

无信号内干扰的高效差分混沌键控通信方案

杨华^{1,2}, 蒋国平³, 段俊毅³

(1. 南京邮电大学 江苏省射频与微纳电子重点实验室, 江苏 南京 210023;
2. 南京邮电大学 电子科学与工程学院, 江苏 南京 210023; 3. 南京邮电大学 自动化学院, 江苏 南京 210023)

摘要: 为解决高效差分混沌键控(HE-DCSK)系统判决变量中信号内干扰的不利影响问题, 提出一种无信号内干扰的高效差分混沌键控通信方案。该方案通过改变混沌载波的构造方式, 确保在相同信息时隙内传输的两路携带不同信息的已调混沌信号严格正交, 彻底去除了接收机判决变量中的信号内干扰分量。分析和仿真表明, 所提的新系统可以大大改善 HE-DCSK 系统的误码性能。

关键词: 差分混沌键控; 高效差分混沌键控; 信号内干扰; 非相干检测; 混沌

中图分类号: TN92

文献标识码: A

High efficiency differential chaos shift keying modulation scheme without intra-signal interference

YANG Hua^{1,2}, JIANG Guo-ping³, DUAN Jun-yi³

(1. Key Laboratory of Radio Frequency and Micro-Nano Electronics of Jiangsu Province, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China;
2. School of Electronic Science and Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China;
3. School of Automation, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China)

Abstract: To eliminate the adverse effect brought by the intra-signal interference components in decision variables in high efficiency differential chaos shift keying system, a novel high efficiency differential chaos shift keying modulation scheme without intra-signal interference was proposed. By changing signal format of the chaotic carriers, the proposed scheme makes the two modulated chaotic signals transmitted in same time slot strictly orthogonal, which removes all possible intra-signal interference components from all decision variables clearly. It is shown by the analysis and simulation results that the proposed system has much better performance than HE-DCSK.

Key words: differential chaos shift keying (DCSK); high efficiency differential chaos shift keying (HE-DCSK); intra-signal interference; noncoherent detection; chaos

1 引言

混沌信号具有产生电路简单、良好的非周期性和类似于白噪声的宽频谱等独特性质, 因而在扩频通信领域展现出了诱人的应用前景^[1]。文献[2~13]提出了一系列混沌通信方案, 尝试引入混沌信号作为载波, 在完成数字调制的同时直接实现频谱扩展。这样不但能够保留传统扩频通信系统具有低截获

概率和减轻多径效应等特性, 而且还可以降低系统的硬件成本并提高通信的保密性^[14]。由于很难从收到的混沌调制信号中恢复出同步的混沌载波, 差分混沌键控(DCSK, differential chaos shift keying)^[2]和调频差分混沌键控(FM-DCSK, frequency modulated DCSK)^[3]都采用了传输参考(T-R, transmitted-reference)技术^[15]。DCSK/FM-DCSK 将每个比特时间等分为 2 个时隙, 分别传送混沌载波和携带数

收稿日期: 2014-07-10; 修回日期: 2014-10-20

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61373136, 61401226, 61374180); 江苏省研究生科研创新计划基金资助项目(CXLX11_0412)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61373136, 61401226, 61374180); The Innovation Plan for Graduate Education of Jiangsu Province(CXLX11_0412)

字信息的混沌信号，无需完成传统扩频通信系统所必需的信道估计和扩频码同步，大大简化了系统结构，在无线个人局域网和无线传感器网络中都表现出了很强的竞争力^[16,17]。遗憾的是，DCSK/FM-DCSK 可以实现的最高码元传输速率较低，并且在系统保密性方面也存在一定的缺陷^[1]。

为此，文献[7]和文献[8]分别设计四相混沌键控（QCSK, quadrature chaos-shift keying）和多载波差分混沌键控（MC-DCSK, multi-carrier differential chaos shift keying）系统。虽然两者都可以提高 DCSK 的比特传输速率，但是复杂的系统结构在一定程度上限制了这 2 种方案的实用性。文献[13]提出高效差分混沌键控（HE-DCSK, high efficiency differential chaos shift keying）通信方案，通过重复利用之前参考时隙内发送的混沌信号充当载波，在每个信息时隙内传输两路携带不同信息的已调混沌信号。HE-DCSK 系统在保留 DCSK 原有优势的基础上，将比特传输速率提高至 DCSK 的 2 倍，同时杜绝了从接收信号的频谱中获取系统比特速率信息的可能性，增强了数据的安全性。但是，HE-DCSK 系统中同时传输的两路已调混沌信号之间并非严格正交（仅为近似正交），因此接收机输出判决变量中将会出现额外的混沌信号互相关分量——信号内干扰。该信号内干扰的存在会导致判决变量不确定性的增加，进而引起系统 BER 性能恶化。

针对这个问题，本文提出一种无信号内干扰的 HE-DCSK 通信方案。新提出的方案彻底消除了判决变量中的信号内干扰，有效克服了 HE-DCSK 方案的上述不足，具有广阔的应用前景。

2 无信号内干扰的高效差分混沌键控

2.1 发射机

与 HE-DCSK 系统类似，无信号内干扰的 HE-DCSK 系统也将每个时间帧等分为 2 个时隙——参考时隙和信息时隙。在每个参考时隙内，系统传输长度为 β 的混沌序列作为参考信号；在随后的信息时隙内，系统传输相同长度并携带 2 bit 信息的混沌序列作为信息信号，而且这 2 bit 信息是通过极性调制的方法被分别调制在两路不同的混沌载波序列上。

为了避免在接收端的判决变量中出现信号内干扰分量，在信息时隙内传输的两路已调混沌信号必须严格正交（即互相关为零）。为此，图 1 给出了一种简单的正交混沌信号发生器，为在相同信息时隙

内传输的 2 bit 信息生成相应的正交混沌载波。图 1 中，两路输出混沌序列分别满足

$$x_i = x_{i+\beta/2}, m\beta < i \leq m\beta + \frac{\beta}{2} \quad (1)$$

$$y_i = -y_{i+\beta/2}, m\beta < i \leq m\beta + \frac{\beta}{2} \quad (2)$$

其中，这两路输出信号之间还满足

$$\sum_{i=m\beta+1}^{(m+1)\beta} x_i y_{i-n\beta} = 0, \quad m, n = 0, 1, 2, \dots \quad (3)$$

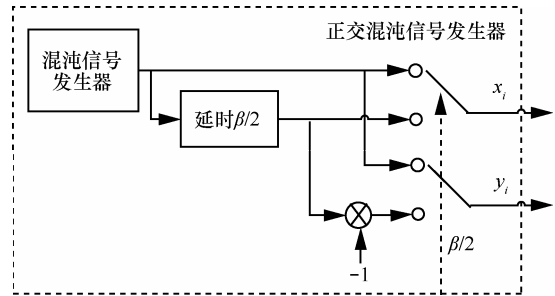


图 1 正交混沌信号发生器结构

图 2 给出了一种无信号内干扰的 HE-DCSK 系统基带发射机结构，其中每一帧的参考时隙内传输的混沌载波信号均取自图 1 中正交混沌信号发生器上面支路输出的序列 $\{x_i\}$ 。以第 k 帧发射的信号为例，为传输第 k 对信息比特 b_{2k-1} 和 b_{2k} ，图 2 中的发射机首先将 b_{2k} 调制在当前参考时隙内传输的混沌序列上（通过改变序列极性的方法），同时将 b_{2k-1} 调制在正交混沌信号发生器下面支路输出信号延时 3β 后的序列上（通过改变序列极性的方法）；随后将生成的两路已调混沌信号相加后在当前信息时隙内传输（为保证发射信号平均功率不变，此处生成的两路已调混沌信号的幅度都被乘以系数 $1/\sqrt{2}$ ）。因此，第 k 帧内发射信号的时域表达式为

$$s_i = \begin{cases} x_i, & 2k\beta < i \leq (2k+1)\beta \\ \frac{b_{2k}}{\sqrt{2}} x_{i-\beta} + \frac{b_{2k-1}}{\sqrt{2}} y_{i-3\beta}, & (2k+1)\beta < i \leq 2(k+1)\beta \end{cases} \quad (4)$$

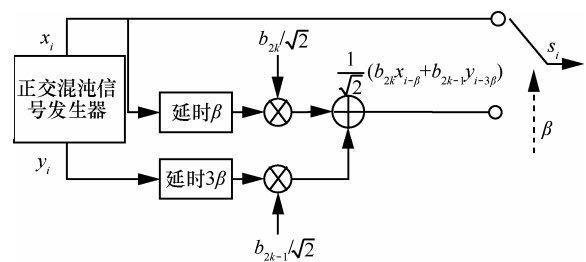


图 2 无信号内干扰的 HE-DCSK 系统发射机结构

2.2 接收机

图 3 给出了一种基于相关器的无信号内干扰 HE-DCSK 接收机结构。与文献[13]中的 HE-DCSK 接收机类似, 图 3 中的接收机使用两条独立的相关器支路分别解码在每个信息时隙内传输的 2 bit 信息, 且两路相关器支路共用同一个定时同步电路。这主要是因为: 这两路相关器支路要恢复的信息比特包含在同一段信息信号内, 检测器只要能确定这段信息信号的起始和终止时刻就可以保证上下支路正常工作。与文献[13]中的 HE-DCSK 接收机相比, 图 3 只是在解调 b_{2k-1} 的支路上多加了一个乘法器, 除此之外没有额外增加解码电路结构的复杂性。其中, 序列 W_i 定义为

$$W_i = \begin{cases} 1, & k\beta < i \leq (k + \frac{1}{2})\beta \\ -1, & (k + \frac{1}{2})\beta < i \leq (k + 1)\beta \end{cases} \quad (5)$$

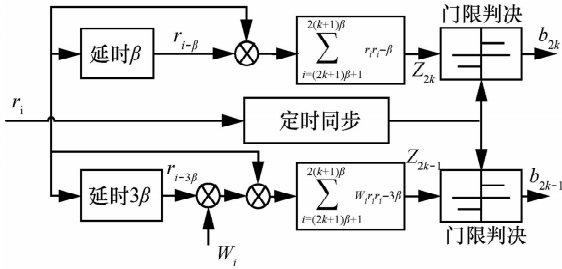


图 3 接收机

$$Z_{2k} = \underbrace{\frac{b_{2k}}{\sqrt{2}} \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} x_{i-\beta}^2}_{\text{有用信号分量}} + \underbrace{\sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} x_{i-\beta} \xi_i + \frac{b_{2k}}{\sqrt{2}} \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} x_{i-\beta} \xi_{i-\beta}}_{\text{噪声干扰分量}} + \frac{b_{2k-1}}{\sqrt{2}} \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} y_{i-3\beta} \xi_{i-\beta} + \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} \xi_{i-\beta} \xi_i \quad (12)$$

$$Z_{2k-1} = \underbrace{\frac{b_{2k-1}}{\sqrt{2}} \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} y_{i-3\beta}^2}_{\text{有用信号分量}} + \underbrace{\sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} y_{i-3\beta} \xi_i + \frac{b_{2k-1}}{\sqrt{2}} \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} W_i y_{i-3\beta} \xi_{i-3\beta} + \frac{b_{2k}}{\sqrt{2}} \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} W_i x_{i-\beta} \xi_{i-3\beta} + \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} W_i \xi_{i-3\beta} \xi_i}_{\text{噪声干扰分量}} \quad (13)$$

与文献[13]中 HE-DCSK 相关器输出的判决变量相比, 式(12)和式(13)给出的判决变量仅包含混沌信号自相关项 (即有用信号分量) 和相关器输入的噪声干扰分量 (包括混沌信号与噪声的互相关项以及噪声信号之间的互相关项), 并没有出现不同时间段内混沌序列之间的互相关项 (即信号内干扰)。因此, 无信号内干扰的 HE-DCSK 系统判决变量只是受到噪声分量的干扰。依据下面的判决准则, 可以恢复信息比特 \hat{b}_n

$$\hat{b}_n = \text{sign}[Z_n], \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (14)$$

图 3 中, 两路相关器的输出判决变量 Z_{2k} 和 Z_{2k-1} 分别表示为

$$Z_{2k} = \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} r_i r_{i-\beta} \quad (6)$$

$$Z_{2k-1} = \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} W_i r_i r_{i-3\beta} \quad (7)$$

假设接收信号只受到 AWGN 噪声的影响, 则图 3 中接收机收到的信号 r_i 可表示为

$$r_i = s_i + \xi_i \quad (8)$$

其中, ξ_i 是均值为零的平稳高斯随机过程。

假设收发双方已经完成比特同步, 式(6)和式(7)可以表示为

$$Z_{2k} = \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} \left((x_{i-\beta} + \xi_{i-\beta}) \left(\frac{b_{2k} x_{i-\beta}}{\sqrt{2}} + \frac{b_{2k-1} y_{i-3\beta}}{\sqrt{2}} + \xi_i \right) \right) \quad (9)$$

$$Z_{2k-1} = \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} \left((W_i x_{i-3\beta} + W_i \xi_{i-3\beta}) \left(\frac{b_{2k} x_{i-\beta}}{\sqrt{2}} + \frac{b_{2k-1} y_{i-3\beta}}{\sqrt{2}} + \xi_i \right) \right) \quad (10)$$

根据式(2)和式(5), 不难得到

$$W_i x_{i-3\beta} = y_{i-3\beta}, \quad (2k+1)\beta < i \leq 2(k+1)\beta \quad (11)$$

将式(3)分别代入式(9)和式(10), 并将式(11)代入式(10), 可以得到图 3 接收机中两路相关器输出判决变量的最终展开式

3 误码性能分析

考虑到简单直观的高斯近似法^[18]在扩频因子较大的情况下可以获得精确的分析结果, 本节采用高斯近似法来推导无信号内干扰的 HE-DCSK 系统比特误码率。若要分析系统在较小扩频因子情况下的 BER 性能, 可以采用文献[19]中的数值积分法或文献[20]中的非中心 F 分布近似法。本节所有的分析结果都是基于下面的假设条件得到的。

1) 假设 $\{x_i\}$ 为文献[1]中 Logistic 映射产生的平稳混沌序列, 随着 $|k|$ 的增大, x_i 与 x_{i+k} 之间的相关

值迅速衰减为 0。

2) 作为 AWGN 信道中的噪声干扰, ξ_i 均值为零, 方差为 $N_0/2$; 同时对于任意的 (i, j) , ξ_j 不但与 x_i 统计独立, 而且只要满足 $i \neq j$, ξ_j 与 ξ_i 仍统计独立。

3) 扩频因子 2β 远大于特征相关值衰减为 0 的时间, 该假设条件在传统的扩频通信中是不难满足的。

4) 信源等概率发送二进制信息比特 $\{+1, -1\}$ 。

基于假设条件 1)~3), 式(9)中判决变量 Z_{2k} 的各项都近似服从高斯分布^[18]。采用文献[1]和文献[13]中的分析方法, 不难得到 Z_{2k} 的均值和方差分别为

$$E[Z_{2k}] = \frac{b_{2k}}{\sqrt{2}} \beta E[x_i^2] \quad (15)$$

$$\text{var}[Z_{2k}] = \beta \text{var}[x_i^2] + \beta E[x_i^2] N_0 + \beta \frac{N_0^2}{4} \quad (16)$$

其中, $\text{var}[\cdot]$ 表示方差运算符, $E[\cdot]$ 表示数学期望运算符。

根据式(4), 为顺利解码 $2N$ bit 信息, 无信号内干扰的 HE-DCSK 系统必须发送 $N+1$ 个时隙的混沌参考信号和 N 个时隙的信息信号。考虑到 $\{x_i\}$ 为平稳序列, 新提出的系统中传输信号的平均比特能量为

$$E_b = \lim_{N \rightarrow \infty} E \left[\frac{\sum_{k=0}^N \sum_{i=2k\beta+1}^{(2k+1)\beta} x_i^2 + \sum_{k=1}^N \frac{1}{2} \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} (b_{2k} x_{i-\beta} + b_{2k-1} y_{i-3\beta})^2}{2N} \right] = \beta E[x_i^2] \quad (17)$$

根据 Logistic 映射产生混沌信号的统计特征^[1], 信息比特 b_{2k} 的误判概率为

$$P(\text{sign}[Z_{2k}] \neq b_{2k}) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{|E[Z_{2k}]|}{\sqrt{2\text{var}[Z_{2k}]}} \right) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\left(\frac{2}{\beta} + 4 \frac{N_0}{E_b} + \beta \frac{N_0^2}{E_b^2} \right)^{-1}} \right) \quad (18)$$

其中, $\text{erfc}(\cdot)$ 表示误差补函数。

类似地, 可以推导出 b_{2k-1} 的误判概率等于 b_{2k} 的误判概率。基于假设条件 4), 可以得到无信号内干扰的 HE-DCSK 系统在 AWGN 信道条件下的比特误码率为

$$BER_{\text{无信号内干扰的HE-DCSK}} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\left(\frac{2}{\beta} + 4 \frac{N_0}{E_b} + \beta \frac{N_0^2}{E_b^2} \right)^{-1}} \right) \quad (19)$$

由上式不难发现, 无信号内干扰的 HE-DCSK

系统在 AWGN 信道中的 BER 性能主要与比特信噪比 E_b/N_0 和扩频因子 2β 有关。在扩频因子 2β 一定的情况下, 式(19)中的系统比特误码率随比特信噪比 E_b/N_0 的增加而减小; 在比特信噪比 E_b/N_0 一定的情况下, 式(19)中的系统比特误码率随着扩频因子 2β 的增大呈现出先减小后增大的趋势。此外, 由于消除了判决变量中的信号内干扰, 式(19)的第 1 项比相同条件下 HE-DCSK 系统比特误码率公式的第 1 项更小, 这表明无信号内干扰的 HE-DCSK 系统比 HE-DCSK 系统具有更好的 BER 性能。上述分析结果都将在第 4 节系统仿真部分得到验证。

4 系统仿真

本节分别对无信号内干扰的 HE-DCSK、HE-DCSK 和 DCSK 系统在 AWGN 信道中进行了 Monte Carlo 仿真, 得到这 3 种系统在不同比特信噪比条件下的比特误码率值。仿真中, 所有系统使用的混沌序列均由文献[1]中的 Logistic 映射 $x_{i+1} = 1 - 2x_i^2$ 产生, 同时图中所有的仿真曲线都是 10 000 次仿真结果的平均值。

图 4 比较了不同扩频因子 2β 条件下, 无信号内干扰的 HE-DCSK 系统的理论误码性能和仿真误码性能曲线。图中不难看出, 仿真得到的 BER 性能(用“仿真值”表示)与使用式(19)计算的理论 BER 性能(用“高斯近似法”表示)几乎完全一致。

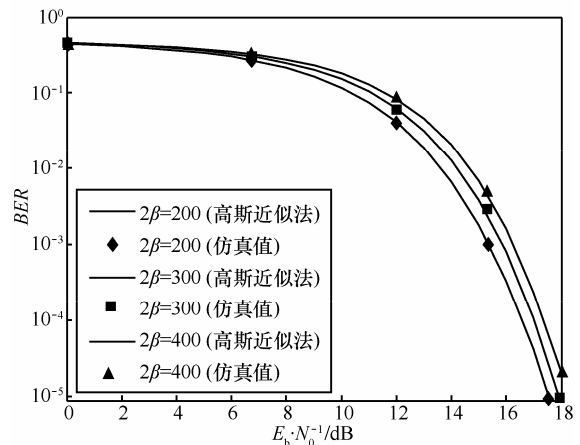


图 4 无信号内干扰的 HE-DCSK 系统理论误码率与仿真误码率的比较

为了研究扩频因子 2β 对系统 BER 性能的影响, 图 5 给出了不同比特信噪比条件下仿真得到的无信号内干扰的 HE-DCSK 系统比特误码率与扩频因子 2β 之间的关系曲线。从图中可以发现, 2 条曲

线在 2β 从 6 到 100 之间变化时都存在谷底值。这种现象表明：对于特定的比特信噪比值，存在某个最佳的扩频因子 $2\beta_{\text{optimal}}$ ，使得无信号内干扰的 HE-DCSK 系统比特误码率最小。产生这种现象的主要原因是：扩频因子 2β 增大时，式(12)和式(13)中的有用信号分量波动性下降，引起系统比特误码率下降；同时式(12)和式(13)中的噪声干扰分量增大，导致系统比特误码率上升。当扩频因子 2β 小于 $2\beta_{\text{optimal}}$ 时，有用信号分量波动性下降起主导作用，系统比特误码率呈下降趋势；当扩频因子 2β 大于 $2\beta_{\text{optimal}}$ 时；噪声干扰分量增大占据主导地位，系统比特误码率呈上升趋势；当扩频因子 2β 等于 $2\beta_{\text{optimal}}$ 时，比特误码率的下降趋势与比特误码率的上升趋势相互抵消，此时无信号内干扰的 HE-DCSK 系统表现出最好的 BER 性能。

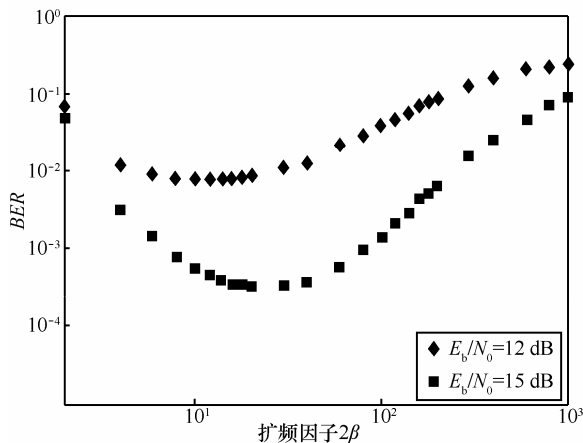
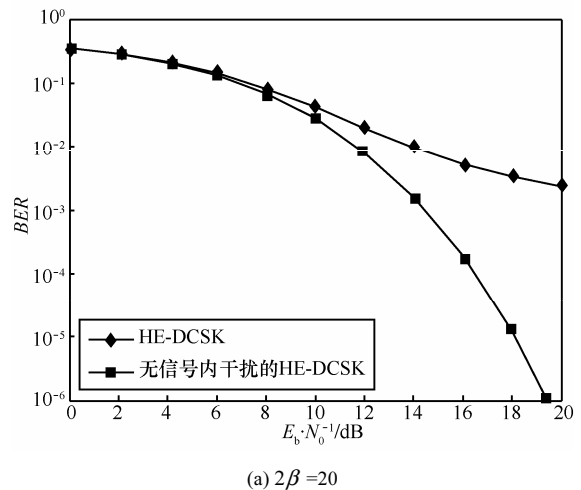
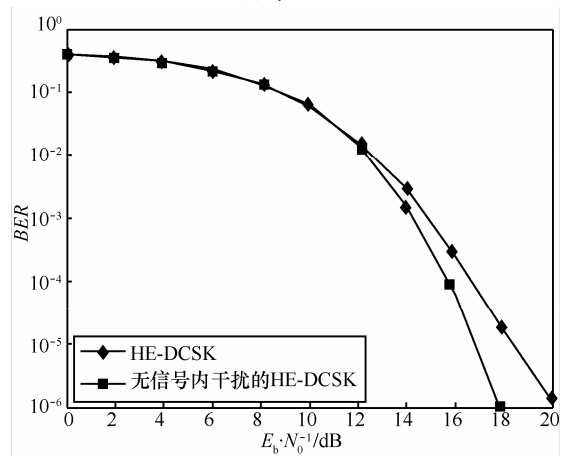


图 5 无信号内干扰的 HE-DCSK 系统 BER 性能与扩频因子 2β 之间的关系

为了衡量无信号内干扰的 HE-DCSK 系统对 BER 性能的改善程度，图 6 给出仿真得到的 HE-DCSK 系统和无信号内干扰的 HE-DCSK 系统 BER 性能曲线。从图中可以发现，与 HE-DCSK 相比，无信号内干扰的 HE-DCSK 系统在任何扩频因子条件下都具有更好的 BER 性能，而且这种 BER 性能改善的程度随着扩频因子的减小而越来越明显。造成这种现象的主要原因是：扩频因子逐渐变小时，HE-DCSK 判决变量中信号内干扰分量对系统 BER 性能的不利影响逐渐增大，无信号内干扰的 HE-DCSK 系统由于彻底去除了接收方判决变量中的信号内干扰分量，因此系统 BER 性能的改善也就愈发明显。



(a) $2\beta = 20$



(b) $2\beta = 80$

图 6 HE-DCSK 和无信号内干扰的 HE-DCSK 系统 BER 性能比较

图 7 给出了扩频因子 $2\beta = 80$ 和 $2\beta = 400$ 时 DCSK 和无信号内干扰的 HE-DCSK 系统在仿真中得到的 BER 性能曲线。很明显，当扩频因子 $2\beta = 400$ 时，无信号内干扰的 HE-DCSK 系统 BER

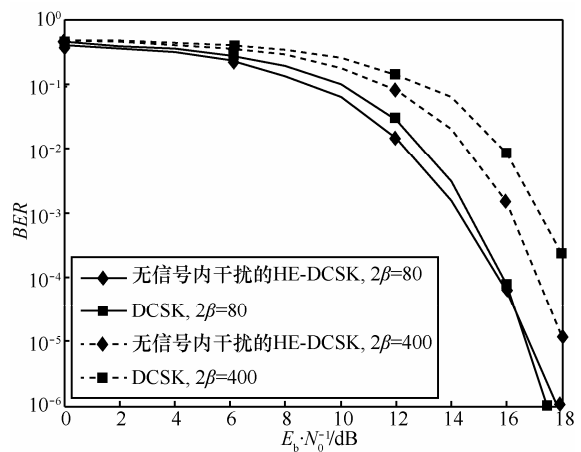


图 7 仿真得到的 DCSK 和无信号内干扰的 HE-DCSK 系统 BER 性能曲线

性能比 DCSK 好 1 dB 左右; 随着扩频因子的减小, 新提出的系统在 BER 性能上的优势逐渐变小; 当扩频因子 $2\beta = 80$ 时, DCSK 系统的 BER 性能在比特信噪比大于 16 dB 后会超越无信号内干扰的 HE-DCSK 系统。这主要是因为: 与 DCSK 相比, 无信号内干扰的 HE-DCSK 系统虽然通过降低混沌载波在发射信号中所占的比例来获得一定 BER 性能提升, 但是系统判决变量中混沌信号自相关分量 (如式(12)和式(13)中的第 1 项) 的方差却有所增大, 最终导致系统 BER 性能在扩频因子较小的情况下变差。

5 结束语

本文针对 HE-DCSK 系统判决变量中存在信号内干扰的问题, 提出了无信号内干扰 HE-DCSK 通信方案, 使用高斯近似法推导了新系统在 AWGN 信道条件下的理论误码率公式, 并通过 Monte Carlo 仿真对 DCSK、HE-DCSK 和新提出的系统进行了性能分析和比较。结果表明, 本文提出的方案可以大大改善 HE-DCSK 系统的 BER 性能; 与 DCSK 系统相比, 无信号内干扰的 HE-DCSK 系统不但可以提高比特传输速率, 降低传输信号被截获的概率, 进一步提高通信双方的保密性, 而且在一定的信噪比范围内表现出了更好的 BER 性能。

参考文献:

- [1] LAU F C, TSE C K. Chaos-Based Digital Communication Systems [M]. Heidelberg: Springer-Verlag, 2003.
- [2] KOLUMBÁN G, VIZVARI B, SCHWARZ W, *et al.* Differential chaos shift keying: a robust coding for chaos communications[A]. Proceedings of the International Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronics System[C]. Seville, Spain, 1996. 87-92.
- [3] KOLUMBÁN G, KIS G, KENNEDY M P, *et al.* FM-DCSK: a new and robust solution to chaos communications[A]. Proceedings of the International Symposium on Nonlinear Theory and Its Applications[C]. Hawaiian Village, 1997.117-120.
- [4] ZHU Z L, SONG J P, SONG Y J, *et al.* A multiaddress co-chaos shift keying communication scheme and performance analysis[J]. International Journal of Bifurcation and Chaos, 2014, 24(4): 1450050.
- [5] CHEN P P, WANG L, LAU F C M. One analog STBC-DCSK transmission scheme not requiring channel state information[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2013, 60(4): 1027-1037.
- [6] YANG H, JIANG G P. Reference-modulated DCSK: a novel chaotic communication scheme[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2013, 60(4): 232-236.
- [7] GALIAS Z, MAGGIO G M. Quadrature chaos-shift keying: theory and performance analysis[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2001, 48(12): 1510-1519.
- [8] KADDOUM G, RICHARDSON F, GAGNON F. Design and analysis of a multi-carrier differential chaos shift keying communication system[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(8): 3281-3291.
- [9] XU W K, WANG L. A novel differential chaos shift keying modulation scheme[J]. International Journal of Bifurcation and Chaos, 2011, 21(3):799-814.
- [10] XU W K, WANG L, CHEN G R. Performance analysis of the CS-DCSK/BPSK communication system[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2014, 61(9): 2624-2633.
- [11] XU W K, WANG L, JIANG Z H. A new user cooperative protocol based on code-shifted differential chaos shift keying modulation[A]. Proceedings of IEEE International Symposium on Communications and Information Technologies[C]. Samui Island, 2013. 52-56.
- [12] KADDOUM G, GAGNON F. Design of a high-data-rate differential chaos-shift keying system[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2012, 59(7):448-452.
- [13] YANG H, JIANG G P. High efficiency differential chaos shift keying scheme for chaos-based noncoherent communication[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2012, 59(5): 312-316.
- [14] VALI R, BERBER S, NGUANG S K. Accurate derivation of chaos-based acquisition performance in a fading channel[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(2): 722-731.
- [15] RUSHFORTH C. Transmitted-reference techniques for random or unknown channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1964, 10(1):39-42.
- [16] MIN X, XU W, WANG L. An SIMO FM-DCSK UWB scheme for low-rate WPAN applications[A]. Proceedings of International Symposium on Communication and Information Theory[C]. Incheon, 2009. 1157-1160.
- [17] FANG Y, XU J, WANG L, *et al.* Performance of MIMO relay DCSK-CD systems over Nakagami fading channels[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2013, 60(3): 757-767.
- [18] SUSHCHIK M, TSIMRING L S, VOLKOVSKII A R. Performance analysis of correlation-based communication schemes utilizing chaos [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2000, 47(12):1684-1691.
- [19] KADDOUM G, CHARGÉ P, ROVIRAS D. A generalized methodology for bit-error-rate prediction in correlation-based communication schemes using chaos [J]. IEEE Communications Letters, 2009, 13(8): 567-569.
- [20] LONG M, CHEN Y F, PENG F. Simple and accurate analysis of BER performance for DCSK chaotic communication[J]. IEEE Communication Letters, 2011, 15(11): 1175-1177.

作者简介:



杨华 (1980-), 女, 河南南阳人, 南京邮电大学副教授, 主要研究方向为混沌通信、超宽带通信等。

蒋国平 (1966-), 男, 江苏扬中人, 南京邮电大学副校长、教授、博士生导师, 主要研究方向为复杂网络、混沌同步、控制和混沌通信等。

段俊毅 (1983-), 男, 江苏南京人, 南京邮电大学博士生, 主要研究方向为混沌通信、多天线无线通信等。