

DOI: 10.3979/j.issn.1673-825X.2013.02.022

CS-DCSK UWB 与窄带通信系统共存性研究

陈志雄^{1,2}, 黄 瑾¹, 徐位凯¹

(1. 厦门大学通信工程系, 福建 厦门 361005; 2. 中国人民解放军 73687 部队, 福建 福州 350101)

摘 要: 分析了密集多径环境下码复用差分混沌移位键控(code-shifted differential chaos shift keying, CS-DCSK)超宽带(ultra wideband, UWB)通信系统在单个和多个窄带干扰(narrow band interference, NBI)信号下的比特误码率(bit error rate, BER)性能。建立 CS-DCSK UWB 系统仿真模型,并通过采样扩展方法推导出 BER 的表达式,从而得到系统在不同干扰条件下的 BER 性能。分析和仿真结果表明,NBI 信号对系统有明显干扰作用,但系统性能在不同频率干扰下保持稳定。

关键词: 超宽带(UWB)系统;窄带干扰;比特误码率(BER);载波频率

中图分类号: TN914.3

文献标识码: A

文章编号: 1673-825X(2013)02-0259-06

Research on coexistence between CS-DCSK UWB and narrow-band communication systems

CHEN Zhixiong^{1,2}, HUANG Jin¹, XU Weikai²

(1. Dept. of Communication Engineering, Xiamen University, Xiamen 361000, P. R. China;

2. Unit 73687 of the Chinese PLA, Fuzhou 350101, P. R. China)

Abstract: The performance of code-shifted differential chaos shift keying (CS-DCSK) ultra wideband (UWB) communication system under single or multiple narrow band interferers is analyzed in dense multipath environments. The bit error rate (BER) is derived on the basis of the sampling expansion approach under different interference strengths. The simulations and analyses demonstrate that the NBI signal interferes significantly the performance of system. However, the system performance keeps stable under interferer with different frequencies.

Key words: ultra-wide bandwidth (UWB) system; narrow band interference; bit error rate (BER); carrier frequency

0 引 言

随着无线通信技术的发展,超宽带(ultra-wide bandwidth, UWB)技术因其巨大的优势,如高数据率、低能量消耗、低成本等,引起了广泛的关注。近年来,一些文献提出了多种混沌调制方案作为 UWB 无线传输标准的备选方案。其中,由 G. Kolumbán 等^[1]提出的调频差分混沌移位键控(frequency-modulated differential chaos shift keying, FM-DCSK)方案被认为是最有竞争力的方案之一。文献[2]首次确立了 FM-DCSK UWB 通信系统的可行性。相比于其

他混沌调制技术,FM-DCSK 不仅具有优越的抗噪声性能,而且还在抗多径衰落上表现出其特有的优势^[3]。文献[4]提出一种适用于 FM-DCSK UWB 系统的定时同步算法,解决了系统接收机实现方面的一大挑战,而文献[5]则给出一种优化和确定积分时间的方法,进一步提高了系统性能。作为传输—参考系统的一种,FM-DCSK UWB 接收机结构可以显著减少功率损耗,但在发射端和接收端都需要延时电路。为了克服超宽带传输下,接收机延时电路难以低成本实现的挑战,文献[6]提出了消除接收机延时电路的新发射—接收架构:码复用差分混沌

收稿日期:2012-11-16 修订日期:2013-03-06

基金项目:国家自然科学基金(61001073,60972053);欧盟 FP7(294923)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61001073,60972053); The European Union-FP7 (294923)

键控(code-shifted differential chaos shift keying, CS-DCSK) 调制方案。

由于超宽带通信系统具有极宽的信号带宽,与其他通信系统共享频谱资源,因此,除了超宽带通信系统需降低发射功率以有利于与常规通信系统共存之外,还需考虑现有窄带通信系统对超宽带通信系统性能的影响^[7]。针对上述问题,文章提出了一个单干扰和多干扰情况下的点到点 CS-DCSK UWB 链路模型,通过采样扩展方法,推导了 BER 表达式。随后讨论了不同信号噪声比(signal to noise ratio, SNR)、信号干扰比(signal to interference ratio, SIR)、干扰频率和干扰空间密度条件下的误码率性能。最后通过计算机仿真对理论分析的结论进行了验证。

1 系统模型

1.1 窄带系统空间分布

图 1 为单干扰和多干扰 2 种情况下的空间分布模型,图 1b 中,假设多窄带干扰点在二维平面的分布是一个参数为 λ 的齐次泊松点过程^[8]。其中, λ 表示干扰点的密度。

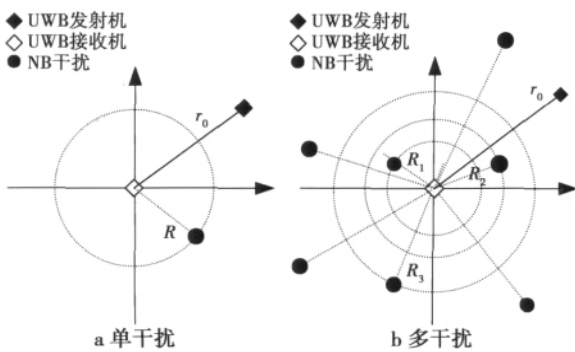


图 1 干扰模型

Fig. 1 Interference scenarios

1.2 信道模型

UWB 传输: 本文采用密集多径信道模拟 UWB 信道模型^[9] 表示为

$$h_{ij}(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - \tau_l) \quad (1)$$

(1) 式中: L 为多径总数; α_l 为幅值增益; τ_l 为第 l 径时延。大量传播试验表明, Nakagami- m 分布可以用来模拟 UWB 信道中的小尺度衰落。

NB 传输: 第 n 个干扰和被干扰接收机间的信道可以使用信道冲击响应表示为

$$h_1^{(n)}(t) = \frac{1}{R_n^\nu} \alpha_n e^{\sigma_1 G_n} \delta(t - \tau_n) \quad (2)$$

(2) 式中: α_n 服从瑞利分布; τ_n 为干扰间的异步时延; 阴影 $e^{\sigma_1 G_n}$ 服从对数正态分布; $1/R_n^\nu$ 为媒质路径增益, 其中 R_n 为第 n 个干扰和 UWB 接收机间的距离。

1.3 CS-DCSK UWB 通信系统模型

如图 2 所示,为满足 UWB 频谱要求,在文献 [6] 的基础上加入频率调制器,传输信号可表示为

$$s_l(t) = \underbrace{\sum_{k=0}^{N-1} w_{R_{k+1}} c(t - kT_f - lT_s)}_{\text{Reference Pulses}} + \underbrace{a_l \sum_{k=0}^{N-1} w_{I_{k+1}} c(t - kT_f - lT_s)}_{\text{Information Bearing Pulses}} \quad (3)$$

(3) 式中: $a_l \in \{-1, +1\}$ 为信息位比特; w_{R_k} 和 w_{I_k} 分别表示用于区分信息和参考位的 2 个不同的 Walsh 码; $c(t)$ 是持续时间为 T_p 的调频混沌波形; T_f 为帧周期,且 $T_s = NT_f$; $T_g = T_f - T_p$, 其中, T_g 为保护间隔持续时间,为了减少 IFI 和 ISI, 设置 T_g 足够大。图 2 中, $S_i(t)$ 为经过调制后的信号。

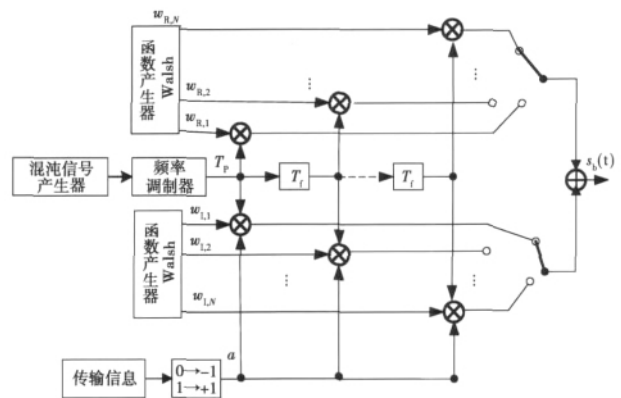


图 2 CS-DCSK UWB 发射机原理框图

Fig. 2 Block diagram of the CS-DCSK UWB transmitter

图 3 为 CS-DCSK UWB 接收机系统框图。接收信号可表示为

$$R = \sum_{k=0}^{N-1} \int_{kT_f}^{kT_f+T} \{ [w_{R_{k+1}} \text{rect}(t - kT_f) \tilde{r}(t)] \times [w_{I_{k+1}} \text{rect}(t - kT_f) \tilde{r}(t)] \} dt \quad (4)$$

(4) 式中 $\tilde{r}(t)$ 为被加性高斯白噪声干扰的接收信号。接收滤波器是带宽为 $2B$ 的带通滤波器。为了得到信号 A 和 B, 接收滤波器的输出信号乘上一个矩形函数。

对判决统计量做门限判决, 根据如下规则可以

得到传输符号的估计

$$\hat{b} = \begin{cases} 1, & Z \geq 0 \\ 0, & Z < 0 \end{cases} \quad (5)$$

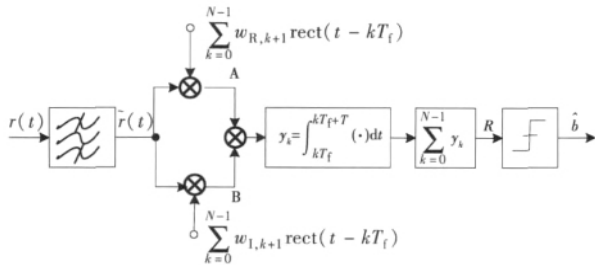


图 3 CS-DCSK UWB 接收机原理框图

Fig.3 Block diagram of the CS-DCSK UWB receiver

2 理论分析

2.1 单干扰情况下 UWB 系统性能分析

假设窄带干扰信号为二进制相移键控 (BPSK) 信号, 写成

$$i(t) = \sqrt{2P_J} \cos\left(2\pi f_1 t + \frac{b\pi}{2} + \theta\right) \quad (6)$$

(6) 式中: P_J 为干扰信号平均接收功率; f_1 为载波频率; $b \in \{-1, +1\}$ 。

因此, 接收信号可以写成

$$I(t) = h_1(t) \otimes i(t) = \sqrt{2P_J} \alpha_J \cos(2\pi f_1 t + \phi) \quad (7)$$

(7) 式中: α_J 为幅度; $\phi = b\pi/2 + \theta$ 为干扰信号相位。

利用 (4) 式, 所有接收到的信号可以简化为

$$Z_{CS} = \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^T [(1 + a_l w_{R,k+1} w_{I,k+1}) c_k(t) + w_{R,k+1} i_k(t) + n_{1,k}(t)] \times [(w_{R,k+1} w_{I,k+1} + a_l) c_k(t) + w_{I,k+1} i_k(t) + n_{2,k}(t)] dt = \sum_{k=0}^{N-1} U_k \quad (8)$$

当 $a_l = +1$ (或 -1) 时, 记 $\omega_{1,k}(t) = (1 + w_{R,k+1} \cdot w_{I,k+1}) c_k(t)$ (或 $\omega_{2,k}(t) = (1 - w_{R,k+1} w_{I,k+1}) c_k(t)$), $w_{R,k+1} i_k(t) = \xi_{1,k}(t)$, $w_{I,k+1} i_k(t) = \xi_{2,k}(t)$ 。按照采样扩展方法^[10], 在 $a_l = +1$ (或 -1) 的条件下, 可以使用 U_k 表示接收信号以 $2WT$ 采样后的值为

$$U_{kl, a_l = +1} = \frac{1}{2W} \sum_{m=1}^{2WT} [\omega_{1,km} + \xi_{1,km} + \eta_{1,km}] \cdot [\omega_{1,km} + \xi_{2,km} + \eta_{2,km}]$$

$$U_{kl, a_l = -1} = \frac{1}{2W} \sum_{m=1}^{2WT} [\omega_{2,km} + \xi_{1,km} + \eta_{1,km}] \cdot [-\omega_{2,km} + \xi_{2,km} + \eta_{2,km}] \quad (9)$$

按照平方和的形式 (9) 式可以写成

$$U_{kl, a_l = +1} = \sum_{m=1}^{2WT} \left[\left(\frac{1}{\sqrt{2W}} \omega_{1,km} + \beta_{1,km} \right)^2 - \beta_{2,km}^2 \right]$$

$$U_{kl, a_l = -1} = \sum_{m=1}^{2WT} \left[- \left(\frac{1}{\sqrt{2W}} \omega_{2,km} - \beta_{2,km} \right)^2 + \beta_{1,km}^2 \right] \quad (10)$$

(10) 式中:

$$\beta_{1,km} = \frac{1}{2\sqrt{2W}} (\xi_{2,km} + \eta_{2,km} + \xi_{1,km} + \eta_{1,km});$$

$$\beta_{2,km} = \frac{1}{2\sqrt{2W}} (\xi_{2,km} + \eta_{2,km} - \xi_{1,km} - \eta_{1,km}) \quad (11)$$

注意到 $U_{kl, a_l = +1}$ 仅是 2 个自由度同为 $q = NWT$ 非中心卡方随机变量的差, 但有不同的非中心参数^[11]。 $\beta_{1,km}$ 和 $\beta_{2,km}$ 的条件方差 σ_{CS}^2 的值为 $N_0/4$, 为了简便, 定义归一化随机变量 $Y_{CS,1}, Y_{CS,2}, Y_{CS,3}$ 和 $Y_{CS,4}$ 分别为

$$Y_{CS,1} = \frac{1}{2\sigma_{CS}^2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \sum_{m=1}^{2WT} \left(\frac{1}{\sqrt{2W}} \omega_{1,km} + \beta_{1,km} \right)^2$$

$$Y_{CS,2} = \frac{1}{2\sigma_{CS}^2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \sum_{m=1}^{2WT} \beta_{2,km}^2 \quad (12)$$

$$Y_{CS,3} = \frac{1}{2\sigma_{CS}^2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \sum_{m=1}^{2WT} \left(\frac{1}{\sqrt{2W}} \omega_{2,km} - \beta_{2,km} \right)^2$$

$$Y_{CS,4} = \frac{1}{2\sigma_{CS}^2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \sum_{m=1}^{2WT} \beta_{1,km}^2$$

$Y_{CS,1}$ 和 $Y_{CS,2}$ 的非中心参数分别为

$$\mu_{Y_{CS,1}}^{(NBI)} = \frac{1}{2\sigma_{CS}^2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \int_0^T [\omega_{1,k}(t) + \frac{\xi_{1,k}(t) + \xi_{2,k}(t)}{2}]^2 dt \approx \frac{E_s}{N_0} \sum_{l=1}^{L_{CAP}} \alpha_l^2 + \frac{\alpha_J^2 NP_J T}{2N_0}$$

$$\mu_{Y_{CS,2}}^{(NBI)} = \frac{1}{8\sigma_{CS}^2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \int_0^T (\xi_{2,k}(t) - \xi_{1,k}(t))^2 dt = \frac{\alpha_J^2 NP_J T}{2N_0} \quad (13)$$

传输脉冲的能量为 $E_p = E_s/N$, 其中 E_s 是符号能量 $L_{CAP} \triangleq \lceil \min\{WT, WT_g\} \rceil$ 。计算当 $a_l = +1$ 时, $Z_{CS} \leq 0$ 的 BER 为

$$P\{Z_{CS} \leq 0\} = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \left(\frac{1}{1+v^2} \right)^q \times \operatorname{Re} \left\{ \frac{\psi_{\mu_{CS}} \left(\frac{-jv}{1+jv} \right) \psi_J(g_{CS}(jv))}{jv} \right\} dv =$$

$$P_e^{(NBI)}(\psi_{\mu_{CS}}(jv) \psi_J(g_{CS}(jv)) q) \quad (14)$$

(14) 式中: $P_e^{(NBI)}$ 为误码率函数; $\operatorname{Re}(\cdot)$ 表示 (\cdot) 的实部部分; $\psi_{\mu_{CS}}(jv)$ 为 μ_{CS} 的特征函数; $\psi_J(jv)$ 为 α_j^2 的特征函数, 且

$$\mu_{CS} = \frac{E_s}{N_0} \sum_{l=1}^{L_{CAP}} \alpha_l^2$$

$$g_{CS} = \frac{NP_J T}{2N_0} \left(\frac{-jv}{1+jv} + \frac{jv}{1-jv} \right) \quad (15)$$

同理可得, 当 $a_l = -1$ 时的 Y_{CS3} 和 Y_{CS4} 的非中心参数。因此, 窄带干扰下的 CS-DCSK UWB 的近似 BER 为

$$P_{e,CS}^{(NBI)} = \frac{1}{2} [P_e^{(NBI)}(Z_{CS} \leq 0 | a_l = +1) + P_e^{(NBI)}(Z_{CS} > 0 | a_l = -1)] \quad (16)$$

2.2 多干扰情况下 UWB 系统性能分析

考虑到多用户传输特点, 本文假设 NBI 独立异步同功率运行, 且采用同样的线性调制方案, 比如 BPSK。利用(2)式和(6)式, 接收到的 NBI 信号可以写成 $I_n(t) = i^{(n)}(t) \otimes h_1^{(n)}(t)$ 。在 UWB 接收机端的聚合信号 $I(t)$ 可以写成

$$I(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2P_1} \frac{e^{\sigma_1 G_n}}{R_n^{\nu}} \alpha_n \cos(2\pi f_1(t - \tau_n) + \theta_n) \quad (17)$$

定义 P_1 为在干扰发射机天线近场区域边界平均功率, 并且记

$$A = \sum_{n=1}^{\infty} e^{\sigma_1 G_n} R_n^{-\nu} X_n \quad (18)$$

(18) 式中 $X_n = X_{n,1} + jX_{n,2}$ 为循环对称(CS)高斯随机变量, $X_{n,1} = \alpha_n \cos(\phi_n)$, 且 $X_{n,2} = \alpha_n \sin(\phi_n)$ 。因此, 聚合干扰信号可以表示为^[12]

$$I(t) = \sqrt{2P_1} A e^{j2\pi f_1 t} \quad (19)$$

(19) 式中 A 为循环对称复稳定分布, 服从

$$A \sim S_C \left(\frac{2}{\nu} \rho, \pi \lambda C_{2/\nu}^{-1} e^{2\sigma_1^2/\nu^2} E\{|X_{n,i}| \}^{2/\nu} \right) \quad (20)$$

C_x 定义为

$$C_x = \begin{cases} \frac{1-x}{\Gamma(2-x) \cos(\pi x/2)}, & x \neq 1 \\ \frac{2}{\pi}, & x = 1 \end{cases} \quad (21)$$

(21) 式中 $\Gamma(x) = \int_0^{\infty} t^{x-1} e^{-t} dt$ 表示伽马函数。

根据同样的方法, 可推导出 $Y_{CS,1}, Y_{CS,2}, Y_{CS,3}$ 和 $Y_{CS,4}$ 的非中心参数。其中, $Y_{CS,1}, Y_{CS,2}$ 的非中心参数分别为

$$\mu_{Y_{CS,1}}^{(NBIs)} = \frac{E_s}{N_0} \sum_{l=1}^{L_{CAP}} \alpha_l^2 + \frac{|A|^2 NP_1 T}{2N_0}$$

$$\mu_{Y_{CS,2}}^{(NBIs)} = \frac{|A|^2 NP_1 T}{2N_0} \quad (22)$$

(22) 式中, $|A|^2 = 2\gamma^{\nu} VC, V \sim S\left(\alpha/2, 1, \cos\left(\frac{\pi\alpha}{4}\right)\right)$, 且 C 是服从 2 个自由度的中心卡方分布。

为了计算当 $a_l = +1$ 时 $Z_{CS} \leq 0$ 的 BER, 本文使用反演定理^[13] 推出 $X_1 - X_2 < 0$ 的概率为

$$P\{X_1 - X_2 < 0\} = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \left(\frac{1}{1+v^2} \right)^q \times \operatorname{Re} \left\{ \frac{\exp\left(\frac{-jv\mu_{X_1}}{1+jv} + \frac{jv\mu_{X_2}}{1-jv}\right)}{jv} \right\} dv \quad (23)$$

因此, 多干扰下系统的近似 BER 为

$$P_{e,CS}^{(NBIs)} = \frac{1}{2} [P_e^{(NBIs)}(Y_{CS,1} - Y_{CS,2} < 0 | a_l = +1) + P_e^{(NBIs)}(Y_{CS,3} - Y_{CS,4} > 0 | a_l = -1)]$$

3 仿真结果

利用 MATLAB 仿真 CS-DCSK UWB 系统抗干扰场景。仿真基于密集可分辨多径信道, 多径增益服从功率衰减因子 $\varepsilon = 0$, 衰落严重程度指标 $m = 3$ 的 Nakagami-m 分布。按照联邦通信委员会(FCC)的要求, UWB 系统中心频率 $f = 4.0$ GHz, 带宽为 1 GHz, $T_p = 1$ ns, $T_f = 100$ ns, $N = 2$ 。分别定义单干扰 $SIR = E_b/(P_j T_s)$ 和多干扰 $SIR_T = E_b/(P_1 T_s)$ 。

3.1 单干扰情况下 UWB 系统性能分析

图 4 比较了 CS-DCSK UWB 系统在不同 SIR , $SNR = E_b/N_0$ 和信道下的 BER 性能。如图 4 所示, SIR 越小, 系统性能越差。但是, 由于当前 UWB 系统的低传输功率要求(1 mW), 因强窄带干扰而产生的低 SIR 在实际中不大可能出现(如 IEEE802.11a 的传输功率范围从 0.1 ~ 1 W), 系统性能仍能满足实际需求。

在 $SNR = 18, 22$ dB 时, 图 5 给出了不同 f_1 时, 系统的理论和仿真 BER 性能。结果表明, 系统 BER 性能在不同干扰频率下保持稳定。

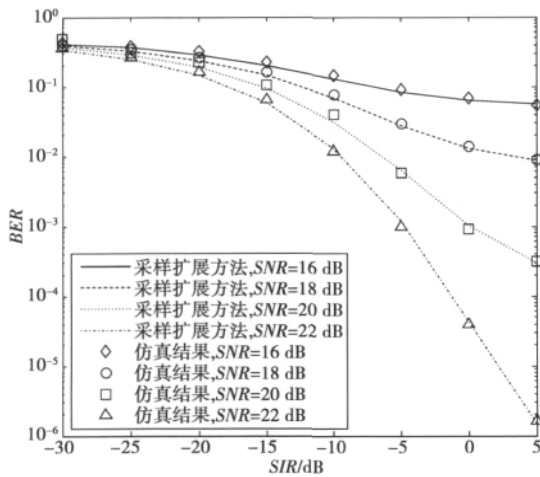


图 4 单干扰情况下系统 BER 性能

Fig. 4 BER performance of a system in presence of a single NBI

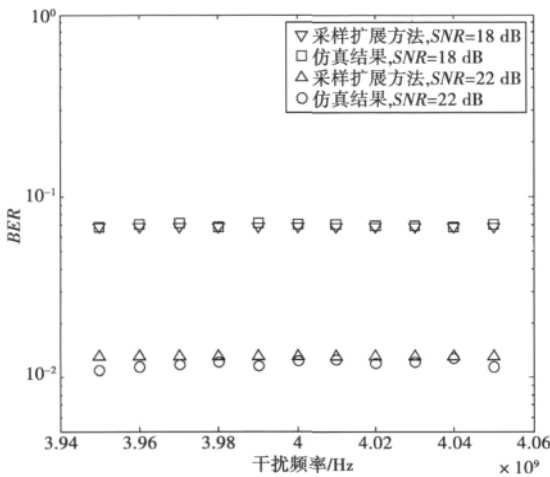


图 5 不同干扰频率对 BER 性能的影响

Fig. 5 Impact on the BER performance in different f_1

3.2 多干扰情况下 UWB 系统性能分析

图 6 描述了当 $SIR_T = -15, -5$ dB, $\nu = 1.2$, $\sigma_1 = 1.2$ dB, $f_1 = 4.0$ GHz 时, 不同参数 λ 和 SNR 对系统的 BER 性能的影响。由图 6 可知, 空间密度上升 10 dB 与 SIR_T 减少 10 dB 对系统 BER 性能的作用等效。

对于 $\lambda = 0.01, 0.1$ m⁻², 图 7 给出了当 $SNR = 20$ dB 和 $SIR_T = -15$ dB 时, 不同 f_1 下的 BER 性能。如

图 7 所示, 与单干扰情况类似, 多窄带干扰情况下的 CS-DCSK UWB 系统性能与干扰频率无关。

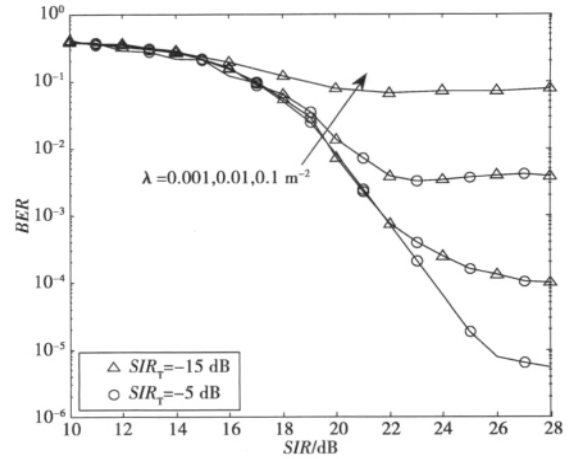


图 6 多干扰情况下系统 BER 性能

Fig. 6 BER performance of a system in presence of multiple NBIs

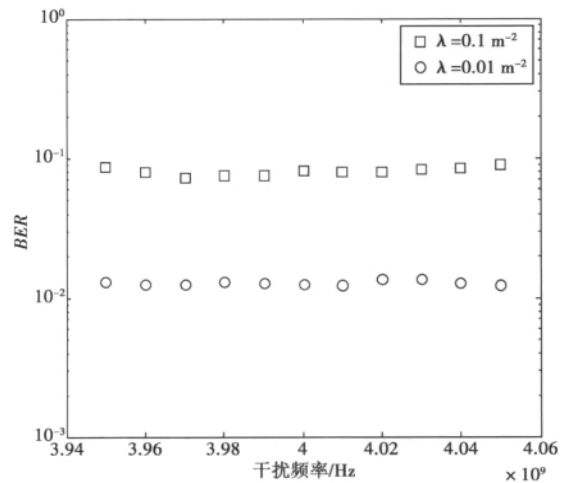


图 7 不同空间密度下不同干扰频率对 BER 性能的影响

Fig. 7 Impact on the BER performance in different f_1 in different spatial density

4 结束语

本文分析了 CS-DCSK UWB 系统在 UWB 信道下, 单干扰和多干扰情况下的 BER 性能。在多窄带干扰中, 我们假设干扰点分散并服从空间泊松过程, 可等效为一个单音 NB 干扰。单音 NB 干扰可以表示为一个服从循环对称复稳定分布的聚合干扰。通过仿真验证了理论分析的正确性。不同于 TR-UWB 系统, 本系统的 BER 性能与干扰载波频率无关。

参考文献:

- [1] KOLUMBAN G, KENNEDY M P, KIS G, et al. FM-DCSK: a novel method for chaotic communications [C] // IEEE. Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Monterey, CA, USA: IEEE Press, 1998: 477-480.
- [2] CHONG C C, YONG S K, YONG S K. UWB direct chaotic communication technology for low-rate WPAN applications [J]. IEEE Trans Veh Technol, 2008, 57(3): 1527-1536.
- [3] XIA Y X, TSE C K, LAU F C M, et al. Performance of frequency-modulated differential-chaos-shift-keying communication system over multipath fading channels with delay spread [J]. Int J Bifurcation and Chaos, 2005, 15(12): 4027-4033.
- [4] CHEN S Y, WANG L, CHEN G R. Data-aided timing synchronization for FM-DCSK UWB communication system [J]. IEEE Trans Ind Electron, 2010, 57(5): 1538-1545.
- [5] MIN X, XU W K, WANG L, et al. Promising performance of a frequency-modulated differential chaos shift keying ultra-wideband system under indoor environments [J]. Communications IET, 2010, 4(2): 125-134.
- [6] XU W K, WANG L, KOLUMBAN G. A novel differential chaos shift keying modulation scheme [J]. International Journal of Bifurcation and Chaos, 2011, 21(3): 799-814.
- [7] SUN X B, GAO M L, ZHOU Z, et al. Performance analysis of 3G systems in presence of UWB interference [J]. The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, 2011, 18(2): 120-124.
- [8] WIN M Z, PINTO P C, SHEPP L A. A mathematical theory of network interference and its applications [J]. Proc IEEE, 2009, 97(2): 205-230.
- [9] CASSIOLI D, WIN M Z, MOLISCH A F. The ultrawide bandwidth indoor channel: From statistical model to simulations [J]. IEEE J Sel Areas Commun, 2002, 20(6): 1247-1257.
- [10] QUEK T Q S, WIN M Z, DARDARI D. Unified analysis of UWB transmitted-reference schemes in the presence of narrowband interference [J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2007, 6(6): 2126-2139.
- [11] RABBACHIN A, QUEK T Q S, PINTO P C, et al. Non-coherent UWB communication in the presence of multiple narrowband interferers [J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2010, 9(11): 3365-3379.
- [12] PINTO P C, WIN M Z. Communication in a Poisson field of interferers - part I: interference distribution and error probability [J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2010, 9(7): 2176-2186.
- [13] SIMON M K, ALOUINI M S. Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis [M]. 2nd ed. New York: John Wiley & Sons Inc, 2004.

作者简介:



陈志雄(1986-),男,福建莆田人,硕士研究生,助理工程师,研究方向为超宽带无线通信及抗干扰技术。E-mail: chenzhixiong07@gmail.com。

(编辑:王敏琦)