

## CS-DCSK 在 Nakagami-m 衰落信道下的性能分析

陈志贵<sup>1</sup> 徐位凯<sup>2</sup>

(1. 厦门海洋职业技术学院, 福建 厦门 361012; 2. 厦门大学 通信工程系, 福建 厦门 361005)

**摘要:** 码复用差分混沌移位键控(code-shifted differential chaos shift keying, CS-DCSK) 是一种 DCSK 的改进方案, 其消除了接收机的延时电路, 简化了系统实现。为了研究在一般化的多径衰落信道下的性能, 基于高斯近似(Gaussian approximation, GA) 方法分析了 CS-DCSK 在 Nakagami-m 衰落信道下的误比特率(bit error rate, BER) 性能, 给出了 BER 的数值积分解。计算机仿真验证了分析结果, 比较了不同信道参数  $m$  条件下的误比特率性能, 并分析了原因。

**关键词:** 码复用差分混沌移位键控(CS-DCSK); Nakagami-m 衰落信道; 高斯近似; 扩展因子

中图分类号: TN911.22

文献标识码: A

文章编号: 1673-825X(2012)04-0395-05

## Performance analysis of CS-DCSK over Nakagami-m fading channels

CHEN Zhi-gui<sup>1</sup>, XU Wei-kai<sup>2</sup>

(1. Xiamen Ocean Vocational College, Xiamen 361012, P. R. China;

2. Dept. of Communication Engineering, Xiamen University, Xiamen 361000, P. R. China)

**Abstract:** The code-shifted differential chaos shift keying (CS-DCSK) is an improved scheme of DCSK, which eliminates the delay circuits in receiver. It simplifies the implementation of system. For the study of the performance of CS-DCSK over the generalization multipath fading channels, based on Gaussian approximation (GA) the BER performance is analyzed over Nakagami-m fading channel. The expression of bit error rate (BER) is presented. Simulation results and numerical results show that the analyzed results are well consistent with the simulation results. And the BERs of different channel parameter  $m$  are compared and the reasons are analyzed.

**Key words:** CS-DCSK; Nakagami-m fading channel; Gaussian approximation; spread factor

### 1 引言

混沌信号具有宽带、非周期等特性, 使得混沌数字调制具有良好的抗多径衰落性能。为了满足不同的应用需求, 研究者们提出了许多不同的混沌数字调制方法<sup>[1-4]</sup>, 其中基于非相干解调的 DCSK (differential chaos shift keying) 由于不需要混沌载波同步, 实现简单, 受到了最广泛的关注<sup>[3-4]</sup>。文献 [5] 表明 FM-DCSK (frequency modulation-DCSK) 是一种实现简单的扩频通信替代方案, 在保密通信、扩频通信以及超宽带通信中具有良好的应用前景<sup>[6-11]</sup>。作为一种传输-参考调制机制<sup>[12]</sup>, 一个 DCSK 符号在前半个周期发送参考信号, 后半周期发送信息承

载信号, 参考信号与信息承载信号是通过延时电路实现时域正交的。而在宽带应用环境下, 目前接收机的宽带射频延时电路还难以实现低成本、低功耗的有效集成。因此, 文献 [13] 提出了一种消除接收机延时电路的 DCSK 替代方案, 该方案采用正交的 Walsh 码分别调制参考混沌载波和信息承载混沌载波, 通过 Walsh 码实现了参考信号与信息承载信号之间的正交。

尽管在文献 [13] 中已经给出了 CS-DCSK 在 AWGN (additive white Gaussian noise) 信道和 Rayleigh 衰落信道下的性能分析, 但在更一般的衰落信道环境下的性能还并不明确, 而 Nakagami-m 模型能够建模无线信道从严重衰落到轻度衰落等不同的传

收稿日期: 2012-03-12 修订日期: 2012-04-12

基金项目: 国家自然科学基金 (61001073)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61001073)

输环境。本文基于 Nakagami-m 信道模型,基于高斯近似方法,分析了 CS-DCSK 在 Nakagami-m 信道下的误码性能,通过计算机仿真验证了分析结果,并比较了信道  $m$  参数变化对系统性能的影响以及系统扩频因子与信道多径数之间的关系。

### 1 系统模型

CS-DCSK 借鉴了部分 M-ary DCSK 的思想,同样采用 Walsh 码作为调制解调实现必不可少的组成部分,区别于多元 DCSK 的是:在多元 DCSK 中分别采用  $M$  个正交的 Walsh 码序列对应  $M$  个不同的符号,实现了对信号空间的区别;而在 CS-DCSK 中,只需要 2 个正交的 Walsh 码序列实现二进制的调制,如果把 DCSK 看作传输-参考(transmitted-reference, TR)通信系统<sup>[12]</sup>,那么在 CS-DCSK 中,2 个 Walsh 码序列分别实现对参考信号和信息承载信号的调制。由于 2 个 Walsh 码序列是正交的,因此参考信号和信息承载信号也是正交的,理论上与传统的 DCSK 是一样的,不过传统的 DCSK 是通过延时电路实现了参考信号和信息承载信号在时域的正交,而 CS-DCSK 则通过 Walsh 码序列实现了参考信号和信息承载信号在码域的正交。CS-DCSK 发射机原理框图如图 1 所示,该结构框图与多元 DCSK 发射机非常类似,同样需要具有  $N-1$  个延时单元的延时电路,每个延时单元均延时  $T_c$ ,但是,理论上它们具有重大的差别,在 CS-DCSK 发射机中,参考信号与信息承载信号是在相同的时隙上进行传输的,因此,CS-DCSK 是二进制调制。特别地,当采用 2 阶的 Walsh 码实现 CS-DCSK 时,其发射机所需的延时电路与传统的 DCSK 一样,均需 1 个延时为  $T_c$  的延时电路。

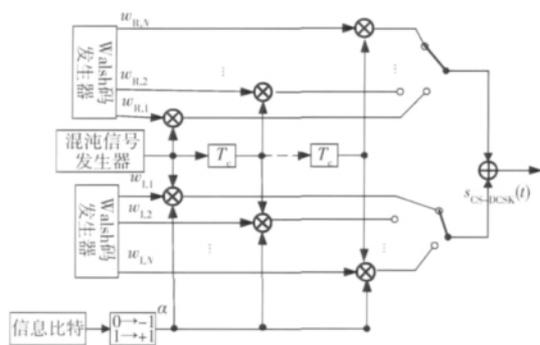


图 1 CS-DCSK 发射机原理框图

Fig. 1 Transmitter of CS-DCSK

假定只考虑传输单个符号的情形,则 CS-DCSK 发射机送出的信号可表示为

$$s_{CS-DCSK}(t) = \underbrace{\sum_{k=0}^{N-1} w_{R,k+1} \text{rect}_{T_c}(t - kT_c)}_{\text{参考信号}} c(t - kT_c) + \underbrace{a \sum_{k=0}^{N-1} w_{I,k+1} \text{rect}_{T_c}(t - kT_c)}_{\text{信息承载信号}} c(t - kT_c), T_s = NT_c \quad (1)$$

(1) 式中:发送符号  $a \in \{-1, +1\}$  由信息比特  $b \in \{0, 1\}$  映射而来;  $w_{R,k+1}$  和  $w_{I,k+1}$  分别是用于调制参考信号和信息承载信号的 Walsh 码序列的码元。

Walsh 码是一种正交码,即在同步传输情况下,利用 Walsh 码作为地址码具有良好的自相关特性和处处为零的互相关特性,且 Walsh 码生成容易,应用方便。Walsh 码可以通过哈达玛(Hadamard)矩阵来产生。假设  $H$  是一个  $2^{n-1}$  阶的哈达玛矩阵,则  $2^n$  阶矩阵构造为

$$H_{2^n} = \begin{bmatrix} H_{2^{n-1}} & H_{2^{n-1}} \\ H_{2^{n-1}} & -H_{2^{n-1}} \end{bmatrix}, n = 1, 2, \dots \quad (2)$$

例如,我们按照这个构造方法能够给出下面的一系列矩阵:

$$H_1 = [-1] \quad H_2 = \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix},$$

$$H_4 = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}.$$

矩阵的每一行即代表一个 Walsh 码。 $N \times N$  维 Hadamard 矩阵第  $i$  行表示为  $W_{N \times N}^i$ ,其中  $i = 1, 2, \dots, N$ 。Walsh 码是正交的,即

$$W_{N \times N}^i [W_{N \times N}^j]^T = \begin{cases} 0, & i \neq j \\ N, & i = j \end{cases} \quad (3)$$

(1) 式中  $c(t)$  是周期为  $T_c$  的混沌载波信号,  $\text{rect}_{T_c}(t - kT_c)$  是周期为  $T_c$  的矩形波函数,定义为

$$\text{rect}(t - kT_c) = \begin{cases} 1, & kT_c \leq t < (k+1)T_c \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

从(1)式可知,参考信号与信息承载信号是在相同的时间内传输的。周期性混沌信号可表示为

$$c(t - kT_c) = \begin{cases} c(t), & kT_c \leq t < (k+1)T_c \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

在接收端,假定接收机带宽足够大使得接收信号可以无失真的接收,接收端噪声  $n(t)$  为 0 均值、方差为  $N_0/2$  的加性白高斯噪声,则接收滤波器输出的信号为

$$\tilde{r}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} w_{R,k+1} c(t - kT_c) + a \sum_{k=0}^{N-1} w_{I,k+1} c(t - kT_c)$$

$$kT_c) + n(t) \quad (6)$$

CS-DCSK 接收机的原理框图如图 2 所示 根据系统原理 采用差分相干接收 判决统计量  $Z$  表示为

$$Z = \sum_{k=0}^{N-1} \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} w_{R,k+1} \tilde{r}(t) w_{I,k+1} \tilde{r}(t) dt = \sum_{k=0}^{N-1} w_{R,k+1} w_{I,k+1} \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} \tilde{r}^2(t) dt = \sum_{k=0}^{N-1} w_{R,k+1} w_{I,k+1} \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} [(w_{R,k+1} + bw_{I,k+1})c(t - kT_c) + n(t)]^2 dt \quad (7)$$

对判决统计量作门限判决 根据如下规则可得到传输符号的估计

$$\hat{b} = \begin{cases} 1, & Z \geq 0 \\ 0, & Z < 0 \end{cases} \quad (8)$$

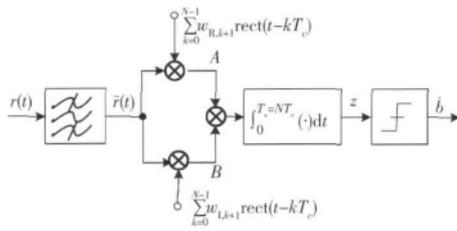


图 2 CS-DCSK 接收机原理框图

Fig. 2 Receiver of CS-DCSK

## 2 误比特率性能分析

基于高斯近似分析方法,CS-DCSK 在 AWGN 信道下的 BER 计算公式为<sup>[13]</sup>

$$BER_{CS-DCSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \left( \frac{1}{2N\beta} + \frac{4}{(E_b/N_0)} + \frac{2N\beta}{(E_b/N_0)^2} \right)^{\frac{1}{2}} \right) \quad (9)$$

(9) 式中:  $E_b = 2N\beta E\{c_j^2\}$  为比特能量;  $N\beta$  为扩频因子;  $E_b/N_0$  为信噪比。

假定具有  $L$  径的多径衰落信道的信道冲激响应为

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - \tau_l) \quad (10)$$

(10) 式中:  $L$ ,  $\alpha_l$  和  $\tau_l$  分别是信道的多径数,第  $l$  径的信道增益和第  $l$  径的延时;  $\delta(t)$  为 Dirac delta 函数。当  $\alpha_l$  满足 Nakagami-m 分布时,其概率密度函数为

$$f_{\alpha_l}(\alpha) = \frac{2}{\Gamma(m_l)} \left( \frac{m_l}{\Omega_l} \right)^{m_l} \alpha^{2m_l-1} \exp\left(-\frac{m_l}{\Omega_l} \alpha^2\right) \quad (11)$$

(11) 式中:  $m_l$  为衰落参数;  $\Omega_l = E\{\alpha_l^2\}$ ,  $\Gamma(\cdot)$  为 Gamma 函数。为了简化分析,假定衰落信道多径具

有均匀的参数,即  $\frac{\Omega_l}{m_l}$  为常量,并且多径信道满足

$$\sum_{l=1}^L \Omega_l = 1, \text{ 多径信道的输入-输出关系为} \quad (12)$$

$$r(t) = h(t) \otimes s(t) + n(t)$$

根据上面对信道的路径增益的假定,并且满足 Nakagami-m 分布,并给定 AWGN 信道 BER 的情况下,可以近似得到在 Nakagami-m 多径信道下的条件 BER 为

$$BER(\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{L-1}) = BER(\gamma_b) \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \left( \frac{1}{2N\beta} + \frac{4}{(E_b/N_0)} + \frac{2N\beta}{(E_b/N_0)^2} \right)^{\frac{1}{2}} \right) \quad (13)$$

(13) 式中:  $\gamma_b = (E_b/N_0)(\alpha_1^2 + \dots + \alpha_{L-1}^2) = \gamma_1 + \dots + \gamma_{L-1}$  为瞬时信噪比,而  $\gamma_l = (E_b/N_0)\alpha_l^2$ ,  $l = 0, 1, \dots, L-1$  为第  $l$  径的瞬时信噪比,其均值为  $\bar{\gamma}_l = E\{\gamma_l\} = (E_b/N_0)E\{\alpha_l^2\}$ , 其中每一径的瞬时信噪比  $\gamma_l$  满足参数为  $a, b$  ( $a > 0, b > 0$ ) 的 Gamma 分布,即  $\gamma_l = G(a, b)$

$$f(\gamma_l) = \frac{\gamma_l^{a-1} e^{-\gamma_l/b}}{b^a \Gamma(a)} \quad (14)$$

(14) 式中:  $a = m_l$ ;  $b = (\frac{E_b}{N_0}) \Omega_l / m_l$ 。则随机变量  $\gamma_l$  对应的矩生函数 (matrix generate function, MGF) 为<sup>[14]</sup>

$$M(s) = (1 - sb)^{-a} \quad (15)$$

由于  $\gamma_1, \dots, \gamma_L$  是统计独立的,并且有相同的参数  $\frac{\Omega_l}{m_l}$ , 因此,可以得总的瞬时信噪比  $\gamma_b = \sum_{l=1}^L \gamma_l$  的矩生函数<sup>[14]</sup>为

$$M_{\gamma_b}(s) = \prod_{l=1}^L \left( 1 - s \frac{(E_b/N_0) \Omega_l}{m_l} \right)^{-m_l} \quad (16)$$

对(16)式进行反变换可以得到  $\gamma_b$  的概率密度函数为

$$\gamma_b = G \left( \sum_{l=1}^L m_l, \frac{E_b \sum_{l=1}^L \Omega_l}{N_0 \sum_{l=1}^L m_l} \right) = G \left( mL, \frac{E_b/N_0}{mL} \right) \quad (17)$$

(17) 式中,  $m_l$  ( $m_1 = m_2 = \dots = m_L = m$ ) 为每一径的 Nakagami-m 衰落参数。则  $\gamma_b$  的概率密度函数可写为

$$f(\gamma_b) = \frac{\gamma_b^{mL-1} e^{-\gamma_b/(E_b/N_0)}}{\left( \frac{E_b/N_0}{mL} \right)^m \Gamma(mL)} \quad (18)$$

因此,CS-DCSK 在 Nakagami-m 多径衰落信道

下的 BER 可对条件 BER 作期望计算得到,即

$$BER = \int_0^\infty BER(\gamma_b) f(\gamma_b) d\gamma_b \quad (19)$$

### 3 仿真结果及分析

仿真中采用 Hadamard 方法构造 Walsh 码矩阵,特别地,当  $W = [+1, +1; +1, -1]$  矩阵的第 1、2 行分别用于参考码序列和信息承载码序列,在此情况下,CS-DCSK 与传统的 DCSK 非常类似,在发射端均需要 1 个延时电路单元,混沌载波由 Logistic 映射产生。信道为密集多径衰落信道,即信道抽头之间相差一个采样延时,所有的信道增益满足 Nakagami- $m$  分布,且每径具有相同的信道参数  $m$ ,另外,以下仿真结果中,若无特别说明,均为基于二阶 Walsh 码仿真的结果。

图 3 和图 4 给出了扩展因子 SF 分别为 80 和 160 时的 BER 分析结果与仿真结果对比。图 3 和图 4 中实线、虚线和点线分别表示信道参数  $m = 2, 3, 4$  时的分析结果,菱形、星形、圆分别为对应的仿真结果。由图 3 - 图 4 可知,当扩展因子为 80 时,分析结果与仿真结果有较大的差距,当扩展因子足够大(160)时,仿真结果与分析结果具有很好的一致性。这与 AWGN 信道下的结果一致,因为高斯近似分析方法只有在扩展因子较大时才具有适应性。另外,从图 3 - 图 4 可以看出,随着 Nakagami- $m$  信道参数  $m$  的增加,BER 性能逐渐变好,是由于参数  $m$  表示了信道的衰落程度,随着  $m$  的增加,信道逐渐接近 AWGN 信道。

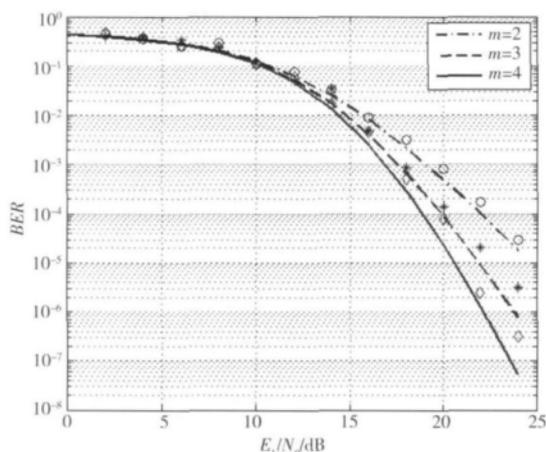


图 3 BER 分析结果与仿真结果的比较 (SF = 80)

Fig. 3 BER comparisons between analyzed results and simulation results (SF = 80)

图 5 给出了扩展因子为 80 的条件下,随着信道多径数  $L$  增加,BER 的变化情况,由图 5 可知,随着

$L$  的增加,BER 性能逐步变好,当  $L = 3$  时达到最佳, $L$  再增加时,性能又逐步恶化。这是由于 CS-DCSK 作为一种扩频技术,具有多径分集的能力,所以当多径数  $L$  增加时,BER 性能变好。但由于多径会带来符号间的干扰,当给定扩展因子时, $L$  越大,符号间干扰越大,当多径分集带来的增益不足以弥补符号间的干扰导致的性能恶化时,系统的 BER 变差。

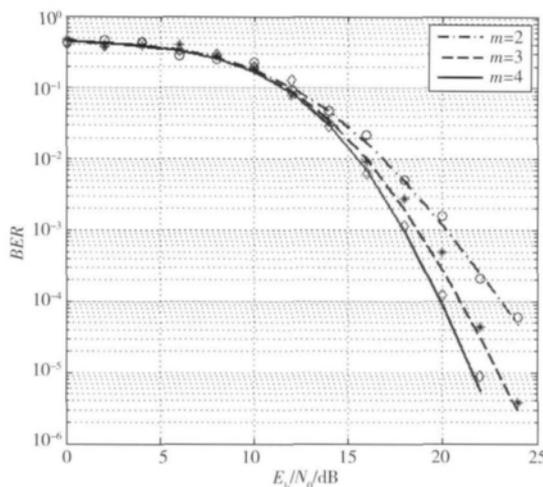


图 4 BER 分析结果与仿真结果的比较 (SF = 160)

Fig. 4 BER comparisons between analyzed results and simulation results (SF = 160)

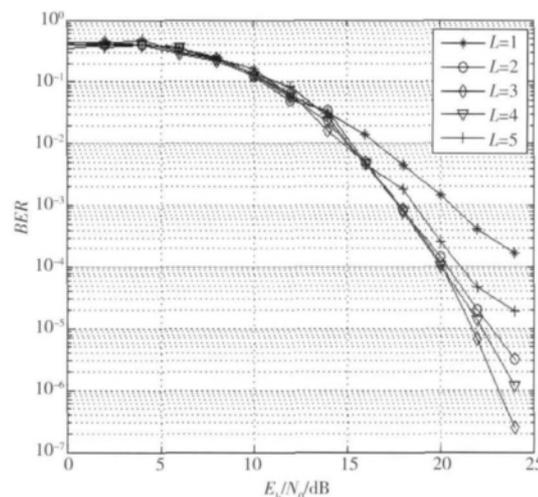


图 5 给定扩展因子条件下,BER 随多径数变换的情况

Fig. 5 BER versus number of channel paths for fixed spread factor.

最后,图 6 给出信道参数  $m = 3$  的 2 径信道下, $E_b/N_0$  分别为 16 dB、20 dB 时,BER 随扩展因子 SF 变化的结果,曲线表明:随着 SF 的增加,BER 性能逐步变差。这与 AWGN 信道下的结果类似,是由于随着 SF 的增加,接收机相关器引入的噪声也逐步增加,导致系统性能恶化。

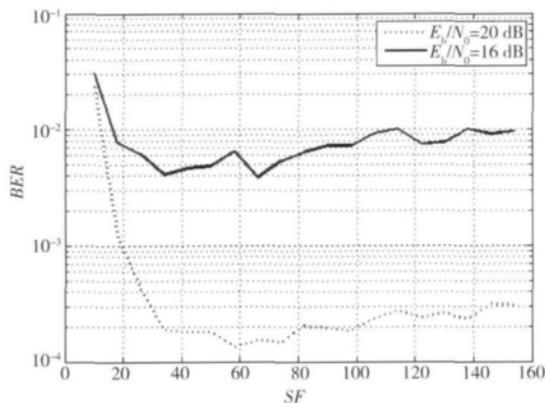


图6 BER随扩展因子(SF)变化的性能

Fig. 6 BER versus spread factor

## 4 结 语

本文基于高斯近似方法分析了CS-DCSK在Nakagami-m多径衰落信道下的BER性能,给出了BER的数值积分解,计算机仿真结果与数值结果表明:当扩展因子较大时,分析结果与仿真结果能够很好的吻合,表明该分析方法是可靠的。另外,比较了信道参数m改变时,BER性能的变化情况,分析了信道多径数与扩展因子之间的关系,发现信道多径数与扩展因子之间有最佳的配置关系。

### 参考文献:

- [1] KIS G, JAKO Z, KENNEDY M P, et al. Chaotic communications without synchronization [C]// Proceedings of the 6th IEE Conference on Telecommunications, [s. l.]: Conference Publications, 1998: 49-53.
- [2] KOLUNMBAN G, VIZVARI G K, SCHWARZ W, et al. Differential chaos shift keying: A robust coding for chaos communication [C]// Proceedings of International Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems, Seville, Spain: Conference Publications, 1996: 87-92.
- [3] KOLUNMBAN G, KIS G, KENNEDY M P, et al. FM-DCSK: A new and robust solution to chaos communications [C]// International Symposium on Nonlinear Theory and Its Applications, Hawaii, USA: Conference Publications, 1997: 117-120.
- [4] WANG L, ZHANG C X, CHEN G R. Performance of an SIMO FM-DCSK Communication System [J]. IEEE Trans. Circuits and Systems-II: Express Briefs, 2008, 55(5): 457-461.
- [5] YE L, CHEN G, WANG L. Essence and advantages of FM-DCSK technique versus conventional spread-spectrum communication methods [J]. Circuits, Systems and Signal Processing, 2005 24(5): 657-673.
- [6] DMITRIEV A S, KYARGINSKY B Y, PANAS A I, et al. Experiments on ultra wideband direct chaotic information transmission in microwave band [J]. Int. J. Bifurcation & Chaos, 2003, 13(6): 1495-1507.
- [7] SANG-MIN H, POPOV O, DMITRIEV A S. Flexible chaotic UWB communication system with adjustable channel bandwidth in CMOS technology [J]. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 2008, 56(10): 2229-2236.
- [8] SANG-MIN H, MI-HYUN S, YONG-HWAN K, et al. Low-Rate Chaotic UWB Transceiver System Based on IEEE 802.15.4a [C]// Proceedings of the 3rd European Radar Conference. Manchester, UK: Conference Publications, 2006: 358-361.
- [9] YONG S-K, CHONG C-C, KOLUMBAN G. Non-coherent UWB radio for low-rate WPAN applications a chaotic approach [J]. International J Wireless information Network, 2007, 14(2): 121-130.
- [10] MIN X, XU W K, WANG L, et al. Promising Performance of an FM-DCSK UWB System under Indoor Environments [J]. IET Communications, 2010, 4(2): 125-134.
- [11] KOLUMBA G, KREBESZ T, LAU F C M. Feasibility of UWB radio: Impulse radio versus chaos-based approach [C]// Proceedings of IEEE ISCAS, Paris, France: IEEE Press, 2010: 2450-2453.
- [12] RUSHFORTH C K. Transmitted-reference techniques for random or unknown channels [J]. IEEE Trans. Inform. Theory, 1964, 10(1): 39-42.
- [13] XU W K, WANG L, KOLUMBAN G. A Novel Differential Chaos Shift Keying Scheme [J]. International Journal of Bifurcation and Chaos, 2011, 21(3): 799-814.
- [14] SIMON M, ALOUINI M. Digital Communication over fading channels [M]. 2<sup>nd</sup> edition. Chichester, U. K.: Wiley, 2005.

### 作者简介:



陈志贵(1965-) ,男,福建莆田人,讲师,硕士,研究方向为移动通信。E-mail: xmczgui@126.com。



徐位凯(1976-) ,男,四川西昌人,博士,助理教授。研究方向为宽带无线通信。

(编辑:魏琴芳)