in Direct Sequence Spread Spectrum Communication Systems under Single-tone and Narrowband Interference[J]. Telecommunication Engineering,2014,54(6):713-718.]

单音及窄带干扰下 DSSS 系统处理增益精确分析*

罗 华**

(中国西南电子技术研究所,成都 610036)

摘 要:针对直接序列扩频系统,理论推导出单音干扰和窄带干扰下系统处理增益的精确计算公式,并对所得公式进行了数值仿真。数值仿真结果表明,单音干扰对直接序列扩频系统的干扰能力与其相对于扩频系统的载波位置密切相关;窄带干扰对直接序列扩频系统的干扰能力与其相对于扩频系统的载波位置和干扰带宽密切相关。研究结果可为直接序列扩频系统的设计提供参考。
 关键词:直接序列扩频;单音干扰;窄带干扰;处理增益;干扰抑制
 中图分类号:TN914.4 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2014)06-0713-06

Accurate Analysis of Processing Gain in Direct Sequence Spread Spectrum Communication Systems under Single-tone and Narrowband Interference

LUO Hua

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

Abstract: The accurate formulas of processing gain are theoretically derived under single-tone interference and narrowband interference in direct sequence spread spectrum (DSSS) communication systems. Moreover, the numerical simulation of derived formulas is performed. The numerical results show that the single -tone interference capability depends on the relative location of carrier frequency between the single-tone interference and the spread spectrum system, and the narrowband interference capability depends on the relative location of carrier frequency and the interference bandwidth. The conclusions provide reference for the design of DSSS communication systems.

Key words: direct sequence spread spectrum; single-tone interference; narrowband interference; processing gain; interference suppression

1 引 言

扩频通信技术因其抗干扰能力强、截获概率低、 隐蔽性好以及可多址复用^[1-2]等特点,在军用和民 用通信领域得到了越来越广泛的应用。其中,直接 序列扩频(Direct Sequence Spread Spectrum,DSSS) 是扩频通信中应用最多、技术最成熟的一种频谱扩 展方式。在直接序列扩频系统中,高速率伪随机码

对传输信号进行扩频调制,从而扩展传输信号带宽。

直接序列扩频系统通常受到多种人为干扰,依据人为干扰频谱宽度与扩频信号频谱宽度相对大小,可将人为干扰主要分为单音干扰,窄带干扰和宽带阻塞噪声干扰。其中,窄带干扰是指带宽小于扩频信号带宽的干扰,宽带阻塞噪声干扰是指带宽大 于等于扩频信号带宽的干扰。在不同干扰下,直接

^{*} 收稿日期:2014-05-14;修回日期:2014-06-16 Received date:2014-05-14;Revised date:2014-06-16

^{**} 通讯作者:luohua7940@ sina. com Corresponding author:luohua7940@ sina. com

序列扩频系统的干扰抑制能力是不同的。研究不同 干扰下直接序列扩频系统的处理增益对评估系统干 扰抑制能力有着重要意义。

现有文献对直接序列扩频系统性能进行了大量 研究:文献[3-5]计算了不同干扰下直接序列扩频 系统处理增益的极值,文献[6-9]主要通过仿真的 方法给出不同干扰下直接序列扩频系统的传输性 能,文献[10-11]指出窄带干扰对直接序列扩频系 统的影响与其相对于扩频系统的载波位置密切相 关。相比于文献[3-11],本文主要研究如下内容: 不同载频位置下单音干扰对直接序列扩频系统处理 增益的影响;不同载频位置和不同频谱宽度下窄带 干扰对直接序列扩频系统处理增益的影响。

2 接收机信号模型

直接序列扩频通信系统接收机等效模型如图 1 所示。该等效模型广泛用于直接序列扩频通信系统 性能分析^[1]。图中接收信号 *x*(*t*)中的有用扩频信 号 *s*(*t*)为

 $s(t) = \sqrt{2P_s} d(t)c(t)\cos(2\pi f t + \varphi)$ (1) 式中, P_s 为有用扩频信号功率, d(t) 为信息波形, c(t) 为扩频码序列信号(m 序列), f 为载波频率, φ 为载波相位。





假设 T_d 为信息码元宽度, $f_d = 1/T_d$ 为信息码元 码速率, T_c 为 m 序列码元宽度, $f_c = 1/T_c$ 为 m 序列 码速率, N 为 m 序列周期, $T_d = NT_c$, m 序列的功率谱 密度函数为^[12]

$$S_{c}(f) = \frac{1}{N^{2}}\delta(f) + \frac{N+1}{N^{2}} \left(\frac{\sin\pi fT_{c}}{\pi fT_{c}}\right)^{2} \sum_{\infty} \delta\left(f - \frac{k}{NT_{c}}\right)$$
(2)

由式(2)可知, $S_e(f)$ 为离散线谱,其频率间隔为 $f_d \circ S_e(f)$ 的最大值在 $f = \pm 1/f_d$ 处,直流分量 $\delta(f)$ 的 强度与N的平方成反比。当 $N \rightarrow \infty$ 时, $S_e(f)$ 可近 似成^[1]

$$S_c(f) = T_c \left(\frac{\sin\pi f T_c}{\pi f T_c}\right)^2 \tag{3}$$

假设系统已经取得同步(包括频率同步、相位 同步和码元同步),即 $f'=f,\varphi'=\varphi,\tau=0$ 。当有用扩 频信号进入接收机时,因它与扩频接收机中的本地 信号同步,故有用扩频信号的输出v(t)达到最大。

$$v(t) = \sqrt{P_s} \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \alpha) d(\alpha) d\alpha \qquad (4)$$

由式(4)可知,只要基带滤波器 H(f)能无失真 地通过信息波形 d(t),在接收端就可以无失真地恢 复出信息波形 d(t)以及对应的信息序列。

v(t)的功率谱密度函数为

$$S_v(f) = P_s |H(f)|^2 S_d(f)$$
 (5)

其中, $S_d(f)$ 是基带信号 d(t) 的功率谱函数; $|H(f)|^2$ 是基带滤波器的功率传输函数,其定义为

$$|H(f)| = \begin{cases} 1, & |f| \leq f_d \\ 0, & |f| > f_d \end{cases}$$

$$\tag{6}$$

由于 d(t) 是等概取+1 和-1 的二值波形函数, $d^{2}(t) = 1$,故 $\int_{-\infty}^{\infty} S_{d}(f) df = 1$ 。有用信号通过扩频接 收机的输出功率值为

$$S_v = \int_{-\infty}^{\infty} S_v(f) \, \mathrm{d}f = P_s \tag{7}$$

3 抗干扰性能分析

3.1 宽带阻塞噪声干扰

宽带阻塞噪声干扰信号的表达式为

$$v_1(t) = \sqrt{2}j_1(t)\cos(2\pi f t + \varphi)$$
(8)

其中,j₁(t)的功率谱密度函数为

$$S_{j_{1}}(f) = \begin{cases} P_{j_{1}}/(2f_{c}), & |f| \leq f_{c} \\ 0, & |f| > f_{c} \end{cases}$$
(9)

式中,*P*_{*i*}为宽带阻塞噪声干扰功率。通过扩频接收 机后,宽带阻塞噪声干扰的输出功率为

$$P_{J_{1}} = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^{2} S_{j_{1}}(f) * S_{c}(f) df = \int_{-f_{d}}^{f_{d}} S_{j_{1}}(f) * S_{c}(f) df$$
(10)

其中, $S_{j_1}(f) * S_e(f) 为 S_{j_1}(f) 和 S_e(f) 的卷积积分。$ 为描述方便,定义

$$\Phi(k) = \left(\frac{\sin \pi k/N}{\pi k/N}\right)^2 \tag{11}$$

显然, $\boldsymbol{\Phi}(k)$ 是偶函数。通过相关运算,输出功率 P_{J_1} 为

$$P_{J_{1}} = \frac{P_{j_{1}}}{N} \left[\frac{1}{N^{2}} + \frac{2(N+1)}{N^{2}} \sum_{k=1}^{N-1} \Phi(k) + \frac{N+1}{N^{2}} \Phi(N) \right]$$
(12)

系统处理增益为

$$G_{p_1} = \frac{P_s / P_{J_1}}{P_s / P_{J_1}} = \frac{N^3}{1 + 2(N+1) \sum_{k=1}^{N-1} \Phi(k) + (N+1) \Phi(N)}$$
(13)

3.2 单音干扰

单音干扰信号的表达式为

 $v_{2}(t) = j_{2}(t) = \sqrt{2P_{j_{2}}}\cos(2\pi f_{j_{2}}t+\varphi_{j_{2}})$ (14) 其中, $f_{j_{2}}$ 为单音干扰载频, $\varphi_{j_{2}}$ 为单音干扰载波相位, $P_{j_{2}}$ 为单音干扰信号功率。为简化分析, 假设 $\varphi_{j_{2}} = \varphi_{0}$

(1) 单音干扰信号载频与有用扩频信号载频相 同(f_b=f)

在此情形下,单音干扰通过扩频接收机后的输 出功率为

$$P_{J_{2}} = \int_{-\infty}^{\infty} P_{j_{2}} |H(f)|^{2} S_{c}(f) df = \int_{-f_{d}}^{f_{d}} P_{j_{2}} S_{c}(f) df = P_{j_{2}} \left[\frac{1}{N^{2}} + \frac{2(N+1)}{N^{2}} \Phi(1) \right]$$
(15)

系统处理增益为

$$G_{p_2} = \frac{P_s / P_{J_2}}{P_s / P_{J_2}} = \frac{N^2}{1 + 2(N+1)\Phi(1)}$$
(16)

当 N≫1 时, $\Phi(1) \approx 1$, $G_{p_2} \approx \frac{N}{2}$ 。 (2)单音干扰信号载频与有用扩频信号载频间

隔为 $\Delta f(\Delta f = |f_{j_2} - f| = kf_d, k = 1, 2, \dots, N)$ 在此情形下,单音干扰通过接收机处理并滤除 二次谐波后的输出信号为

$$\varepsilon_{2}(t) = \sqrt{P_{j_{2}}} \int_{-\infty}^{\infty} c(\alpha) \cos(k2\pi f_{d}\alpha + \Delta\varphi) h(t-\alpha) d\alpha$$
(17)

该输出信号的功率为

$$P_{J_{2}} = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^{2} \left[\frac{P_{j_{2}}}{4} \delta(f - \Delta f) + \frac{P_{j_{2}}}{4} \delta(f + \Delta f) \right] * S_{c}(f) df = \int_{-f_{d}}^{f_{d}} \left[\frac{P_{j_{2}}}{4} \delta(f - \Delta f) + \frac{P_{j_{2}}}{4} \delta(f + \Delta f) \right] * S_{c}(f) df \quad (18)$$

$$1) \stackrel{\text{def}}{=} k = 1 \text{ Bef}$$

$$P_{J_2} = P_{j_2} \left[\frac{1}{2N^2} + \frac{N+1}{2N^2} (\Phi(1) + \Phi(2)) \right] \quad (19)$$

系统处理增益为

$$G_{p_2} = \frac{P_s / P_{j_2}}{P_s / P_{j_2}} = \frac{2N^2}{1 + (N+1)(\Phi(1) + \Phi(2))} \quad (20)$$

当 N≫1 时,
$$\Phi(1) \approx \Phi(2) \approx 1, G_{p_2} \approx N_{\circ}$$

2)当 2 ≤ k ≤ N 时
 $P_{J_2} = P_{j_2} \frac{N+1}{2N^2} (\Phi(k-1) + \Phi(k) + \Phi(k+1))$ (21)

系统处理增益为

$$G_{p_2} = \frac{P_s / P_{J_2}}{P_s / P_{J_2}} = \frac{2N^2}{(N+1)(\Phi(k-1) + \Phi(k) + \Phi(k+1))}$$
(22)

3.3 窄带干扰

窄带干扰信号的表达式为

$$v_3(t) = \sqrt{2}j_3(t)\cos(2\pi f_{j_3}t + \varphi_{j_3})$$
(23)

其中, f_{j_3} 为窄带干扰载频, φ_{j_3} 为窄带干扰载波相位, $j_3(t)$ 的功率谱密度函数为

$$S_{j_3}(f) = \begin{cases} P_{j_3}/(2B_j), & |f| \le B_j \\ 0, & |f| > B_j \end{cases}$$
(24)

式中, $B_j(B_j < f_c)$ 为窄带干扰信号带宽, P_{j_3} 为窄带干扰信号功率。为简化分析,同样假设 $\varphi_{j_1} = \varphi_c$ 。

(1) 窄带干扰信号载频与有用扩频信号载频相同(f_i = f)

在此情形下,窄带干扰信号通过扩频接收机后 的输出功率为

$$P_{J_{3}} = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^{2} S_{j_{3}}(f) * S_{c}(f) df = \int_{-f_{d}}^{f_{d}} S_{j_{3}}(f) * S_{c}(f) df$$
(25)

1) 当 $B_i = f_d$ 时

$$P_{J_3} = P_{j_3} \left[\frac{1}{N^2} + \frac{N+1}{N^2} \Phi(1) \right]$$
 (26)

系统处理增益为

$$G_{p_3} = \frac{P_s / P_{J_3}}{P_s / P_{j_3}} = \frac{N^2}{1 + (N+1)\Phi(1)}$$
(27)

当 N>1 时,
$$\Phi(1) \approx 1$$
, $G_{p_3} \approx N_{\circ}$
2) 当 $B_j = mf_d (2 \leq m \leq N)$ 时
 $P_{J_3} = P_{j_3} \left[\frac{1}{mN^2} + \frac{N+1}{mN^2} (2\sum_{k=1}^{m-1} \Phi(k) + \Phi(m)) \right] (28)$

系统处理增益为

$$G_{p_3} = \frac{mN^2}{1 + (N+1)\left(2\sum_{k=1}^{m-1} \Phi(k) + \Phi(m)\right)}$$
(29)

特别地,*m*=*N*时,窄带干扰转变成宽带阻塞噪 声干扰,此时两种干扰下的处理增益相同。

(2) 窄带干扰信号载频与有用扩频信号载频间 隔为 $\Delta f(\Delta f = |f_{i_2} - f| = kf_d, k = 1, 2, \dots, N)$

在此情形下,窄带干扰信号通过接收机处理并 滤除二次谐波后的输出信号为 该输出信号的功率为

$$P_{J_{3}} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{4} |H(f)|^{2} [S_{j_{3}}(f - \Delta f) + S_{j_{3}}(f + \Delta f)] * S_{c}(f) df = \int_{-f_{d}}^{f_{d}} \left[\frac{1}{4}S_{j_{3}}(f - \Delta f) + \frac{1}{4}S_{j_{3}}(f + \Delta f)\right] * S_{c}(f) df$$
(31)
1) $\stackrel{\text{de}}{=} B_{i} = f_{d}, k = 1$ Fb

$$P_{J_3} = P_{j_3} \left[\frac{1}{4N^2} + \frac{N+1}{4N^2} (2\Phi(1) + \Phi(2)) \right] \quad (32)$$

系统处理增益为

$$G_{p_3} = \frac{4N^2}{1 + (N+1)(2\Phi(1) + \Phi(2))}$$
(33)
2) $\stackrel{\text{def}}{=} B_s = f_s, 2 \leq k \leq N$ By

$$P_{J_3} = P_{j_3} \frac{N+1}{4N^2} (2\Phi(k) + \Phi(k+1) + \Phi(k-1)) (34)$$

系统处理增益为

$$G_{p_{3}} = \frac{4N^{2}}{(N+1)(2\Phi(k) + \Phi(k+1) + \Phi(k-1))} (35)$$

$$3) \stackrel{\text{def}}{=} B_{j} = mf_{d}, 2 \leq m \leq N, 1 \leq k < m \text{ Fr}$$

$$P_{J_{3}} = P_{j_{3}} \left\{ \frac{1}{2mN^{2}} + \frac{N+1}{4mN^{2}} \left[4\sum_{i=1}^{m-k} \Phi(i) + 2\sum_{i=m-k+1}^{m+k-1} \Phi(i) + \Phi(m+k) \right] \right\}$$

$$(36)$$

系统处理增益为

$$G_{p_3} = \frac{4mN^2}{2 + (N+1) \left[4\sum_{i=1}^{m-k} \Phi(i) + 2\sum_{i=m-k+1}^{m+k-1} \Phi(i) + \Phi(m+k)\right]}$$
(37)

4)
$$\cong B_{j} = mf_{d}, 2 \le m \le N, k = m$$
 Hy
 $P_{J_{3}} = P_{j_{3}} \left\{ \frac{1}{4mN^{2}} + \frac{N+1}{4mN^{2}} \left[2 \sum_{i=1}^{m+k-1} \Phi(i) + \Phi(m+k) \right] \right\}$ (38)

系统处理增益为

$$G_{p_{3}} = \frac{4mN^{2}}{1 + (N+1) \left[2\sum_{i=1}^{m+k-1} \Phi(i) + \Phi(m+k)\right]}$$
(39)
5) $\stackrel{\text{def}}{=} B_{j} = mf_{d}, 2 \leq m \leq N, m < k \leq N \text{ Eff}$

$$P_{J_{3}} = P_{j_{3}} \frac{N+1}{4mN^{2}} \left[\Phi(k-m) + 2\sum_{i=k-m+1}^{m+k-1} \Phi(i) + \Phi(m+k)\right]$$
(40)

系统处理增益为

$$G_{p_3} = \frac{4mN^2}{(N+1) \left[\Phi(k-m) + 2\sum_{i=k-m+1}^{m+k-1} \Phi(i) + \Phi(m+k) \right]}$$
(41)

4 数值仿真与分析

电讯技术

图 2 为干扰信号载频为 f 时,系统处理增益随 m 序列周期的变化曲线,图中窄带干扰 1 的带宽为 f_d,窄带干扰 2 的带宽为 2f_d。由图 2 可看出,各种干 扰下系统处理增益随着 N 的增大而逐渐增大。同 时,在 N 值相同时,单音干扰、窄带干扰和宽带阻塞 噪声干扰下直接序列扩频系统处理增益依次增大, 并且,在干扰信号载频为 f 时,窄带干扰下系统处理 增益与窄带干扰信号带宽密切相关。



图 2 干扰信号载频为 f 时系统处理增益与 m 序列周期的关系曲线 Fig. 2 Processing gain versus the period of m sequence when carrier frequency of interference signal is f

图 3 为 N= 32 时,单音干扰下系统处理增益随载频间隔的变化曲线。由图 3 可知,单音干扰下系统处理增益总体上是随着载频间隔 Δf 的增大而逐渐增大。但当单音干扰信号载频与有用扩频信号载频间隔为 f_d 时,系统处理增益出现跳变点,在该跳变点下,系统处理增益显著变大。



图 4 为 N=32、Δf=0 时,系统处理增益随窄带

干扰带宽的变化曲线。由图 4 可知,当窄带干扰带 宽大于等于 f_a 时,系统处理增益随着窄带干扰带宽 的增大先变小后变大。故当载频间隔 $\Delta f = 0$ 时,存 在一特定带宽使窄带干扰对系统干扰最大。



图 5 为 N = 32 时, 窄带干扰下系统处理增益与 载频间隔的关系曲线。图中窄带干扰 3 的带宽为 f_a , 窄带干扰 4 的带宽为 5 f_a , 窄带干扰 5 的带宽为 7 f_a 。由图 5 可以看出, 窄带干扰下系统处理增益总 体上是随着载频间隔 Δf 的增大而逐渐增大。但当 窄带干扰信号带宽等于载频间隔 Δf 时, 系统处理增 益出现跳变点。同时, 由图 5 可知, 在载频间隔 Δf 一定时, 系统处理增益总体上随着窄带干扰信号带 宽的增大而逐渐增大(跳变点除外)。



versus frequency interval when N=32

5 结束语

本文针对宽带阻塞噪声干扰、单音干扰和窄带 干扰下直接序列扩频系统的处理增益进行了理论推 导,得出了不同干扰情况下系统处理增益的精确表 达式。数值仿真分析结果表明:

(1)相同干扰功率和载频下,单音干扰、窄带干 扰和宽带阻塞噪声干扰对系统的干扰依次减少;

(2)单音干扰和带宽固定的窄带干扰对系统的 干扰总体上随着载频间隔的增大而逐渐减小,但当 载频间隔等于信息码元码速率时出现跳变点;

(3)在载频间隔一定时,窄带干扰对系统的干 扰总体上随着信号带宽的增大而逐渐减小,但当载 频间隔等于信号带宽时出现跳变点。

本文的研究结果可用于指导直接序列扩频系统 的设计与应用。同时,利用本文给出的数学推导方 法,下一步将研究其他类型干扰下直接序列扩频系 统的处理增益。

参考文献:

- [1] 陈嘉兴,刘志华. 扩展频谱通信[M]. 北京:北京邮电 大学出版社,2013:1-11.
 CHEN Jia-xing, LIU Zhi-hua. Spread spectrum communication[M]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications Press,2013: 1-11. (in Chinese)
- [2] Branimir R V, Raymond L P. Performance of direct sequence spread spectrum in a fading dispersive channel with jamming [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1989, 7(4): 561–568.
- [3] 孙鹏勇.直接序列扩频通信系统处理增益的分析[J]. 辽宁工程技术大学学报,2000,19(2):159-161.
 SUN Peng-yong. Analysis of processing Gain of Direct-Sequence Spread Spectrum System[J]. Journal of Liaoning Technical University, 2000, 19 (2): 159 - 161. (in Chinese)
- [4] 孙鹏勇,张旭,惠晓威.直扩通信系统抗其他扩频信号干扰的性能分析[J].辽宁工程技术大学学报, 2004,23(6):802-805.

SUN Peng-yong, ZHANG Xu, HUI Xiao-wei. Performance analysis of direct-sequence spread-spectrum communication system resisting other spread-spectrum signals' interference. Journal of Liaoning Technical University, 2004, 23(6): 802-805. (in Chinese)

- [5] 张旭,吴潜.扩频测控系统的抗干扰能力分析[J].电讯技术,2011,51(5):23-27.
 ZHANG Xu, WU Qian. Analysis of anti-jamming capacity for direct spread spectrum TT&C systems [J]. Telecommunication Engineering, 2011,51(5):23-27. (in Chinese)
- [6] 席有猷,程乃平.直接序列扩频系统多音扫频干扰性能分析[J].电讯技术,2011,51(12):9-13.
 XI You-you, CHENG Nai-ping. Performance Analysis of

Multi-tone Frequency Sweeping Janming for Direct Se-

quence Spread Spectrum Systems [J]. Telecommunication Engineering, 2011, 51(12):9–13. (in Chinese)

[7] 王金宝,杨文革.一种并行传输的时频域扩频多载波 DS-CDMA 系统性能分析[J].电讯技术,2013,53 (8):977-982.

> WANG Jin-bao, YANG Wen-ge. Performance analysis of a time and frequency domain spread multicarrier DS-CDMA system supporting parallel transmission[J]. Telecommunication Engineering, 2013, 53(8): 977-982. (in Chinese)

[8] 黄嘉春. JTIDS 系统抗干扰性能仿真[J]. 电讯技术, 2012,52(5):827-830.

HUANG Jia-chun. Anti-interference performance simulation of JTIDS system [J]. Telecommunication Engineering,2012, 52(5); 827-830. (in Chinese)

[9] 张宏欣,王永斌,刘宏波,等. JTIDS 数据链在多音干扰 下经过莱斯衰落信道的传输性能分析[J]. 电信科学, 2012,28(7):59-64.

> ZHANG Hong-xin, WANG Yong-bin, LIU Hong-bo, et al. Transmission Performance Analysis of JTIDS in Presence of Multi-Tone Jamming over Rician Fading Channel [J]. Telecommunications Science, 2012, 28(7):59-64. (in Chinese)

[10] 杨明极,贾世楼,王慕坤.扩频测控系统抗窄带噪声 性能分析[J].电机与控制学报,2000,4(1):35-38. YANG Ming-ji, JIA Shi-lou, WANG Mu-kun. Performance analysis of anti-narrowband noise in spread spectrum telemetry and telecontrol system [J]. Electric Machines and Control, 2000, 4(1): 35-38. (in Chinese)

[11] 胡波,胡修林,余晓园.不同频率位置的窄带干扰对 DSSS 通信性能的影响分析[J]. 信号处理,2005,21 (5):53-55.

> HU Bo, HU Xiu-lin, YU Xiao-yuan. Performance analysis of DSSS system with narrowband interference at different frequencies[J]. Signal Processing, 2005, 21(5): 53-55. (in Chinese)

[12] Simon M K, Omura J K, Scholtz R A, et al. Spread spectrum communications handbook [M]. New York: McGraw-Hill, 1994.

作者简介:



罗 华(1981—),男,四川达州人,2007 年于电子科技大学获硕士学位,现为工程师, 主要研究方向为卫星通信。

LUO Hua was born in Dazhou, Sichuan Province, in 1981. He received the M.S. degree from University of Electronics Science and Technology of China in 2007. He is now an engi-

neer. His research concerns satellite communication. Email·luohua7940@ sina. com