

一种新型MIMO-DCSK保密通信系统

张刚, 王源, 王颖

(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 南岸区 400065)

【摘要】 MIMO技术能够抑制信道噪声和多径衰落, 无需增加系统带宽和发送功率, 而改进型差分混沌键控(DCSK)拥有更好的保密性和信道利用率, 结合两者的优势设计出一种新的MIMO-DCSK混沌保密通信系统。对新系统着重在高斯白噪声信道下的误码性能进行了深入研究。仿真结果表明: 新型MIMO-DCSK保密通信系统的综合性能比传统DCSK通信系统更为优越, 与理论分析的结果一致。

关键词 混沌系统; 多输入多输出; 改进型差分混沌键控; 性能分析

中图分类号 TN911.3

文献标志码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2015.04.002

Novel MIMO-DCSK Secure Communication Systems

ZHANG Gang, WANG Yuan, and WANG Ying

(School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications Nan'an Chongqing 400065)

Abstract Multi-input and multi-output (MIMO) technology can decrease channel noise and multipath fading without any increase of system bandwidth and transmitting power. The modified differential chaos shift keying (DCSK) has better performances of security and channel utilization. Combined with the advantages of both technologies, a novel MIMO-DCSK secure communication system is designed. The proposed new system is analyzed in detail, and the emphasis is focused on the bit error rate (BER) performance under white Gaussian noise channel. The theoretical analysis and simulation results are well consistent and show that the overall performance of the novel MIMO-DCSK secure communication system is greatly superior to that of conventional DCSK communication system. The prospects of the new system in real application are studied also.

Key words chaotic systems; MIMO; modified DCSK; performance analysis

混沌信号具有宽频特性且拥有良好的自相关特性, 同时具有对初值极端敏感引起信号的不可预见性和内在随机性等, 这些性质决定了把混沌信号应用于保密通信中是非常合适的^[1]。文献[2]提出了混沌键控技术; 文献[3]提出的混沌移位键控(CSK), 两者混沌同步基于相干解调技术, 具有较好的误码性能。然而研究表明, 在实际信道中, 混沌同步并不十分可靠, 混沌系统对初值的敏感性导致了在接收端重建混沌同步信号十分困难。为摆脱混沌同步的不可靠, 文献[4]提出了差分混沌键控(DCSK), 其接收端使用非相干解调技术, 因此简化了系统结构, 且因具有宽频和类似噪声的特性, 起到了隐蔽信号的目的。但由于要传送参考信号, 因此存在传输速率较低和保密性较差等问题^[5]。文献[6]证明了DCSK

系统在高斯白噪声的信道中误码性能并不理想。单输入单输出(SISO)混沌通信系统的主要缺点是多径衰落会对系统性能产生较大的影响, 故采用MIMO技术降低混沌信号在无线信道中的多径衰落。空间分集技术广泛应用于无线通信系统中, 它能够提升无线通信系统抗多径衰落的能力^[7]。文献[8]证明了MIMO技术能够对无线通信系统性能带来显著提升, 同时文献[9]研究的SIMO-DCSK系统证明了可以将MIMO技术应用于DCSK系统。因此, 本文利用MIMO技术和改进型DCSK两者的优势提出了一种新型MIMO-DCSK混沌通信系统, 在此基础上结合理论分析探究MIMO技术应用于改进型DCSK通信系统是否可行, 并且通过在不同条件下仿真对比DCSK与MIMO-DCSK系统的误码性能。

收稿日期: 2013-12-19; 修回日期: 2015-04-01

基金项目: 国家自然科学基金(61071196, 61102131); 教育部新世纪优秀人才支持计划(NCET-10-0927); 信号与信息处理重庆市市级重点实验室建设项目(CSTC2009CA2003); 重庆市杰出青年基金(CSTC2011jjq40002); 重庆市自然科学基金(CSTC2010BB2398, CSTC2010BB2409, CSTC2010BB2411, CSTC2012JJA40008); 重庆市教育委员会科研项目(KJ120525; KJ130524)

作者简介: 张刚(1976-), 男, 博士, 副教授, 主要从事混沌同步、混沌保密通信等方面的研究。

1 改进型DCSK通信系统原理

传统DCSK方案中,系统发送端首先对信息进行调制,由两段长度相同的混沌信号构成所需要发送的每比特信息。前半段信号作为参考信号,后半段信号携带信息。假设发送的信息是“1”,则参考信号与后一段信号相同;若系统发送的是“-1”,则后一段信号与参考信号反相。由此可以看到传统方案的缺点,信号被截获后通过对其进行相关分析,很容易找出规律进行破解;并且每比特信息只能传输一个二进制位,信息传输效率低下。针对其缺点进行相关改进,改进型DCSK系统提升了误码性能的同时也提升了保密性,而且提高了信道利用率。该系统发送和接收端原理图如图1b、图c所示。

现有的DCSK传输系统使用一条信道传输参考信号和调制信号,而改进型DCSK则同时拥有两条信道^[10],这样就可以改善信道利用率和保密性能。从图1b可以看出,将待传输的信息 m_i 串并转换后变成

两个双极性信号 $b_{1,k}$ 和 $b_{2,k}$, 经过 M 延迟后的两路混沌信号 $x_{1,n-M}$ 和 $x_{2,n-M}$ 分别与 $b_{1,k}$ 和 $b_{2,k}$ 相乘得信号 $b_{1,k}x_{1,n-M}$ 和 $b_{2,k}x_{2,n-M}$; 然后发送到两条信道中进行传输,这就使得参考信号和调制信号各自分散在两条信道上,保密性大大加强,即使监听者截获 $s_{1,n}$ 或 $s_{2,n}$ 序列,也无法将其破译,避免了截获信息被破解的问题。在一个码元周期 T 中信息的解调顺序简化如图1a所示,两条信道传输的信号分别为 $s_{1,n}$ 和 $s_{2,n}$, 它们经过信道混合噪声后同时被传输到接收端,接收到的信号分别为 $r_{1,n}$ 和 $r_{2,n}$ 。在每个码元周期的前 $T/2$, 取 $r_{1,n}$ 和 $r_{2,n}$ 的前 M 位; 后 $T/2$, 取 $r_{1,n}$ 和 $r_{2,n}$ 的后 M 位并相互交换信号,于是在接收端又重新恢复在发送端被扰乱的信息顺序,同时也可以使用传统DCSK相关解调法来解调信号。

图1b中, $x_{1,n}$ 和 $x_{2,n}$ 表示调节参数 λ 分别为2.9和3.0时Logistic映射产生的混沌信号; M 是扩频系数,即每个符号用 M 比特混沌调制信号。

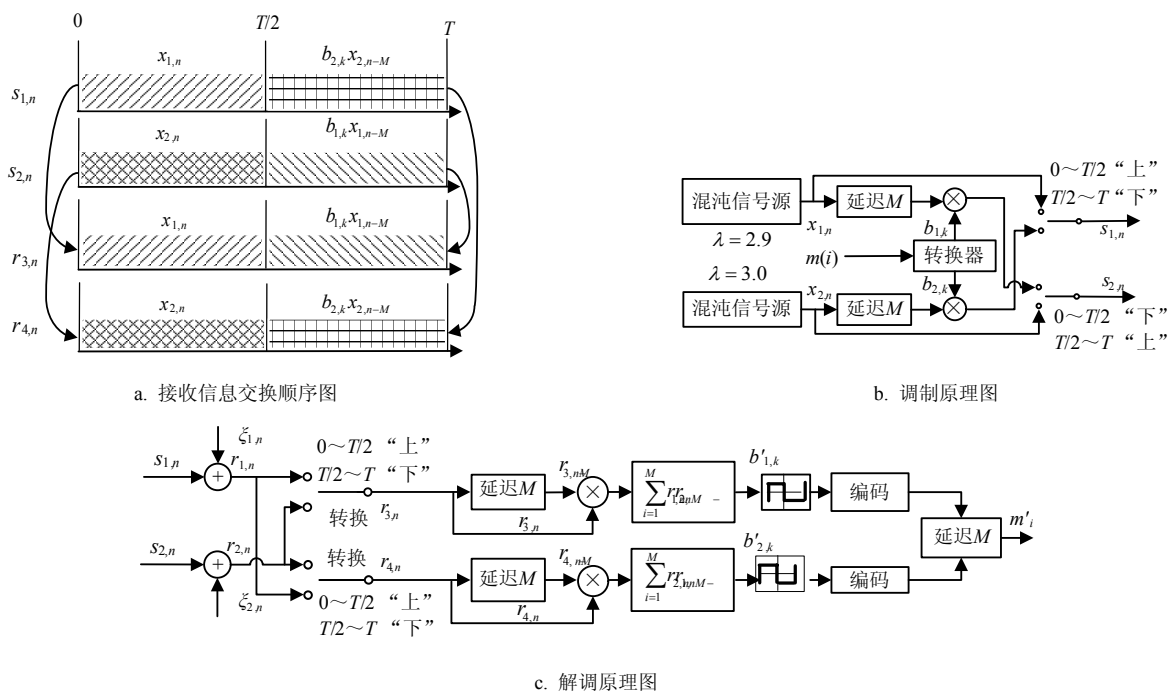


图1 改进型DCSK系统调制解调原理图

3 改进型MIMO-DCSK混沌通信系统

3.1 改进型MIMO-DCSK方案设计

MIMO-DCSK系统采用Logistic混沌映射作为信号源,有:

$$x_{k+1} = \lambda x_k (1 - x_k) \tag{1}$$

式中, λ 是调节参数,且 $\lambda \in (0, 4]$; $x \in (0, 1)$ 。当 $\lambda \in (3.571\ 448, 4]$ 时, Logistic映射可以产生混沌现

象^[11]。文献[12]提出了MIMO-DCSK混沌通信系统的设计方案。本文采用2个发送、2个接收天线的天线方案。MIMO(multiple input multiple output)技术采用多天线同时发送和接收多个空间流来提高信道的可靠性,降低误码率,不仅能显著克服信道衰落,而且不用增加宽带和天线发送功率就可以让频谱利用率和无线信道容量得到极大地提高。MIMO根据实现方式的不同分为波束成型、空间复用、传输分集

类型。本文同时采用3种技术, 其中传输分集的代表是空时分组码(STBC); 波束成型又称智能天线, 通过对信道进行准确的估计, 控制发送端的多根天线集中信号能量在欲传输的方向上, 这样就产生一串指向性的波束, 达到降低对其他信号的干扰, 提升用户接收质量的目的。

3.1.1 发送端方案

对采用Logistic映射产生的混沌序列进行仿真, 在每一个比特周期用于产生混沌信号的初值是不相同的: 同一初值产生的混沌信号样值之间有很强的相关性; 而不同初值产生的混沌信号样值是不相关的。在接收端利用这种相关和非相关性就能实现对混沌信号的非相干解调。

文献[13]提出了一种发送分集技术-空时分组码, 在该空时编码中, 输入的二进制信息经过转换后, 每一次编码选择 s_1 和 s_2 两个信号为一个分组, 按如下编码矩阵 \mathbf{G} 将信号映射到发送天线上^[14]:

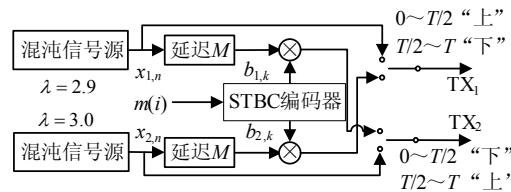
$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix} \quad (2)$$

矩阵 \mathbf{G} 中每一行代表同一时隙分别从两根天线发送的信号, 而每一列代表一个周期内同一天线先后发送的信号。从式(2)可以看到矩阵 \mathbf{G} 是正交矩阵, 那么不同天线发送的信号之间相互正交。编码器在两个连续的时隙 $2T_b$ 内, 从两天线发送出去。从图2a可以看出, 在每个周期的第一个时隙内, 天线 TX_1 发射信号 s_2 , 同时天线 TX_2 发送信号 s_1 ; 在第二个时隙内, s_1^* 从天线 TX_1 发射, 而信号 $-s_1^*$ 从天线 TX_2 发射出去。

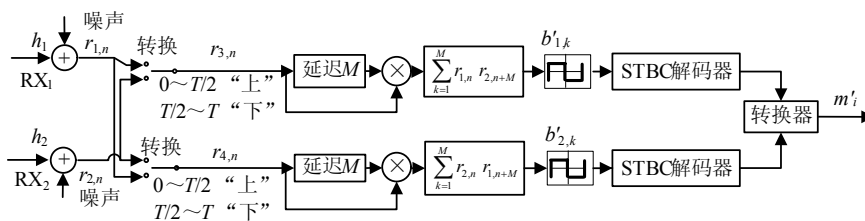
图2a是改进型 DCSK 结合 STBC 编码方法设计的发送端模型。表1给出了在时间 $2T_b = 4T_c$ 内传输信号的信息序列。

表1 发送端信息序列

时间	TX ₁	TX ₂
$[0, MT_c]$	$x_{1,k}$	$x_{2,k}$
$[MT_c, 2MT_c]$	$s_2 x_{2,k-M}$	$s_1 x_{1,k-M}$
$[2MT_c, 3MT_c]$	$x_{1,k-2M}$	$x_{2,k-2M}$
$[3MT_c, 4MT_c]$	$s_1^* x_{2,k-3M}$	$-s_2^* x_{1,k-3M}$



a. 改进型MIMO-DCSK发射机



b. 改进型MIMO-DCSK接收机

图2 基于STBC的改进型MIMO-DCSK系统模型

3.1.2 信道

经发射天线 TX_1 和 TX_2 发送的信号各自经过信道增益为 h_1 和 h_2 的衰落信道, 并叠加高斯信道白噪声后, 由两个接收天线接收; 然后各自进行相关判决。由于该方案的特殊性在接收端信号被接收后, 信号彼此之间要相互交换, 所以只能采用并行信道, 以保证信号之间的交换顺利进行。为此采用波束成型技术, 每根天线产生一个具有指向性的波束, 所以每一根接收天线收到另一天线的信号是十分微弱

的, 可以忽略。这在一定程度上限制了波束成型技术的应用范围, 但在性能上不会有任何影响, 综合来看这种牺牲是值得的。

3.1.3 接收端方案

在接收端信号与信道噪声同时被天线 RX_1 和 RX_2 接收后, 信号首先进行交换处理, 图2b为接收模块的模型。每个时隙接收的信号前 $T_b/2$ 保持不变, 后 $T_b/2$ 两信道的信号交换。信号相互交换后送到相关器判决, 再经 STBC 解码器解出信息, 表2给出了两天线的接收序列表达式。

3.2 改进型MIMO-DCSK系统误码率分析

为了将系统简化,假设 $T_c = 1$ 。两条信道输出信号 $S_{1,n}$ 和 $S_{2,n}$,如表2所示。

表2 RX₁、RX₂接收信息序列

时间	RX ₁	RX ₂
[0,MT _c]	$h_1 x_{1,k} + n_{1,k}$	$h_2 x_{2,k} + n_{2,k}$
[MT _c ,2MT _c]	$h_1 s_2 x_{2,k-M} + n_{1,k}$	$h_2 s_1 x_{1,k-M} + n_{2,k}$
[2MT _c ,3MT _c]	$h_1 x_{1,k-2M} + n_{1,k}$	$h_2 x_{2,k-2M} + n_{2,k}$
[3MT _c ,4MT _c]	$h_1 s_1^* x_{1,k-3M} + n_{1,k}$	$-h_2 s_2^* x_{1,k-3M} + n_{2,k}$

接收端天线RX₁和RX₂接收信号后把发送时打乱顺序恢复。RX₁和RX₂每个时隙接收的信号分别为 $r_{1,n}$ 和 $r_{2,n}$,重新调整顺序后的信号为 $r_{3,n}$ 和 $r_{4,n}$ 。可以看出,在每个时隙前 $T_b/2$,取 $r_{1,n}$ 和 $r_{2,n}$ 的前 M 位;后 $T_b/2$,取 $r_{1,n}$ 和 $r_{2,n}$ 的后 M 位并相互交换信号;再使用相关解调法来解调信号。假设接收端收到的两路信号分别为 $r_{1,n} = s_{1,n} + \xi_{1,n}$ 和 $r_{2,n} = s_{2,n} + \xi_{2,n}$,当 $\xi_{1,n}$ 和 $\xi_{2,n}$ 为加性高斯白噪声(AWGN), σ_1^2 为 $\xi_{1,n}$ 的方差, σ_2^2 为 $\xi_{2,n}$ 的方差,均值都为0。且当 $i \neq j$, $\xi_{1,i}$ 和 $\xi_{2,j}$ 统计独立,则两路信号合并后的序列为:

$$r_{3,n} = \begin{cases} r_{1,n} & 1 < n \leq M \\ r_{2,n} & M < n \leq 2M \end{cases} \quad (3)$$

$$r_{4,n} = \begin{cases} r_{2,n} & 1 < n \leq M \\ r_{1,n} & M < n \leq 2M \end{cases} \quad (4)$$

交换之后的信号顺序如表3所示。

表3 $r_{3,n}$ 和 $r_{4,n}$ 的信息序列

时间	$r_{3,n}$	$r_{4,n}$
[0,MT _c]	$h_1 x_{1,k} + n_{1,k}$	$h_2 x_{2,k} + n_{2,k}$
[MT _c ,2MT _c]	$h_2 s_1 x_{1,k-M} + n_{2,k}$	$h_1 s_2 x_{2,k-M} + n_{1,k}$
[2MT _c ,3MT _c]	$h_1 x_{1,k-2M} + n_{1,k}$	$h_2 x_{2,k-2M} + n_{2,k}$
[3MT _c ,4MT _c]	$-h_2 s_2^* x_{1,k-3M} + n_{2,k}$	$h_1 s_1^* x_{1,k-3M} + n_{1,k}$

那么,在时间[0,M]内第一路相关器输出为:

$$y_{1,1} = \text{cor}_M(r_{3,n}, r_{3,n+M}) = \sum_{k=1}^M r_{1,n} r_{2,n+M} = \sum_{k=1}^M (x_{1,k} h_1 + n_{1,k})(s_1 x_{1,k} h_2 + n_{2,k+M}) = \sum_{k=1}^M (x_{1,k}^2 s_1 h_1 h_2 + x_{1,k} h_1 n_{2,k+M} + n_{1,k} s_1 x_{1,k} h_2 + n_{1,k} n_{2,k+M}) = s_1 h_1 h_2 \sum_{k=1}^M x_{1,k}^2 + h_1 \sum_{k=1}^M x_{1,k} n_{2,k+M} + s_1 h_2 \sum_{k=1}^M n_{1,k} x_{1,k} + \sum_{k=1}^M n_{1,k} n_{2,k+M} \quad (5)$$

类比文献[15],可以同样假设第 l 个信息比特的能量 $E_b^{(l)} = \sum_{k=1}^M x_{1,k}^{(l)2} = \sum_{k=1}^M x_{2,k}^{(l)2}$,则天线RX₁在[0,M]时间接收到的等效基带模型为:

$$Y_{1,1} = E_b^{(l)} s_1 + N_{1,1} \quad (6)$$

式中, $N_{1,1}$ 是均值为零的高斯白噪声。

$$N_{1,1} = h_1 \sum_{k=1}^M x_{1,k} n_{2,k+M} + s_1 h_2 \sum_{k=1}^M n_{1,k} x_{1,k} + \sum_{k=1}^M n_{1,k} n_{2,k+M} \quad (7)$$

在时间[2M,3M]内第一路相关器输出表达式同理为:

$$y_{1,2} = \text{cor}_M(r_{3,n}, r_{3,n+M}) = \sum_{k=2M+1}^{3M} (x_{1,k-2M} h_1 + n_{1,k})(-h_2 s_2^* x_{1,k-2M} + n_{2,k+M}) = -s_2^* h_1 h_2 \sum_{k=1}^M x_{1,k}^2 + h_1 \sum_{k=1}^M x_{1,k} n_{2,k+3M} - s_2^* h_2 \sum_{k=1}^M x_{1,k} n_{1,k+2M} + \sum_{k=1}^M n_{1,k+2M} n_{2,k+3M} \quad (8)$$

则天线RX₁在时间[0,M]接收到的等效基带模型为:

$$Y_{1,2} = -E_b^{(l)} s_2^* + N_{1,2} \quad (9)$$

$$N_{1,2} = h_1 \sum_{k=1}^M x_{1,k} n_{2,k+3M} - s_2^* h_2 \sum_{k=1}^M x_{1,k} n_{1,k+2M} + \sum_{k=1}^M n_{1,k+2M} n_{2,k+3M} \quad (10)$$

同理可得:

$$N_{2,1} = h_2 \sum_{k=1}^M x_{2,k} n_{1,k+M} + s_2 h_1 \sum_{k=1}^M x_{2,k} n_{2,k} + \sum_{k=1}^M n_{2,k} n_{1,k+M} \quad (11)$$

$$N_{2,2} = h_2 \sum_{k=1}^M x_{2,k} n_{1,k+M} + s_1 h_1 \sum_{k=1}^M x_{2,k} n_{2,k+2M} + \sum_{k=1}^M n_{2,k+2M} n_{1,k+3M} \quad (12)$$

相应的可以得出第二根天线接收的信号 $Y_{2,1}$ 和 $Y_{2,2}$ 的表达式,所以接收信号可以表示为:

$$\begin{pmatrix} Y_{1,1} & Y_{2,1} \\ Y_{1,2} & Y_{2,2} \end{pmatrix} = E_b^{(l)} h_1 h_2 \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_{1,1} & N_{2,1} \\ N_{1,2} & N_{2,2} \end{pmatrix} \quad (13)$$

式(13)也可以等效为:

$$\begin{pmatrix} Y_{1,1} \\ Y_{1,2} \\ Y_{2,1}^* \\ Y_{2,2}^* \end{pmatrix} = E_b^{(l)} h_1 h_2 \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -(1)^* \\ 0 & 1 \\ (1)^* & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_{1,1} \\ N_{1,2} \\ N_{2,1}^* \\ N_{2,2}^* \end{pmatrix} \quad (14)$$

式(14)可等效为:

$$\mathbf{Y} = E_b^{(l)} \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2 \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (15)$$

主要的研究工作是测试 MIMO-DCSK 在 AWGN 信道下的性能, 为研究的方便, 假设信道增益为 1 ($h_i = 1$)。本着方便分析的原则本文着重假设在高斯白噪声信道下对系统误码性能进行研究。

通过对收到的信号解码, 得到比特信息:

$$\begin{pmatrix} \hat{s}_2 \\ \hat{s}_1 \end{pmatrix} = \mathbf{H}^* \mathbf{Y} = \mathbf{H}^* E_b^{(l)} \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2 \mathbf{S} + \mathbf{H}^* \mathbf{N} \quad (16)$$

式中, \mathbf{H}^* 为矩阵 \mathbf{H} 共轭转置, 则待判决符号 \hat{s}_1, \hat{s}_2 可以表示为:

$$\hat{s}_1 = 2E_b^{(l)} s_1 + (N_{1,2} + N_{2,1}^*) \quad (17)$$

$$\hat{s}_2 = 2E_b^{(l)} s_2 + (N_{1,1} + N_{2,2}^*) \quad (18)$$

求解系统误码率只需解出变量的均值和方差, 并且因为待判决变量统计特性一致, 所以下面只求变量 \hat{s}_1 的相关参数:

$$E[\hat{s}_1^{(l)}] = 2E_b^{(l)} s_1 \quad (19)$$

$$v[\hat{s}_1^{(l)}] = E[(\hat{s}_1^{(l)})^2] - E[\hat{s}_1^{(l)}]^2 =$$

$$E[(2E_b^{(l)} s_1^{(l)})^2] - (2E_b^{(l)} s_1^{(l)})^2 +$$

$$E[(N_{1,2} + N_{2,1}^*)^2] =$$

$$E[(N_{1,2} + N_{2,1}^*)^2] = v[N_{1,2}] + v[N_{2,1}^*] \quad (20)$$

式(15)向量 \mathbf{N} 中的 $N_{i,j}$ 互不相关, 也与混沌信号无关, 把 $N_{i,j}$ 的表达式代入式(20)有:

$$v[N_{1,2}] = v[1 + s_1^*] E_b^{(l)} \frac{N_0}{2} + M \frac{N_0^2}{4} =$$

$$[1 + (s_1^*)^2] E_b^{(l)} \frac{N_0}{2} + M \frac{N_0^2}{4} =$$

$$E_b^{(l)} N_0 + M \frac{N_0^2}{4} \quad (21)$$

$$v[N_{2,1}] = v[1 + s_2] E_b^{(l)} \frac{N_0}{2} + M \frac{N_0^2}{4} =$$

$$[1 + (s_2)^2] E_b^{(l)} \frac{N_0}{2} + M \frac{N_0^2}{4} = E_b^{(l)} N_0 + M \frac{N_0^2}{4} \quad (22)$$

综上推导可得第 l 个信息比特的方差为:

$$v[\hat{s}_1^{(l)}] = v[N_{1,2}] + v[N_{2,1}^*] = 2E_b^{(l)} N_0 + M \frac{N_0^2}{2} \quad (23)$$

为了计算误码率, 必须把位能量 $E_b^{(l)}$ 设为恒定值, 这样相关器输出的判决变量必然是一个高斯随机变量, 因此可得到第 l 个信号的误码率为:

$$\text{BER}_l = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E^2[\hat{s}_1^{(l)}]}{2v[\hat{s}_1^{(l)}]}} \right) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{2E_b^{(l)}}{N_0} \left(2 + \frac{MN_0}{4E_b^{(l)}} \right)^{-1}} \right) \quad (24)$$

常用于计算 DCSK 系统误码率的方法是高斯近似法^[16], 该方法需把位能量 $E_b^{(l)}$ 设为常量, 则 MIMO-DCSK 的 BER (bit error ratio) 为:

$$\text{BER} = \int_0^{+\infty} \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{2E_b^{(l)}}{N_0} \left(2 + \frac{MN_0}{4E_b^{(l)}} \right)^{-1}} \right) P_e(E_b^{(l)}) dE_b^{(l)} \quad (25)$$

式中, $P_e(E_b^{(l)})$ 是能量 $E_b^{(l)}$ 的概率密度函数。为求出式(25), 需求出每比特混沌信息的能量分布, 如图3所示。

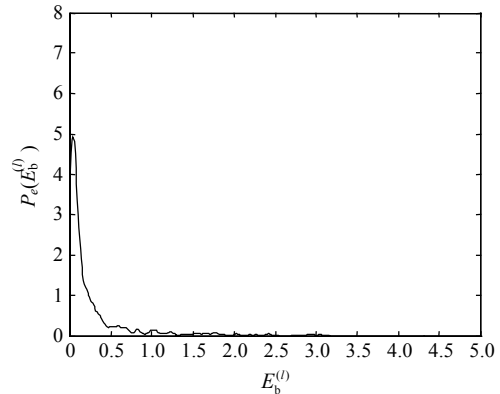


图3 $M=5$ 时, Logistic混沌序列能量概率密度分布图

由于很难求得关于 Logistic 序列能量分布的概率密度函数表达式, 因此需要使用数值积分法来计算误码率:

$$\text{BER} = \sum_{l=1}^m \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{2E_b^{(l)}}{N_0} \left(2 + \frac{MN_0}{4E_b^{(l)}} \right)^{-1}} \right) p(E_b^{(l)}) \quad (26)$$

式中, $p(E_b^{(l)})$ 是每比特信号能量 $E_b^{(l)}$ 的概率。

4 仿真结果及性能分析

在仿真模型中, 用 Logistic 映射作为混沌序列信号源, 在模型的信号源用调节参数不同的两个 Logistic 映射产生混沌序列, 分别为 $\mu_1 = 2.9$, $\mu_2 = 3.0$, 并令 Logistic 映射函数初值 $x = 0.1$ 。仿真模拟了信号在高斯白噪声无线信道中的传输过程。

图4显示了传统 DCSK、改进型 DCSK、MIMO-DCSK 误码率比较。不失一般性, 将扩频因子设为 $M = 5$ 。由图4看出, 当系统信噪比逐渐提高, 同一信噪比下新的 MIMO-DCSK 系统比传统 DCSK 或改进 DCSK 系统误码性能优越。当信噪比为 11 时, MIMO-DCSK 比传统 DCSK 系统误码率高一个数量级, 并且随着信噪比的增加逐渐拉开差距。

MIMO-DCSK 系统误码性能还和 M 有很大的关系, 图5为 M 分别为 10、20、30 时, MIMO-DCSK 系统误码性能仿真。从图中可看出, 随着 M 值增大系

统BER也随之增大, 误码性能也越差; 信噪比相同的条件下, M 值越小则系统的误码性能越好。

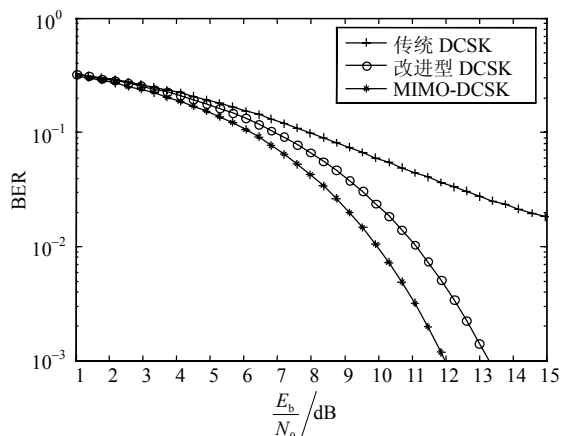


图4 $M=5$ 时不同系统的误码率

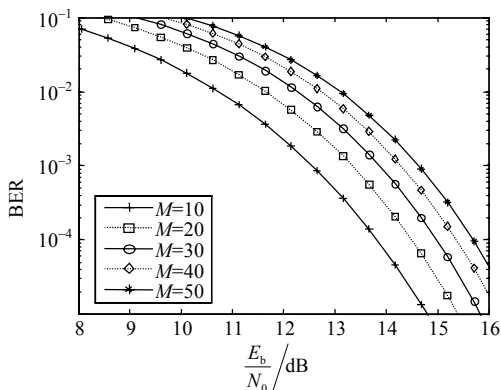


图5 MIMO-DCSK不同 M 值下误码率

另一方面, 当 E_b/N_0 不变时, 随着 M 值的增加, 系统的误码率并不是一直保持降低的趋势, 由图6可以观察, 当 $M \in (10, 100)$ 之间时, E_b/N_0 有一个最小值, 之后系统的 E_b/N_0 逐渐变差。从图7中可看到仿真结果和理论分析的差距, 不过仿真符合理论分析。

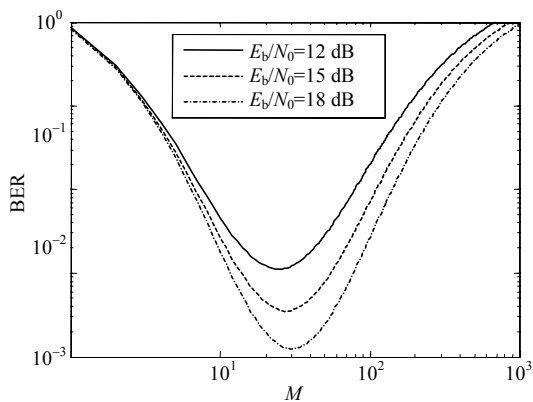


图6 MIMO-DCSK不同 E_b/N_0 下误码率比较

通过本文的分析可以看出, 除了在误码率方面新型MIMO-DCSK有较大提升外, 通信系统的有效

性也得到了提高, 通过增加一条信道从而使系统吞吐量较传统DCSK系统提升2倍, 同时改善了DCSK系统传输速率较慢的问题。

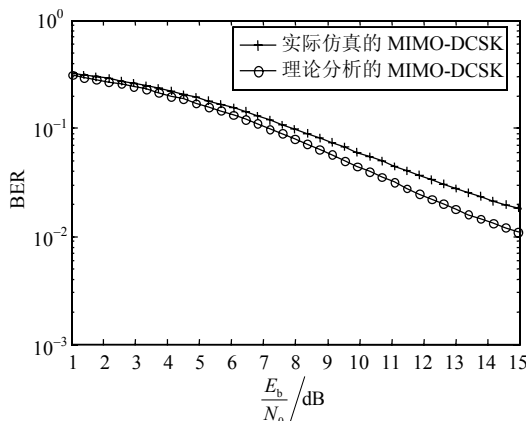


图7 $M=5$ 时, MIMO-DCSK理论分析与实际仿真下误码率比较

本文使用的MIMO技术对抗多径衰落不是通过消除多径信号来实现的, 而是充分利用空间传播中的多径矢量, 即当两处信号在被认为完全不相关的情况下实现多径信号的空间分集接收。

综上所述, 对比传统 DCSK 系统新的MIMO-DCSK系统除了在误码率性能有较大提高外, 在保密性、传输率和抗多径衰落等方面也反映出该系统的优势。

5 结束语

DCSK是目前研究最多的一种混沌键控, 但是存在缺陷: 一个码元周期中, 参考信号和所承载的信息之间的关系只有同相或反相, 保密性较差, 所发的信息拦截后被破解的风险很高, 且信道利用率和传输速度较低, 抗信道干扰的能力差。针对这些问题, 新的DCSK系统采用2个发射天线与2个接收天线的方案, 使以前在一条信道中传输的信号分散到两条信道上传输, 且每一路信息的参考信号在另一路传输, 这样即使某一路信息在传输过程中被截获, 也无法破译原始信号, 提升其保密性能同时也解决信道利用率低的问题。另外采用了MIMO技术, 有效地提高了DCSK通信系统的抗多径衰落能力。由仿真结果证明了该方案的优势, 仿真结果符合理论分析, 误码率及保密性得到极大加强。

本文方案由于结合了MIMO和DCSK技术的优越性, 在对抗无线信道中多径衰落以及保密性方面有着天然的优势, 同时改善通信系统的有效性以及

误码性能, 因此在无线传输, 军事和特种通信等领域有着极为广阔的应用潜力。

参 考 文 献

- [1] SHEN Li-qun, MA Jian-wei, LIU Lu, et al. Adaptive sliding mode synchronization of a class of chaotic systems and its application in secure communication[C]//2013 32nd Chinese Control Conference. Xi'an: IEEE, 2013: 956-961.
- [2] PARLITZ U, CHUA L O, KOCAREV L, et al. Transmission of digital signals by chaotic synchronization[J]. International Journal of Bifurcation and Chaos, 1992, 2(4): 973-977.
- [3] DEDIEU H, KENNEDY M P, HASLER M. Chaos shift keying: Modulation and demodulation of a chaotic carrier using self-synchronizing Chua's circuits[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II, 1993, 40(10): 634-642.
- [4] KOLUMBAN G, VIZVARI B, SCHWARZ W, et al. Differential chaos shift keying a robust coding for chaos communication[C]//IEEE Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems. [S.l.]: IEEE Press, 1996.
- [5] JAKO Z, KIS G. On the effectiveness of noise reduction methods in DCSK systems[J]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2000, 4(1): 437-440.
- [6] KADDOUM G, CHARGE P, ROVIRAS D, et al. Performance analysis of differential chaos shift keying over an AWGN channel[C]//IEEE International Conference on Advances in Computational Tools for Engineering Applications. Zouk Mosbeh, France: IEEE, 2009(7): 255-258.
- [7] BOTTOMLEY G E, OTTOSSON T, WANG Y P E. A generalized RAKE receiver for interference suppression[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2000(18): 1536-1545.
- [8] 胡峰, 周德扬. MIMO正交空时分组码技术[J]. 中国传媒大学学报, 2011, 18(4): 24-30.
HU Feng, ZHOU De-yang. Orthogonal space-time block coding for MIMO systems[J]. Journal of Communication University of China, 2011, 18(4): 24-30.
- [9] 张朝贤. SIMO FM-DCSK无线通信系统研究[D]. 厦门: 厦门大学, 2008.
ZHANG Chao-xian. Research of SIMO FM-DCSK wireless communication systems[D]. Xiamen: Xiamen University, 2008.
- [10] MIN X, XU W, WANG L, et al. Promising performance of a frequency-modulated differential chaos shift keying ultra-wideband system under indoor environments[J]. IET Communications, 2010, 4(2): 125-134.
- [11] 张薇, 谢红梅, 王保平. 一种新型的分段Logistic混沌扩频通信算法[J]. 计算机科学, 2013, 40(1): 59-62.
ZHANG Wei, XIE Hong-mei, WANG Bao-ping. Novel piecewise logistic chaotic spread spectrum communication algorithm[J]. Computer Science, 2013, 40(1): 59-62.
- [12] MA Huan-fei, KAN Hai-bin. Space-time coding and processing with differential chaos shift keying scheme[C]//IEEE International Conference on Communications. Dresden, Gemany: IEEE Press, 2009(6): 1-5.
- [13] TAROKH V, SESHADRI N, CALDERBANK A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1998, 44(2): 744-765.
- [14] 田启顺. MIMO空时编码系统应用研究[D]. 南京: 南京邮电大学, 2013.
TIAN Qi-shun. Study on application of space time codes technology in MIMO system[D]. Nanjing: Nanjing University of Posts and Telecommunications, 2013.
- [15] KADDOUM G, MAI V, GAGNON F. Performance analysis of differential chaotic shiftkeying communications in MIMO systems[C]//2011 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Rio de Janeiro, Brazil: IEEE Press, 2011: 1580- 1583.
- [16] 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.

编辑 张俊