

DOI: 10.7652/xjtuxb202002017

多输入多输出高速差分混沌移位键控通信方案

陈俊, 贺利芳, 张天骐

(重庆邮电大学通信与信息工程学院, 400065, 重庆)

摘要: 为解决传统差分混沌移位键控(DCSK)通信方案信息速率低和误码率性能差的问题,提出了一种高速差分混沌移位键控(HR-DCSK)通信方案。在发送端,将发送信号的信息帧由 2 个时隙扩展为 3 个时隙,并利用希尔伯特变换技术使得一帧发送信号可携带 4 bit 数据信息;在接收端,采用相关解调法提取数据信息,通过检测相关器输出值的极性恢复数据信息。进一步提出了误码性能更好的多输入多输出(MIMO)HR-DCSK 通信方案。利用高斯近似法推导了 AWGN 和多径 Rayleigh 衰落信道下 MIMO-HR-DCSK 方案的比特误码率公式,并与典型的方案进行了仿真比较。仿真结果表明:相同条件下,与 MIMO 高效差分混沌移位键控(HE-DCSK)方案相比,MIMO-HR-DCSK 方案的信息速率提升了约 33%,在信噪比为 11 dB 时,误码性能提升了约 73%。

关键词: 高速差分混沌移位键控;多输入多输出;信息速率;误码性能;高斯近似法

中图分类号: TN911.3 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2020)02-0137-08

A High Rate Differential Chaos Shift Keying Communication Scheme with Multiple Input and Multiple Output

CHEN Jun, HE Lifang, ZHANG Tianqi

(School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: A high rate differential chaos shift keying (HR-DCSK) communication scheme is proposed to improve the problems of low information rate and poor bit error rate (BER) performance of traditional differential chaos shift keying (DCSK) communication scheme. The information frame of the transmitted signal is expanded from two slots to three slots at the transmitter, and the Hilbert transform technology is used to make one frame of the transmitted signal carry 4 bits of data information. The correlation demodulation method is used to extract data information at the receiver, and the data information is recovered by detecting the polarity of the output value of the correlator. Furthermore, a HR-DCSK communication scheme having better bit error rate performance with multiple input and multiple output (MIMO) is proposed. BER expressions of the MIMO-HR-DCSK scheme under AWGN and multi-path Rayleigh fading channels are derived by using Gaussian approximation (GA) method, and the simulation results are compared with that of the typical schemes. The simulation results and comparison with the MIMO high-efficiency differential chaos shift keying (HE-DCSK) scheme under the same channel conditions show that the information rate of the MIMO-HR-DCSK scheme increases by about

33%, and the BER performance increases by about 73% when the signal-to-noise ratio is 11 dB.

Keywords: high rate differential chaos shift keying; multiple input multiple output; information rate; bit error rate performance; Gaussian approximation method

混沌通信的理论及应用具有广阔的实用价值,该课题已成为当前通信工程领域的一个热点研究方向。对初始条件的极端敏感性、非周期性、特殊的自(互)相关性等混沌信号特有的性质^[1-5]使得用混沌信号作为载波传送的信息更难被窃听者截获,通信的安全性得以提升,因此混沌在信息安全与通信领域得到了广泛的应用^[6-9]。由于混沌同步不易实现,因此现阶段研究的大多数都是非相干的混沌通信方案。

在混沌数字通信领域研究的众多非相干通信方案中,差分混沌移位键控(DCSK)^[10]方案最为经典。DCSK方案分别在信息帧的不同时间段内传输参考信号与信息信号,避免了信号内部干扰,因而其有着良好的误码率(BER)性能。然而,传输参考信号占用了总传输时间的50%,因此DCSK方案的信息速率较低。为了优化DCSK方案的性能,国内外研究人员在近二十多年来提出了许多改进型方案。其中,主流的几种调制方案有多载波差分混沌移位键控(MC-DCSK)^[11]、降噪差分混沌移位键控(NR-DCSK)^[12]、短参考差分混沌移位键控(SR-DCSK)^[13]、码移差分混沌移位键控(CS-DCSK)^[14]、高效差分混沌移位键控(HE-DCSK)^[15]、多用户降噪差分混沌移位键控(MU-NR-DCSK)^[16]等。

现有的研究成果已经很好地解决了DCSK方案中发送信号的比特能量变化引起误码率恶化的问题,但是在以下方面仍然存在缺陷:①采用传输参考^[17]技术发送信息,降低了系统的信息速率;②大部分多用户系统的收发设备中采用了许多延时电路,增加了系统的设计复杂度;③现有的基于DCSK的混沌通信方案抗噪声干扰性能较差。本文针对DCSK方案信息速率低和误码性能差的缺陷,结合MIMO技术的优势,提出了一种HR-DCSK通信方案,该方案在扩展发送信号帧结构的同时采用了希尔伯特变换技术,不仅有助于提升系统的信息速率,改善误码性能,而且没有过多地增加系统的设计复杂度。进一步,提出了MIMO-HR-DCSK方案,推导了该方案在AWGN和多径Rayleigh衰落信道下较精确的误码率公式,并进行了仿真实验。仿真结果表明:MIMO-HR-DCSK方案能有效改善误码性能。

1 HR-DCSK 方案

图1为HR-DCSK发射机原理示意图。为了便于理解,本文以第 k 个发送信息帧为例,简述其调制原理。在该方案中,一个发送信息帧由3个均等时隙构成:①混沌信号发生器产生的一段长度为 β (β 表示在一个时隙内对信号采样的总点数)的混沌序列 x_i (i 是第 i 个采样点)作为参考信号在第一个时隙内发送;② x_i 延迟 βT (T 为码片时间)时间后的混沌信号 $x_{i-\beta}$ 调制二进制符号 $b_{k,1}$ 后形成的信息信号与 x_i 延迟 βT 时间后,再经过希尔伯特变换的混沌信号 $\hat{x}_{i-\beta}$ 调制二进制符号 $b_{k,2}$ 后形成的信息信号之和在第二时隙内发送;③ x_i 延迟 $2\beta T$ 时间后的混沌信号 $x_{i-2\beta}$ 调制二进制符号 $b_{k,3}$ 后形成的信息信号,与 x_i 延迟 $2\beta T$ 时间后并经过希尔伯特变换的混沌信号 $\hat{x}_{i-2\beta}$ 调制二进制符号 $b_{k,4}$ 后形成的信息信号之和在第三时隙内发送。为了便于计算,本文令 $T=1$ s。此外,二进制信息符号 $b_{k,1}, b_{k,2}, b_{k,3}$ 和 $b_{k,4}$ 的取值为+1或-1。希尔伯特变换技术的使用,使得每个信息时隙能多携带1 bit数据信息,不仅区分了混沌信号,而且能够保证这2个信息序列之间是严格正交的,完全消除了解码过程中产生的信号内干扰,有利于改善系统的误码性能。

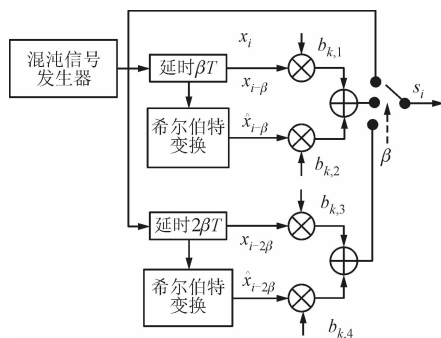


图1 HR-DCSK发射机原理示意图

图2给出了HR-DCSK帧结构。第1个长度为

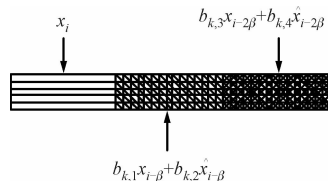


图2 HR-DCSK帧结构

β 的时隙传输参考信号,第2个和第3个长度均为 β 的时隙各传输 2 bit 数据信息。

由图1及图2可知,HR-DCSK 方案传输的信号 s_i (以第 k 帧发送信号为例)可表示为

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

图3为HR-DCSK接收机结构。该接收机使用4条相互独立的相关器支路分别解码每个信息帧内传输的4 bit 二进制数据信息。以第 k 帧第1个信息时隙内数据信息的解码过程为例,具体的解码过程为:首先,将接收信号 r_i 与其延迟 βT 时间后的信号 $r_{i-\beta}$ 作相关运算,得到判决值 $Z_{k,1}$,同时 r_i 与其延迟 βT 时间并进行希尔伯特变换后的信号 $\hat{r}_{i-\beta}$ 作相关运算,得到判决值 $Z_{k,2}$;然后,将判决值分别送入相应的判决电路作门限判决;最后,根据门限判决器输出值的符号可解码出 $\tilde{b}_{k,1}$ 和 $\tilde{b}_{k,2}$ 。将接收信号 r_i 与其延迟 $2\beta T$ 时间后的信号 $r_{i-2\beta}$ 和延迟 $2\beta T$ 时间并进行希尔伯特变换后的信号 $\hat{r}_{i-2\beta}$ 作上述同样的解码运算,即可分别解调出 $\tilde{b}_{k,3}$ 和 $\tilde{b}_{k,4}$ 。

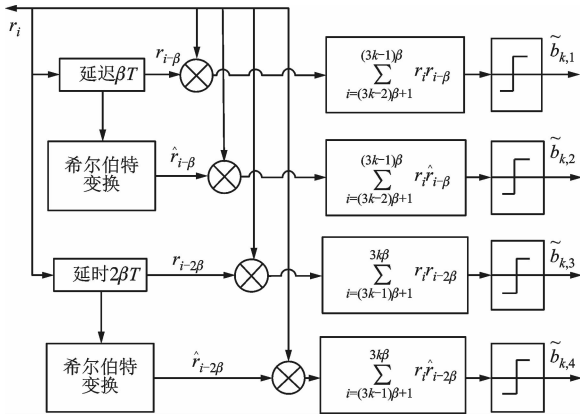


图3 HR-DCSK接收机结构

由式(1)可计算出HR-DCSK方案中传输信号的平均比特能量为

$$E_b = \frac{1}{4} E \left[\sum_{i=1}^{\beta} x_i^2 + \sum_{i=\beta+1}^{2\beta} (b_{k,1}x_{i-\beta} + b_{k,2}\hat{x}_{i-\beta})^2 + \sum_{i=2\beta+1}^{3\beta} (b_{k,3}x_{i-2\beta} + b_{k,4}\hat{x}_{i-2\beta})^2 \right] \quad (2)$$

化简式(2),得

$$E_b = 5\beta/4E[x_i^2] \quad (3)$$

2 MIMO-HR-DCSK 方案

为了进一步优化HR-DCSK方案的误码性能,

本文提出了MIMO-HR-DCSK方案。MIMO技术能很好地抵抗多径衰落带来的干扰,进而改善通信质量。图4为MIMO-HR-DCSK系统模型,其中, $T_l (1 \leq l \leq m)$ 表示发送天线, $R_a (1 \leq a \leq n)$ 表示接收天线。

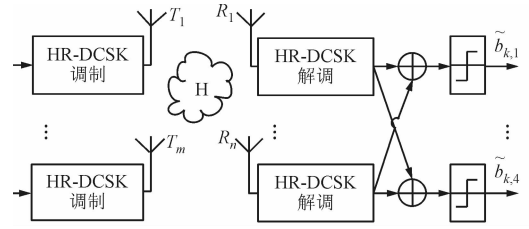


图4 MIMO-HR-DCSK系统模型

相对于AWGN信道,多径Rayleigh衰落信道更符合实际信息传输的无线通信信道环境。为此,本小节以多径Rayleigh衰落信道为例进行分析,信道模型如图5所示。

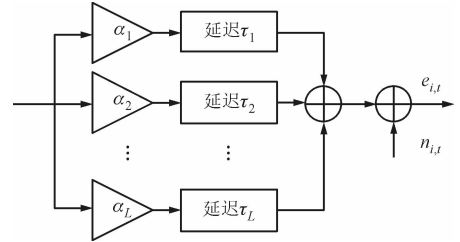


图5 多径Rayleigh衰落信道模型

由图5的多径Rayleigh衰落信道模型可知,第 t 根发送天线发送的信号经过多径Rayleigh衰落信道传输后到达接收端的信号 $e_{i,t}$ 可表示为

$$e_{i,t} = \sum_{l=1}^L \alpha_l s_{i,\tau_l} + n_{i,t} \quad (4)$$

式中: α_l 代表第 l 条传输路径的增益; s_{i,τ_l} 是第 l 条路径传输的时延为 τ_l 的发送信号; τ_l 是第 l 条路径的传输时延; L 表示一根发送天线发送的信号到达一根接收天线所经过的路径数; $n_{i,t}$ 是干扰第 t 根发送天线所发送的信号的高斯白噪声。

为了便于研究,假设同一信号经过多根天线发送,再经过独立的衰落信道传播时,每根天线发送的信号受到信道衰落的影响是相同的,每根接收天线所接收到的信息信号是相同的,而各发送天线发送的信号受噪声的干扰是不同的。则根据假设:每根发送天线发送的信号到达接收天线所经过的路径数相同;每根发送天线发送的信号功率相等;第1根发送天线的第 l 条传输路径的增益和时延与第 t 根发送天线的第 l 条传输路径的增益和时延相等。由图4中MIMO-HR-DCSK系统模型可知,一根接收

天线接收的信号来自 m 条发送天线。综合上述假设条件及系统模型可知,一根接收天线接收的信号可表示为

$$r_i = me_{i,t} + \sum_{t=1}^m n_{i,t} \quad (5)$$

接收端每个相关器的输入信号来自 n 条不同的接收天线。因此,根据第1章描述的 HR-DCSK 方案的解码过程可得接收端4条独立的支路相关器的输出分别为

$$Z_{k,1} = \sum_{a=1}^n \sum_{i=(3k-2)\beta+1}^{(3k-1)\beta} (r_i r_{i-\beta}) \quad (6)$$

$$Z_{k,2} = \sum_{a=1}^n \sum_{i=(3k-2)\beta+1}^{(3k-1)\beta} (r_i \hat{r}_{i-\beta}) \quad (7)$$

$$Z_{k,3} = \sum_{a=1}^n \sum_{i=(3k-1)\beta+1}^{3k\beta} (r_i r_{i-2\beta}) \quad (8)$$

$$Z_{k,4} = \sum_{a=1}^n \sum_{i=(3k-1)\beta+1}^{3k\beta} (r_i \hat{r}_{i-2\beta}) \quad (9)$$

式中: a 表示第 a 根接收天线; n 是总的发送天线数。由于第 k 帧的4个信息符号的解码过程是类似的,因此仅以第 k 帧的第一个信息符号 $b_{k,1}$ 的解码过程为例进行分析。

将式(1)、式(4)和式(5)代入式(6),得信息符号 $b_{k,1}$ 的判决变量 $Z_{k,1}$ 为

$$Z_{k,1} = \sum_{a=1}^n \sum_{i=(3k-2)\beta+1}^{(3k-1)\beta} \left(\left(m \sum_{l=1}^L \alpha_l x_{i-\beta, \tau_l} + \sum_{t=1}^m n_{i-\beta, t} \right) \cdot \left(m \sum_{l=1}^L \alpha_l b_{k,1} x_{i-\beta, \tau_l} + m \sum_{l=1}^L \alpha_l b_{k,2} \hat{x}_{i-\beta, \tau_l} + \sum_{t=1}^m n_{i, t} \right) \right) = A + B + C \quad (10)$$

由于 $\tau_l \ll \beta T$,所以根据混沌信号的特殊性质^[1],式(11)和式(12)成立^[13]

$$x_{i-\beta, \tau_l} x_{i-\beta, \tau_v} \approx 0, \quad l \neq v \quad (11)$$

$$x_{i-\beta, \tau_l} \hat{x}_{i-\beta, \tau_v} \approx 0, \quad l \neq v \quad (12)$$

式中, $v(1 \leq v \leq L)$ 表示第 v 条传输路径。

因此,式(10)中各项可进一步展开为

$$A = \sum_{a=1}^n \sum_{i=(3k-2)\beta+1}^{(3k-1)\beta} (b_{k,1} m^2 \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 x_{i-\beta, \tau_l}^2) \quad (13)$$

$$B = \sum_{a=1}^n \sum_{i=(3k-2)\beta+1}^{(3k-1)\beta} \left(m \sum_{l=1}^L \alpha_l x_{i-\beta, \tau_l} \sum_{t=1}^m n_{i, t} + b_{k,1} m \sum_{l=1}^L \alpha_l x_{i-\beta, \tau_l} \sum_{t=1}^m n_{i-\beta, t} + b_{k,2} m \sum_{l=1}^L \alpha_l \hat{x}_{i-\beta, \tau_l} \sum_{t=1}^m n_{i-\beta, t} \right) \quad (14)$$

$$C = \sum_{a=1}^n \sum_{i=(3k-2)\beta+1}^{(3k-1)\beta} \left(\sum_{t=1}^m n_{i, t} \sum_{t=1}^m n_{i-\beta, t} \right) \quad (15)$$

式(13)为系统传输的有用信号项,式(14)表示系统传输信号与信道噪声之间的干扰项,式(15)是噪声

信号间的干扰项。

根据以下判决准则恢复信息比特 $\tilde{b}_u$ (u 表示第 u 个数据信息)

$$\tilde{b}_u = \begin{cases} +1, & Z_u \geq 0 \\ -1, & Z_u < 0 \end{cases}, \quad u = 1, 2, 3, \dots \quad (16)$$

3 误码性能分析

本节对 MIMO-HR-DCSK 方案在多径 Rayleigh 衰落信道和 AWGN 信道下的比特误码率性能进行理论分析。二阶 Chebyshev 映射不仅易产生混沌信号,而且产生的信号具有良好的数学统计特性^[18],因此本系统利用该映射产生混沌信号。其映射方程为

$$x_{i+1} = 1 - 2x_i^2 \quad (17)$$

归一化的混沌序列,可使系统比特能量恒定,而恒定的比特能量可使系统显现出更好的误码性能。为此,本系统采用归一化的混沌序列。根据文献[19]可知,由二阶 Chebyshev 映射产生的离散混沌序列归一化之后满足如下特性

$$E[x_i] = 0; \quad E[x_i^2] = 1$$

$$\text{var}[x_i] = 1; \quad \text{var}[x_i^2] = 0$$

式中: $E[*]$ 表示均值; $\text{var}[*]$ 表示方差。

作为一种有效的分析方法,高斯近似(GA)法^[10]被广泛应用于分析混沌数字键控调制通信系统的误码性能。本文运用GA法分析MIMO-HR-DCSK方案的理论误码性能,且所有的分析结果都是基于下述假设条件得到的:

(1) n_i 是信道中的高斯白噪声干扰,其均值是0,方差为 $N_0/2$;当 $i \neq j$ 时, n_i 和 n_j 相互独立,且噪声 n_i 与混沌信号 x_i 相互独立;

(2)系统发送端等概率传输二进制信息符号。

根据中心极限定理可知,在一个时隙内混沌信号的采样点数 β 足够大的条件下,式(10)近似地服从高斯分布。因此,第 k 帧传输的数据信息 $b_{k,1}$ 的误码率可表示为

$$R = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{E[Z_{k,1}]}{\sqrt{2 \text{var}[Z_{k,1}]}} \right) \quad (18)$$

式中: $\text{erfc}(\cdot)$ 是互补误差函数,且

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-\mu^2} d\mu \quad (19)$$

根据上述假设条件计算可得第 k 帧传输的信息符号 $b_{k,1}$ 的判决变量 $Z_{k,1}$ 的均值和方差分别为

$$E[Z_{k,1}] = E[A] + E[B] + E[C] =$$

$$m^2 n \beta \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 E[x_i^2] \quad (20)$$

$$\text{var}[Z_{k,1}] = \text{var}[A] + \text{var}[B] + \text{var}[C] = 3m^3 n \beta \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 N_0/2 + m^2 n \beta N_0/4 \quad (21)$$

将式(20)和式(21)代入式(18),计算可得二进制符号 $b_{k,1}$ 的误码率为

$$R = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\left(15/(4mn) \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \right)^{-1} (E_b/N_0)^{-1} + 25\beta/(32m^2n) \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \right)^{-2} (E_b/N_0)^{-2} \right)^{-1/2} \right) \quad (22)$$

由于信道在信息传输的过程中是不断变化的,因此式(22)可化简为

$$R = \frac{1}{2} \int_0^\infty \text{erfc} \left(\left(\frac{15}{4mn\gamma} + \frac{25\beta}{32m^2n\gamma^2} \right)^{-1/2} \right) f(\gamma) d\gamma \quad (23)$$

式中

$$\gamma = \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 E_b/N_0 \quad (24)$$

对于 L 条独立同分布的 Rayleigh 衰落路径, γ 的瞬时概率密度函数(PDF)可表示为^[20]

$$f(\gamma) = \frac{\gamma^{L-1}}{(L-1)! \gamma_c^L} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_c}\right) \equiv f(\gamma, \gamma_c, L) \quad (25)$$

式中: γ_c 是每条路径上传输信号的平均信噪比,且

$$\gamma_c = \frac{E_b}{N_0} E(\alpha_l^2) = \frac{E_b}{N_0} E(\alpha_v^2), \quad l \neq v \quad (26)$$

对于 L 条不同的路径, γ 的瞬时概率密度函数可表示为^[20]

$$f(\gamma) = \sum_{l=1}^L \frac{\rho_l}{\gamma_l} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_l}\right) \equiv \sum_{l=1}^L \rho_l f(\gamma, \gamma_l, 1) \quad (27)$$

式中: γ_l 是 $\gamma_l = \alpha_l^2 E_b/N_0$ 的平均值,而 γ_l 代表第 l 条传播路径上的瞬时信噪比,且

$$\rho_l = \prod_{v=1, v \neq l}^L \frac{\gamma_l}{\gamma_l - \gamma_v} \quad (28)$$

当 $\alpha_1 = 1, \alpha_l = 0 (2 \leq l \leq L)$ 时, Rayleigh 衰落信道退变为 AWGN 信道,相应的误码率公式简化为

$$R = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\left(15/(4mn) (E_b/N_0)^{-1} + 25\beta/(32m^2n) (E_b/N_0)^{-2} \right)^{-1/2} \right) \quad (29)$$

4 仿真结果

为了证明理论分析的正确性,本节分别在 AWGN 和多径 Rayleigh 衰落信道环境下对 MI-

MO-HR-DCSK 方案理论分析的结果进行了仿真实验。为了便于仿真,实验中 MIMO-HR-DCSK 方案的收发端各有 2 根天线,即 $m=2, n=2$ 。

4.1 AWGN 信道下的仿真分析

图 6 是混沌序列长度(即采样数) β 分别为 128、256、512 时, MIMO-HR-DCSK 方案在 AWGN 信道下比特误码率的理论值仿真曲线和实验值仿真曲线对比图。由图 6 可以看出:比特误码率的理论值仿真曲线与实验值仿真曲线高度吻合,表明理论分析是正确的;此外,在信噪比 E_b/N_0 一定的情况下,对一个时隙内混沌序列的采样点数越多,即 β 值越大,系统误码性能越差。这是因为混沌序列长度增加,接收端相关解调时,混沌信号与信道中噪声互相关项以及噪声与噪声互相关项的方差增大,相应的判决器判错的概率也增加,系统的误码性能就逐渐恶化。

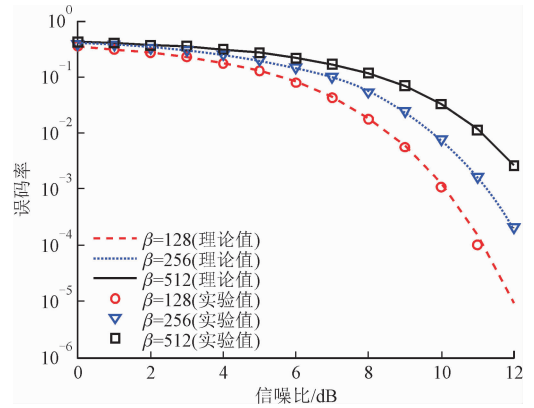


图6 本文方案在 AWGN 信道下理论值仿真曲线和实验值仿真曲线对比

图 7 中,分别对基于 HR-DCSK 方案的单输入单输出(SISO)、单输入多输出(SIMO)、多输入单输出(MISO)和多输入多输出(MIMO)系统在 AWGN 信道下的误码率进行了仿真实验,以分析收发端天线数量对 HR-DCSK 方案误码率性能的影响。同一帧数据经过多根天线发送,再经过独立的衰落信道传播时,每根天线发送的数据受到信道中噪声的影响不同,而采用多天线传输保证了至少有一根天线传输的数据受噪声的影响比其他路径小。因此,采用多根天线发送数据能增加接收端正确接收所传输的数据的概率,进而提升系统的可靠性。从图 7 的仿真结果可知,4 种情况下, MIMO-HR-DCSK 方案的误码性能最好。由于 MIMO 技术能有效抵抗多径衰落干扰,因此 MIMO-HR-DCSK 方案表现出优越的误码性能。

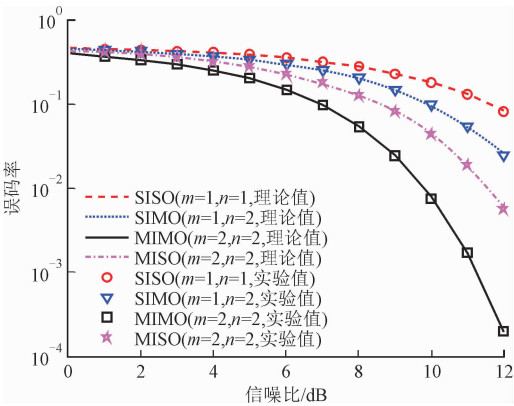


图 7 AWGN 信道下误码率与收发天线数量的关系

图 8 是 AWGN 信道下信噪比分别为 8、10、12 dB 时, β 与 MIMO-HR-DCSK 方案的误码率之间的关系曲线。从图 8 中不难看出,随着 β 值的增大,系统误码性能呈逐渐恶化的趋势,这与图 6 的仿真结果是吻合的。另一方面,图 8 的仿真结果也说明了该方案不存在最佳的 β 值,并且较大信噪比条件下系统的误码性能更好。

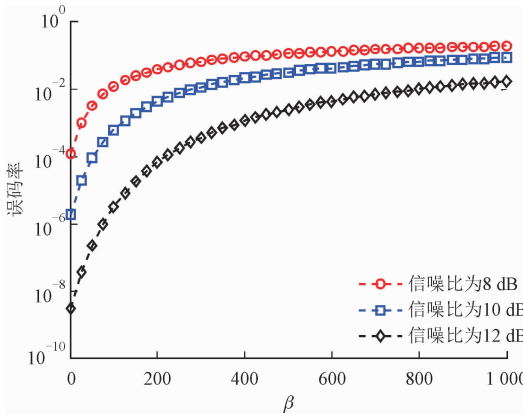


图 8 AWGN 信道下不同信噪比条件时本文方案的参考混沌序列长度 β 与误码率关系

图 9 为 $\beta=256$ 时, MIMO-DCSK 方案、MIMO-HE-DCSK 方案及 MIMO-HR-DCSK 方案在 AWGN

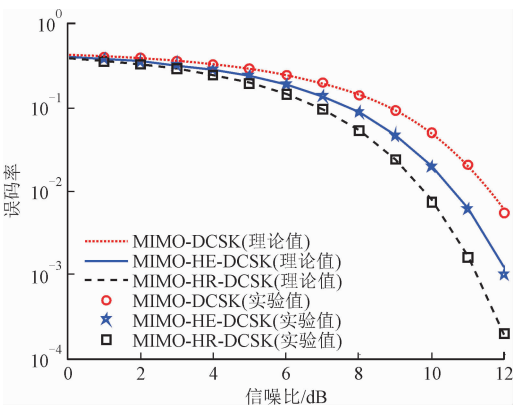


图 9 AWGN 信道下 3 种典型方案误码性能的比较

信道下的误码性能对比曲线。由图 9 可看出, MIMO-HR-DCSK 方案的误码性能明显优于 MIMO-DCSK 和 MIMO-HE-DCSK 方案。由于 MIMO-HR-DCSK 方案中使用希尔伯特变换技术消除了信息信号内部干扰,降低了发送信号的平均比特能量,因此其误码性能是 3 种方案中最好的。表 1 给出了上述 3 种方案的比特速率。由表 1 给出的数据可知, 3 种典型方案中, MIMO-HR-DCSK 方案的信息速率最高,因此本文方案在实际混沌通信系统中更有优势。

表 1 3 种典型方案的比特速率

方案	比特速率/(bit · s ⁻¹)
MIMO-DCSK	$1/(2\beta)$
MIMO-HE-DCSK	$1/\beta$
MIMO-HR-DCSK	$4/(3\beta)$

4.2 多径 Rayleigh 衰落信道下的仿真分析

图 10 是 β 分别为 128、256、512 时, MIMO-HR-DCSK 方案在 3 径 ($L=3$) Rayleigh 衰落信道下误码率的理论值和实验值的仿真对比曲线。实验中, 3 条路径的传输时延不同, 分别为 $\tau_1=0$ s, $\tau_2=1$ s, $\tau_3=2$ s, 而每条路径的功率增益相等, 即有 $E[\alpha_1^2]=E[\alpha_2^2]=E[\alpha_3^2]=1/3$ 。由图 10 可知, 3 径 Rayleigh 衰落信道环境下误码率的理论值仿真曲线与实验值仿真曲线吻合, 再次表明前述理论误码率公式的推导是正确的。

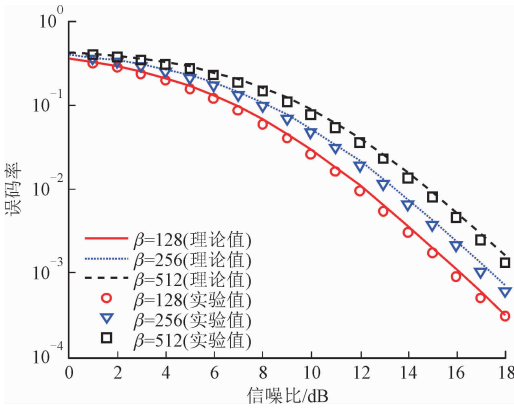


图 10 3 径 Rayleigh 衰落信道下本文方案误码率的理论值与仿真结果的比较

图 11 是 $\beta=256$ 、信道衰落路径数 L 分别为 2、3、4、5 时, MIMO-HR-DCSK 方案在 Rayleigh 衰落信道下的误码性能对比曲线。此条件下的信道仿真参数如表 2 所示。由图 11 可知, 随着路径数的增多, 系统误码性能变得越来越好, 尤其在信噪比较大

的情况下,这一现象更加明显。

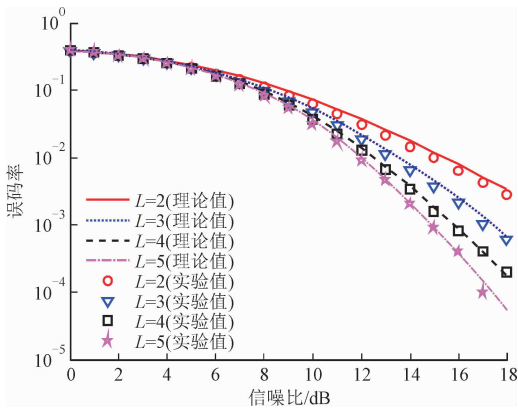


图 11 Rayleigh 衰落信道下路径数 L 不同时本文方案的误码性能的比较

表 2 图 11 中的多径 Rayleigh 衰落信道仿真参数

采样点数	路径数	功率增益	时延/s
256	2	1/2,1/2	0,1
256	3	1/3,1/3,1/3	0,1,2
256	4	1/4,1/4,1/4,1/4	0,1,2,3
256	5	1/5,1/5,1/5,1/5,1/5	0,1,2,2,3

5 结 语

针对传统 DCSK 通信方案信息速率低和误码性能差的问题,本文研究了一种 MIMO-HR-DCSK 方案;深入分析了该方案在 MIMO 环境下的误码性能,给出了较精确的误码率公式,进行了仿真实验,并与典型的方案进行了对比。仿真实验结果表明:在相同信道条件下,与典型的方案相比,MIMO-HR-DCSK 方案的信息速率和误码性能均有显著提升。因此,本文所提出的方案更适用于实际混沌通信系统。

参考文献:

[1] 张刚, 孟维, 张天骐. 多用户分段移位差分混沌键控通信方案 [J]. 电子与信息学报, 2017, 39(5): 1219-1225.
ZHANG Gang, MENG Wei, ZHANG Tianqi. Multi-user communication scheme based on segment shift differential chaos shift keying [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2017, 39(5): 1219-1225.

[2] 张琳, 徐位凯, 王琳, 等. 码复用差分混沌键控性能分析与同步算法 [J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版), 2016, 28(3): 330-336.

ZHANG Lin, XU Weikai, WANG Lin, et al. Performance analysis and synchronization algorithm for CS-DCSK system [J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2016, 28(3): 330-336.

[3] 张刚, 郝怡曼, 张天骐. 短参倍速差分混沌键控系统 [J]. 系统工程与电子技术, 2018, 40(1): 184-190.
ZHANG Gang, HAO Yiman, ZHANG Tianqi. Short reference multifold rate differential chaos shift keying [J]. Systems Engineering and Electronics, 2018, 40(1): 184-190.

[4] 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 Fundamental Theory and Applications, 2000, 47(12): 1684-1691.

[5] KADDOUM G, SOUJERI E, ARCILA C, et al. I-DCSK: an improved noncoherent communication system architecture [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems; II Express Briefs, 2015, 62(9): 901-905.

[6] YANG Hua, TANG W K S, CHEN Guanrong, et al. System design and performance analysis of orthogonal multilevel differential chaos shift keying modulation scheme [J]. IEEE Transactions on Circuits & Systems; I Regular Papers, 2016, 63(1): 146-156.

[7] HU Wei, WANG Lin, KADDOUM G. Design and performance analysis of differentially spatial modulated chaos shift keying modulation system [J]. IEEE Transactions on Circuits & Systems; II Express Briefs, 2017, 64(11): 1302-1306.

[8] HERCEG M, KADDOUM G, VRANJE D, et al. Permutation index DCSK modulation technique for secure multiuser high-data-rate communication systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(4): 2997-3011.

[9] 张刚, 许嘉平, 张天骐. 基于 Rayleigh 衰落信道下 MISO-MU-CSDCSK 通信系统性能分析 [J]. 系统工程与电子技术, 2018, 40(11): 2572-2580.
ZHANG Gang, XU Jiaping, ZHANG Tianqi. Performance analysis of MISO-MU-CSDCSK system over multipath fading channels [J]. Systems Engineering and Electronics, 2018, 40(11): 2572-2580.

[10] KOLUMBAN G, VIZVARI B, SCHWARZ W, et al. Differential chaos shift keying: a robust coding for chaos communications [EB/OL]. [2019-04-15]. <https://www.researchgate.net/publication/239666158>.

(下转第 174 页)