

无信号内干扰的相关延迟键控混沌通信方案

段俊毅^{*①} 蒋国平^② 杨华^③

^①(南京邮电大学通信与信息工程学院 南京 210003)

^②(南京邮电大学自动化学院 南京 210003)

^③(南京邮电大学电子科学与工程学院 南京 210003)

摘要: 该文提出一种名为无信号内干扰相关延迟键控(Correlation-Delay-Shift-Keying with No Intrasignal Interference, CDSK-NII)的新型混沌通信方案。采用重复混沌序列为参考信号,同时利用零和序列确保参考信号与信息信号严格正交,CDSK-NII能够在解调过程中消除信号内干扰。在高斯白噪声信道和Rayleigh衰落信道中分析CDSK-NII的比特误码率。实验结果表明:由于无信号内干扰,CDSK-NII的比特误码率低于CDSK和通用相关延迟键控(GCDSK);随着复帧长度的增加,CDSK-NII的性能将进一步提升,比特误码率低于参考自适应相关延迟键控(RA-CDSK)。

关键词: 混沌通信; 相关延迟键控; 信号内干扰; 比特误码率

中图分类号: TN91

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2016)03-0681-07

DOI: 10.11999/JEIT150660

Correlation Delay Shift Keying Chaotic Communication Scheme with No Intrasignal Interference

DUAN Junyi^① JIANG Guoping^② YANG Hua^③

^①(School of Communication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

^②(School of Automation, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

^③(School of Electronic Science and Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

Abstract: This paper proposes a novel chaotic communication scheme named Correlation-Delay-Shift-Keying with No Intrasignal Interference (CDSK-NII). By utilizing the repeated chaotic sequence as the reference signal and taking advantage of the zero-sum sequence to ensure the reference signal strictly orthogonal to the information-bearing signal, CDSK-NII can eliminate the intrasignal interference during the demodulation. The Bit Error Ratio (BER) of CDSK-NII is analyzed under AWGN channel and Rayleigh fading channel. Experiment results show that, due to no intrasignal interference, the BER of CDSK-NII is lower than that of CDSK and Generalized CDSK (GCDSK); with the length of multiframe increasing, the performance of CDSK-NII becomes better, and its BER is lower than that of Reference-Adaptive CDSK (RA-CDSK).

Key words: Chaotic communication; Correlation-Delay-Shift-Keying (CDSK); Intrasignal interference; Bit Error Ratio (BER)

1 引言

混沌信号具有伪随机和对初始条件敏感等特性,因此被人们广泛地应用于通信系统中^[1-3]。基于混沌数字调制的检测方式可以分为相干^[4]和非相

干^[5-14]两类。由于混沌同步容易受到噪声和非线性失真因素的影响,接收端不需要混沌同步的非相干系统更容易实现且更适合于无线信道传输。基于非相干系统,1996年,文献[5]提出了差分混沌键控(Differential-Chaos-Shift-Keying, DCSK)通信方案,该方案比特误码率(Bit Error Ratio, BER)较低,受到国内外学者广泛关注^[6,7]。但是,由于该方案在一个比特周期内,仅有一半时间传输信息信号,另一半时间传输参考信号,因此带宽利用率低,且很难达到高保密性。

收稿日期: 2015-06-02; 改回日期: 2015-11-17; 网络出版: 2016-01-04

*通信作者: 段俊毅 duanjunyi922@126.com

基金项目: 国家自然科学基金(61373136, 61401226), 江苏省研究生创新计划(KYLX_0814)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61373136, 61401226), Innovation Project for Graduate Education of Jiangsu Province (KYLX_0814)

2000年,文献[8]提出相关延迟键控(Correlation-Delay-Shift-Keying, CDSK)混沌通信方案。与DCSK相比,CDSK在传输过程中将参考信号和信息信号同时传输,其带宽利用率更高,信息安全性更好。但是,由于接收方在进行解调时会引入相邻混沌信号之间的互相关,即信号内干扰,导致CDSK系统比特误码率上升。

为了提高CDSK系统可靠性,文献[9]提出了通用相关延迟键控(Generalized CDSK, GCDSK)^[9]混沌通信方案。该方案可以增强判决变量中的有用信号成分。但是,由于在接收端进行相关检测的混沌信号中包含多路延时信号,GCDSK在解调过程中也引入了更多干扰。根据相邻信息比特之间的关系,参考自适应相关延迟键控(Reference-Adaptive CDSK, RA-CDSK)可以将上一个比特周期的发射信号作为参考,仅发射一路携带信息比特的混沌信号^[10]。与CDSK和GCDSK相比,RA-CDSK可以显著降低解调时的信号内干扰和噪声干扰。但是,在更新参考信号时,RA-CDSK仍然会受到信号内干扰的影响。关于CDSK的研究还包括:利用频率调制技术的CDSK^[11]、改善混沌映射的CDSK^[12]以及采用分集技术的CDSK^[13,14],这些方案能够提升CDSK的可靠性,但是均无法消除信号内干扰。

本文提出无信号内干扰的相关延迟键控(CDSK with No Intrasignal Interference, CDSK-NII)混沌通信方案。该方案将上一个比特周期的发射信号作为参考,调制后用于承载当前传输的信息比特。在特定比特周期,CDSK-NII会将重复混沌序列发生器(Repeated Chaotic Generator, RCG)的输出序列作为下一个比特周期的参考信号与信息信号叠加发射,实现参考信号的更新。由于零和序列可以确保新的参考信号与信息信号严格正交,CDSK-NII在解调时不会产生信号内干扰。

2 无信号内干扰的相关延迟键控(CDSK-NII)通信方案

图1给出了CDSK-NII信号的时域帧结构图。图中,一个复帧被等分为 θ 个帧。为了确保该方案无信号内干扰,定义 θ 为大于1的奇数。一帧为一个比特周期,即:在一帧的时间内,发射信号携带相同的信息比特。一帧包含 2β 个等长的时隙, 2β 为CDSK-NII系统的扩频因子。

图2给出了CDSK-NII系统的发射机结构。在初始时刻,重复混沌序列发生器(Repeated Chaotic Generator, RCG),具体结构如图3所示产生的重复混沌序列 $\{x_i\}$ 被直接送入延时模块和发射天线。接下来,如果当前帧(第 k 个比特周期)是其所在复帧的

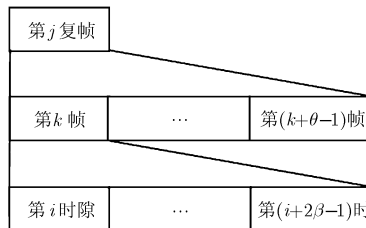


图1 CDSK-NII信号帧结构图

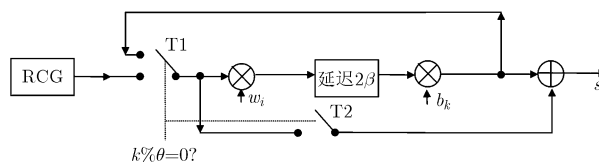


图2 CDSK-NII发射机结构

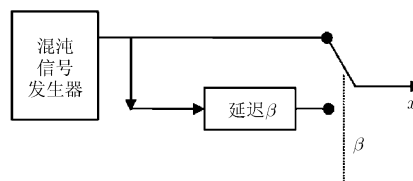


图3 重复混沌序列发生器

第1帧($k\% \theta = 0$, 其中 $\%$ 表示求余数运算),开关T1和T2将会同时向下闭合。前一帧(第 $k-1$ 个比特周期)的发射信号将作为参考信号乘以零和序列 $\{w_i\}$ 和当前传输的信息比特 b_k ,并且与当前RCG输出的重复混沌序列相加,通过发射天线输出。RCG输出将作为下一帧的参考信号被送入延迟模块,实现参考信号的更新。否则,开关T1和T2将会同步向上,T1向上闭合,T2断开。如果当前帧是其所在复帧的第2帧,前一帧内RCG输出的重复混沌序列将作为参考信号,与零和序列、当前信息比特 b_k 相乘,并且通过发射天线输出;否则,前一帧内发射信号将作为参考信号,与零和序列、当前信息比特 b_k 相乘后直接输出。

假设信息比特 b_k 取“+1”和“-1”的概率相等。图2中,第 i 时隙的发射信号 s_i 为

$$s_i = \begin{cases} w_i b_k s_{i-2\beta} + x_i, & k\% \theta = 0 \\ w_i b_k x_{i-2\beta}, & k\% \theta = 1 \\ w_i b_k s_{i-2\beta}, & \text{其他} \end{cases} \quad (1)$$

为了消除更新参考信号带来的信号内干扰,在CDSK-NII调制过程中引入零和序列 $\{w_i\}$,其序列长度等于 2β , w_i 满足:

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

从式(2)中可以看出:在一帧内,零和序列 $\{w_i\}$ 的前 β 个序列值为“+1”,后 β 个序列值为“-1”,序列值

在对应时隙与混沌信号点相乘，实现信息信号与更新后的参考信号正交化。

如图3所示， $\{x_i\}$ 是重复混沌序列发生器的输出序列。在第 k 帧的前半帧，开关向上闭合，RCG输出当前混沌信号发生器产生的混沌序列；在第 k 帧的后半帧，开关向下闭合，RCG重复输出混沌信号发生器在前半帧内产生的一段混沌序列。因此，在第 k 帧， x_i 满足：

$$x_i = x_{\beta+i}, \quad 2k\beta \leq i < (2k+1)\beta \quad (3)$$

如图4所示，CDSK-II接收机引入零和序列乘法器用于消除解调过程的信号内干扰。假设发射信号 s_i 只受到加性高斯白噪声的影响，接收信号 r_i 可以表示为

$$r_i = s_i + \xi_i \quad (4)$$

式中， ξ_i 表示均值为零、方差为 $N_0/2$ 的AWGN噪声。当第 k 帧结束时，相关器输出 Z_k 为

$$Z_k = \sum_{i=2(k-1)\beta+1}^{2k\beta} w_i r_i r_{i-2\beta} \quad (5)$$

根据下面的判决准则可以恢复出信息比特 \hat{b}_k ：

$$\hat{b}_k = \text{sign}[Z_k] \quad (6)$$

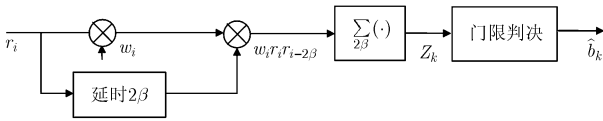


图4 CDSK-II接收机结构图

3 AWGN信道中比特误码率分析

本节采用高斯近似法推导AWGN信道条件下CDSK-II系统的比特误码率。为了便于分析，定义 α 为一个复帧中的帧序号。

$$\alpha = k\% \quad (7)$$

其中“ $\%$ ”表示求余数的运算。定义 δ 为复帧序号

$$\delta = \lfloor k/\theta \rfloor \quad (8)$$

其中“ $\lfloor \cdot \rfloor$ ”表示除法运算， $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整运算。

下面分3种情况对式(5)中 Z_k 进行化简

(1)当第 k 帧为复帧中第1帧($\alpha = 0$)，CDSK-II相关器输出 Z_k 为

$$\begin{aligned} Z_k | (\alpha = 0) &= \sum_{i=2(k-1)\beta}^{2k\beta-1} (w_i w_i b_k s_{i-2\beta} + w_i x_i + w_i \xi_i) \\ &\quad \cdot (s_{i-2\beta} + \xi_{i-2\beta}) \\ &= \sum_{i=2(k-1)\beta}^{2k\beta-1} (b_k s_{i-2\beta}^2 + w_i x_i s_{i-2\beta} + b_k s_{i-2\beta} \xi_{i-2\beta} \\ &\quad + w_i x_i \xi_{i-2\beta} + w_i s_{i-2\beta} \xi_i + w_i \xi_{i-2\beta} \xi_i) \end{aligned} \quad (9)$$

$$s_{i-2\beta} = \left(\prod_{m=1}^{\theta-1} b_{(\delta-1)\theta+m} \right) (w_i)^{\theta-1} x_{i-2\theta\beta} \quad (10)$$

式(9)括号中，第1项是有用信号分量，第2项是信号内干扰分量，其余是噪声干扰分量。

(2)当第 k 帧为复帧中第2帧($\alpha = 1$)， Z_k 为

$$\begin{aligned} Z_k | (\alpha = 1) &= \sum_{i=2(k-1)\beta}^{2k\beta-1} (w_i w_i b_k x_{i-2\beta} + w_i \xi_i) \\ &\quad \cdot (s_{i-2\beta} + \xi_{i-2\beta}) \\ &= \sum_{i=2(k-1)\beta}^{2k\beta-1} (b_k x_{i-2\beta} s_{i-2\beta} + b_k x_{i-2\beta} \xi_{i-2\beta} \\ &\quad + w_i s_{i-2\beta} \xi_i + w_i \xi_i \xi_{i-2\beta}) \end{aligned} \quad (11)$$

$$s_{i-2\beta} = \left(\prod_{m=1}^{\theta} b_{(\delta-1)\theta+m} \right) (w_i)^{\theta} x_{i-2(\theta+1)\beta} + x_{i-2\beta} \quad (12)$$

式(11)括号中，第1项为有用信号分量与信号内干扰分量之和，其余是噪声干扰分量。

(3)在其他情况下， Z_k 为

$$\begin{aligned} Z_k | (\alpha = \text{else}) &= \sum_{i=2(k-1)\beta}^{2k\beta-1} (w_i w_i b_k s_{i-2\beta} + w_i \xi_i) \\ &\quad \cdot (s_{i-2\beta} + \xi_{i-2\beta}) \\ &= \sum_{i=2(k-1)\beta}^{2k\beta-1} (b_k s_{i-2\beta}^2 + b_k s_{i-2\beta} \xi_{i-2\beta} \\ &\quad + w_i s_{i-2\beta} \xi_i + w_i \xi_i \xi_{i-2\beta}) \end{aligned} \quad (13)$$

$$s_{i-2\beta} = \left(\prod_{m=1}^{\alpha-1} b_{\delta\theta+m} \right) (w_i)^{\alpha-1} x_{i-2\alpha\beta} \quad (14)$$

式(13)括号中，第1项为有用信号分量，其余为噪声干扰分量。

通过上节已知： θ 是奇数； $\{x_i\}$ 是RCG输出序列； $\{w_i\}$ 是零和序列；信息比特 b_k 在一帧内为定值。根据式(10)，在第 $k-1$ 帧中，

$$s_i = s_{\beta+i}, \quad 2(k-1)\beta \leq i < (2k-1)\beta \quad (15)$$

因此，在第 k 帧中，RCG输出序列 $\{x_i\}$ 与零和序列 $\{w_i\}$ 的乘积正交于上一帧的发送序列 $\{s_{i-2\beta}\}$ ，使式(9)中的信号内干扰分量为零，即

$$\sum_{i=2(k-1)\beta}^{2k\beta-1} w_i x_i s_{i-2\beta} = 0 \quad (16)$$

同理，由于 θ 是奇数， $\{x_i\}$ 是RCG输出序列， $\{w_i\}$ 是零和序， b_k 在一帧内为定值，也可以得到：式(12)第1项正交于上一帧RCG输出序列 $\{x_{i-2\beta}\}$ ，即

$$\sum_{i=2(k-1)\beta}^{2k\beta-1} \left(\prod_{m=1}^{\theta} b_{(\delta-1)\theta+m} \right) (w_i)^{\theta} x_{i-2(\theta+1)\beta} x_{i-2\beta} = 0 \quad (17)$$

因此，在式(11)的第1项中，

$$\sum_{i=2(k-1)\beta}^{2k\beta-1} b_k x_{i-2\beta} s_{i-2\beta} = \sum_{i=2(k-1)\beta}^{2k\beta-1} b_k x_{i-2\beta}^2 \quad (18)$$

其信号内干扰分量为零。

由于式(13)中仅包含有用信号分量和噪声干扰分量,根据式(9)至式(14),可以发现:CDSK-NII能够彻底消除相关器输出中的信号内干扰。

已知 ξ_i 为均值为零、方差为 $N_0/2$ 的AWGN噪声。针对三阶Chebyshev映射生成的平稳混沌序列^[15],根据式(9)至式(14),CDSK-NII相关器输出 Z_k 的条件均值为

$$E[Z_k | (\alpha = 0, 1 \text{ or else})] = 2\beta b_k P_s \quad (19)$$

其中, P_s 表示RCG输出功率的均值,对于三阶Chebyshev映射, P_s 为0.5。

下面分两种情况计算 Z_k 的条件方差:

(1)如果 Z_k 满足式(9)或式(11):

$$\begin{aligned} \text{Var}[Z_k | (\alpha = 0 \text{ or } 1)] \\ = 2\beta \left(\text{Var}(x_i^2) + 3P_s(N_0/2) + N_0^2/4 \right) \quad (20) \end{aligned}$$

(2)如果 Z_k 满足式(13):

$$\begin{aligned} \text{Var}[Z_k | (\alpha = \text{else})] \\ = 2\beta \left(\text{Var}(x_i^2) + 2P_s(N_0/2) + N_0^2/4 \right) \quad (21) \end{aligned}$$

可以看出,当 α 为0或1时,对于每个复帧前两帧内发送的信息比特, Z_k 受到噪声的干扰较大。可以推断,随着复帧长度的增加,CDSK-NII系统比特误码率将逐渐降低。

已知 $b_k \in \{-1, +1\}$,"+1"和"-1"的出现概率相等且每一帧的长度相等。由于扩频因子较大时,式(9)至式(14)中的相关器输出 Z_k 近似于高斯分布^[16]。因此,使用高斯近似法可以推导出CDSK-NII系统在AWGN信道中的比特误码率公式为

$$\begin{aligned} \text{BER}_{\text{CDSK-NII AWGN}}(Z_k) \\ = \frac{P(\alpha)}{2} \sum \text{erfc} \left[\frac{E(Z_k | \alpha)}{\sqrt{2\text{Var}(Z_k | \alpha)}} \right] \\ = \frac{\theta - 2}{2\theta} \text{erfc} \left[\frac{\psi}{\beta} + \frac{2(\theta + 1)}{\theta} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} \right. \\ \left. + \beta \left(\frac{\theta + 1}{\theta} \right)^2 \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right]^{-\frac{1}{2}} \\ + \frac{1}{\theta} \text{erfc} \left[\frac{\psi}{\beta} + \frac{3(\theta + 1)}{\theta} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} \right. \\ \left. + \beta \left(\frac{\theta + 1}{\theta} \right)^2 \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (22) \end{aligned}$$

其中,

$$\psi = \frac{\text{Var}[x_i^2]}{P_s^2} = \frac{\text{Var}[x_i^2]}{E^2[x_i^2]} \quad (23)$$

$$E_b = \left(\frac{\theta + 1}{\theta} \right) 2\beta P_s \quad (24)$$

erfc为补误差函数。

4 Rayleigh衰落信道中比特误码率分析

本节采用高斯近似法推导Rayleigh衰落信道条件下CDSK-NII系统的比特误码率。通过式(4)可知,当发射信号经过Rayleigh衰落信道,接收信号表达式为

$$r_i = \lambda_i s_i + \xi_i \quad (25)$$

其中, λ_i 为满足Rayleigh衰落的信道传输系数, λ_i 概率密度函数为

$$f(\lambda_i) = \frac{\lambda_i}{\sigma^2} \exp \left[-\frac{\lambda_i^2}{2\sigma^2} \right] \quad (26)$$

其中, σ 为常量。

假设Rayleigh衰落信道为慢衰落信道,近似认为:发射信号 s_i 与其上一帧参考信号所对应的信道传输系数相等。根据式(5),在Rayleigh衰落信道条件下相关器输出 Z_k 为

$$Z_k = \sum_{i=2(k-1)\beta+1}^{2k\beta} w_i (\lambda s_i + \xi_i) (\lambda s_{i-2\beta} + \xi_{i-2\beta}) \quad (27)$$

已知 ξ_i 为均值为零、方差为 $N_0/2$ 的AWGN噪声。针对三阶Chebyshev映射生成的平稳混沌序列^[15],根据式(19)和式(27), Z_k 在 λ 已知时的条件均值为

$$E[Z_k | \lambda, (\alpha = 0, 1 \text{ or else})] = 2\beta \lambda^2 b_k P_s \quad (28)$$

其中, P_s 表示RCG输出功率的均值。根据式(20)和式(21), Z_k 在 λ 已知时的条件方差为

$$\begin{aligned} \text{Var}[Z_k | \lambda, (\alpha = 0 \text{ or } 1)] \\ = 2\beta \left(\lambda^4 \text{Var}(x_i^2) + 3\lambda^2 P_s(N_0/2) + N_0^2/4 \right) \quad (29) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Var}[Z_k | \lambda, (\alpha = \text{else})] \\ = 2\beta \left(\lambda^4 \text{Var}(x_i^2) + 2\lambda^2 P_s(N_0/2) + N_0^2/4 \right) \quad (30) \end{aligned}$$

根据式(22)的前提条件,利用高斯近似法^[16], Z_k 在 λ 已知时的条件比特误码率为

$$\begin{aligned} \text{BER}_{\text{CDSK-NII Rayleigh}}(Z_k | \lambda) \\ = \frac{\theta - 2}{2\theta} \text{erfc} \left[\frac{\psi}{\beta} + \frac{2(\theta + 1)}{\theta \lambda^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} \right. \\ \left. + \frac{\beta}{\lambda^4} \left(\frac{\theta + 1}{\theta} \right)^2 \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right]^{-\frac{1}{2}} \\ + \frac{1}{\theta} \text{erfc} \left[\frac{\psi}{\beta} + \frac{3(\theta + 1)}{\theta \lambda^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} \right. \\ \left. + \frac{\beta}{\lambda^4} \left(\frac{\theta + 1}{\theta} \right)^2 \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (31) \end{aligned}$$

其中, ψ 如 E_b 分别如式(23)和式(24)所示。将信道传输系数 λ 的概率密度函数代入式(31), 可以得到基于 Rayleigh 衰落信道的 CDSK-NII 混沌通信方案平均比特误码率为

$$\begin{aligned} & \text{BER}_{\text{CDSK-NII Rayleigh}}(Z_k) \\ &= \int_0^{+\infty} \frac{\lambda}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\lambda^2}{2\sigma^2}\right) \\ & \cdot \text{BER}_{\text{CDSK-NII Rayleigh}}(Z_k|\lambda) d\lambda \end{aligned} \quad (32)$$

5 实验及结果分析

图5为CDSK-NII硬件实验平台框图, 利用单片机实现该方案的通信验证, 并且通过示波器显示测试结果。

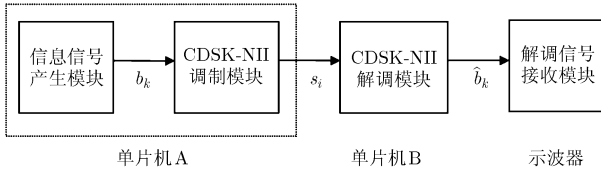


图5 硬件实验平台框图

在本实验中, 复帧长度 θ 为 3, 扩频因子 2β 为 10。单片机(A)生成混沌参考信号和长度为 10000 的信息序列, 完成 CDSK-NII 调制并且通过串口线将数字信号发送至接收端。单片机(B)对接收信号解调, 还原输出单片机(A)生成的信息序列。示波器显示如图6所示。

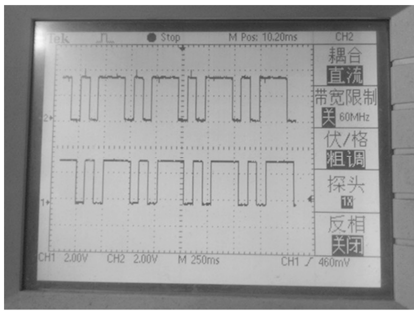


图6 调制信息和解调信息对比图

在图6中, 第1行为单片机(A)生成的二进制信息比特, 第2行为单片机(B)解调出的二进制信息比特, 二者完全相同, 说明 CDSK-NII 在实际环境中可以用于信息传输。

图7和图8分别比较了CDSK-NII系统在AWGN信道和Rayleigh衰落信道中通过高斯近似法和Monte Carlo仿真得到的比特误码率曲线。图中复帧长度 θ 为 3, 扩频因子 2β 分别取 100, 200 和 300。从图中不难看出, 在AWGN信道中和Rayleigh

衰落信道中, 仿真得到的比特误码率(用“仿真值”表示)与使用式(22)和式(32)计算的理论比特误码率(用“理论值”表示)基本一致。

图9给出了不同比特信噪比 E_b/N_0 和复帧长度 θ 条件下, 仿真得到的AWGN信道中CDSK-NII系统比特误码率与扩频因子 2β 之间的关系曲线。可以观察到在不同 E_b/N_0 和 θ 条件下, 当 2β 取值较小时, 理论曲线和仿真曲线存在误差, 这是高斯近似法的局限性造成的^[16]。在不同 E_b/N_0 条件下, 性能曲线在 2β 从 1~200 之间变化时都存在谷底值, 即对于特定的比特信噪比值, 存在某个最佳的扩频因子 2β 使得CDSK-NII系统的比特误码率最小。主要原因是: 2β 刚开始增大时, 混沌序列自相关性上升, 比特误码率下降; 随着 2β 继续增大, 式(20)和式(21)中的噪声-噪声互相关项方差增大, 比特误码率逐渐上升。

图10给出了不同比特信噪比 E_b/N_0 条件下, 仿真得到的AWGN信道中CDSK-NII系统比特误码率与 θ 之间的关系曲线, θ 为奇数且 $3 \leq \theta \leq 49$ 。由式(20)可知, 当 α 为 0 或 1 时, 相关器输出的判决变量 Z_k 受到噪声干扰较大。因此, 当 θ 为 3 时, 噪声干扰最大, CDSK-NII 系统比特误码率最高, 性能最差。此外, 从图中还可以看出, 在不同 E_b/N_0 条件下, CDSK-NII 系统比特误码率随着 θ 的增加而逐渐降低。这是由于增加复帧长度会导致 α 为 0 或 1 的出现周期增大。但是, 复帧长度的增加也会导致参考信号更新周期的延长。

图11给出了CDSK-NII系统和CDSK, GCDSK系统在AWGN信道中仿真得到的比特误码率曲线, 图中复帧长度 $\theta = 3, 2\beta$ 分别取值 100 和 200, GCDSK延迟模块数为 3。从图中不难发现: 随着 2β 的增大, 3种系统的比特误码率都会增大。这是因为: 增大 2β 时, 相关器输出包含更多的噪声分量。同时, 由于彻底消除了信号内干扰, 在AWGN信道中, CDSK-NII系统的最差性能($\theta = 3$ 时)仍然优于CDSK, GCDSK系统。此外, 随着 2β 的增大, CDSK-NII系统与CDSK, GCDSK系统比特误码率之间的差距逐渐缩小; 随着 E_b/N_0 的增大, CDSK-NII系统与CDSK, GCDSK系统比特误码率之间的差距逐渐增大。这主要是信号内干扰项的不利影响会随着 2β 的增大而逐渐减小, 随着 E_b/N_0 的增大而逐渐增大。

图12给出了在AWGN信道中仿真得到的CDSK-NII系统与RA-CDSK系统比特误码率曲线, 图中复帧长度 $\theta = 3$ 和 9, $2\beta = 100$ 和 200。通过图10可知: 当 $\theta = 3$ 时, Z_k 中噪声干扰最大, CDSK-NII系统比特误码率最高, 性能最差。因此, 在图12中,

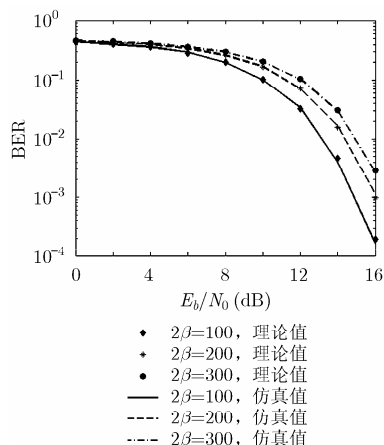


图7 CDSK-NII在AWGN信道中的比特误码率曲线图

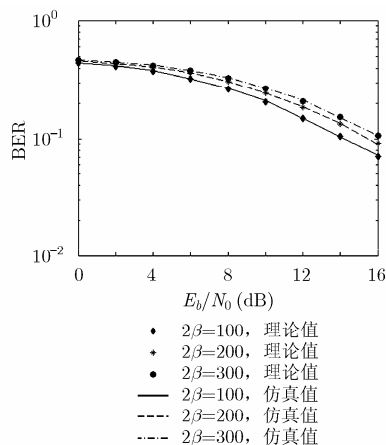


图8 CDSK-NII在Rayleigh衰落信道中的比特误码率曲线图

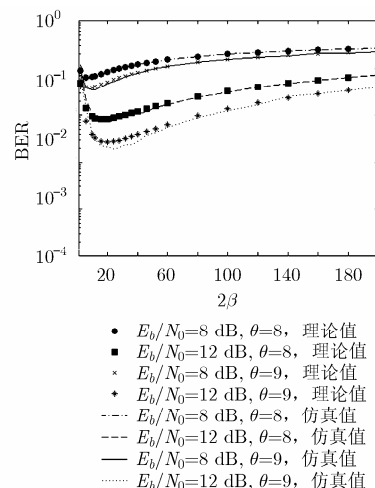


图9 AWGN信道中CDSK-NII比特误码率与扩频因子 2β 关系图

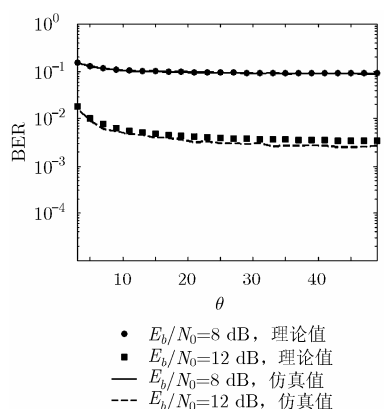


图10 AWGN信道中CDSK-NII比特误码率与复帧长度 θ 关系图

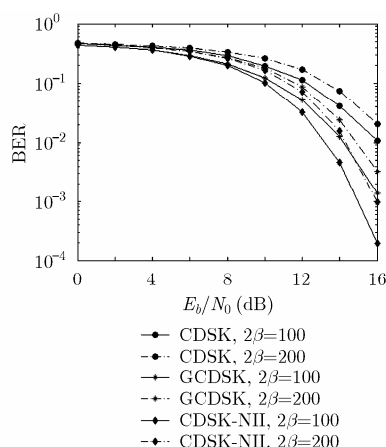


图11 AWGN信道中CDSK-NII和CDSK, GCDSK比特误码率曲线图

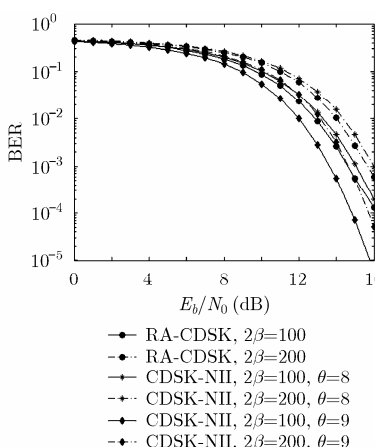


图12 AWGN信道中CDSK-NII和RA-CDSK比特误码率曲线图

RA-CDSK系统的性能优于 $\theta = 3$ 时的CDSK-NII系统。值得关注的是,在图10中,随着复帧长度 θ 的增加, Z_k 中噪声干扰逐渐减少,CDSK-NII系统性能获得提升。因此,从图12中可以看到,当 $\theta = 9$ 时,CDSK-NII系统比特误码率明显低于RA-CDSK系统,并且优势将随着 θ 的增加而增大。

6 结束语

本文提出了一种无信号内干扰的CDSK(CDSK-NII)混沌通信方案,并且使用高斯近似法推导出该方案在AWGN信道和Rayleigh衰落信道条件下的比特误码率公式。尽管系统结构略复杂于RA-CDSK,但是该方案可以有效地克服了CDSK及其改进型方案在信号内干扰方面的缺陷,在保持CDSK高带宽利用率优点前提下,增加了CDSK的可用性。硬件电路实验证明,该方案可用于真实环境。仿真实验结果表明:由于无信号内干扰,该方案的比特

误码率低于CDSK和GCDSK;随着复帧长度的增加,噪声对该方案的影响将逐渐减小,使该方案可靠性显著优于RA-CDSK。

参考文献

- [1] 席峰,陈胜垚,刘中.混沌模拟信息转换——基于多射法的稀疏信号重构[J].电子与信息学报,2013,35(3):608-613. doi:10.3724/SP.J.1146.2012.00905.
XI Feng, CHEN Shengyao, and LIU Zhong. Chaotic analog-to-information conversion: sparse signal reconstruction with multiple shooting method[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(3): 608-613. doi: 10.3724/SP.J.1146.2012.00905.
- [2] 陈胜垚,席峰,刘中.多通道混沌调制模拟—信息转换[J].电子与信息学报,2014,36(1):152-157. doi:10.3724/SP.J.1146.2013.00476.
CHEN Shengyao, XI Feng, and LIU Zhong. Multi-channel chaotic modulation for analog-to-information conversion[J].

- Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(1): 152–157. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.00476.
- [3] 黄琼丹, 李勇, 卢光跃. 脉间 Costas 跳频脉内多载波混沌相位编码雷达信号设计与分析[J]. *电子与信息学报*, 2015, 37(6): 1483–1489. doi: 10.11999/JEIT140653.
- HUANG Qiongdan, LI Yong, and LU Guangyue. Design and analysis of inter-pulse costas frequency hopping and intra-pulse multi-carrier chaotic phase coded radar signal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(6): 1483–1489. doi: 10.11999/JEIT140653.
- [4] DEDIEU H, KENNEDY M P, and HASLER M. Chaos shift keying: modulation and demodulation of a chaotic carrier using self-synchronizing Chua's circuit[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, 1993, 40(10): 634–642. doi: 10.1109/82.246164.
- [5] KOLUMBÁN G, VIZVARI B, SCHWARZ W, *et al.* Differential chaos shift keying: a robust coding for chaos communications[C]. Proceedings of the 4th International Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronics Systems, Seville, 1996: 87–92.
- [6] WANG Lin, MIN Xin, and CHEN Guanrong. Performance of FM-DCSK UWB system based on chaotic pulse cluster signals[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers*, 2011, 58(9): 2259–2268. doi: 10.1109/TCSI.2011.2112592.
- [7] YANG Hua, JIANG Guoping, and DUAN Junyi. Phase-separated DCSK: a simple delay-component-free solution for chaotic communications[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, 2014, 61(12): 967–971. doi: 10.1109/TCSII.2014.2356914.
- [8] SUSHCHIK M, TSIMRING L S, and Volkovskii A R. Performance analysis of correlation-based communication schemes utilizing chaos[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, 2000, 47(12): 1684–1691. doi: 10.1109/81.899920.
- [9] TAM W M, LAU F C M, and TSE C K. Generalized correlation-delay-shift-keying scheme for noncoherent chaos-based communication systems[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers*, 2006, 53(3): 712–721. doi: 10.1109/TCSI.2005.858323.
- [10] DUAN Junyi, JIANG Guoping, and YANG Hua. Reference-adaptive CDSK: an enhanced version of correlation delay shift keying[J]. *IEEE Transactions on Circuits and System-II: Express Briefs*, 2015, 62(1): 90–94. doi: 10.1109/TCSII.2014.2362691.
- [11] DING Q and WANG J N. Design of frequency-modulated correlation delay shift keying chaotic communication system[J]. *IET Communications*, 2011, 5(7): 901–905. doi: 10.1049/iet-com.2010.0643.
- [12] LEE Junhyun, AN Changyoung, KIM Bongjun, *et al.* Analysis of boss map according to delay time in CDSK system and proposed chaos system[C]. Proceedings of IEEE International Conference on Consumer Electronics, Las Vegas, 2015: 521–524. doi: 10.1109/ICCE.2015.7066509.
- [13] DUAN Junyi, JIANG Guoping, and YANG Hua. Performance of a SIMO-CDSK system over rayleigh fading channels[J]. *Mathematical Problems in Engineering*, 2013: 1–7. doi: 10.1155/2013/532653.
- [14] LEE Junhyun and RYU Heunggyoon. Diversity method in the chaos CDSK communication system[C]. Proceedings of 16th International Conference on Advanced Communication Technology, Pyeongchang, 2014: 1184–1187. doi: 10.1109/ICACT.2014.6779145.
- [15] GEISEL T and FAIREN V. Statistical properties of chaos in Chebyshev maps[J]. *Physics Letters A*, 1984, 105A(6): 263–266. doi: 10.1016/0375-9601(84)90993-9.
- [16] CHERNOV N I. Limit theorems and Markov approximations for chaotic dynamical systems[J]. *Probability Theory and Related Fields*, 1995, 101(3): 321–362. doi: 10.1007/F01200500.
- 段俊毅: 男, 1983年生, 博士生, 讲师, 研究方向为混沌通信。
- 蒋国平: 男, 1966年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为混沌同步与控制、混沌通信、复杂动态网络。
- 杨华: 女, 1980年生, 副教授, 研究方向为混沌通信。