

## 二进制差分随机过程键控的结构与性能分析

徐志江<sup>1</sup>, 凌晓<sup>1</sup>, 王亢<sup>2</sup>, 孟利民<sup>1</sup>

(1. 浙江工业大学 信息工程学院 浙江省通信网技术应用研究重点实验室, 浙江 杭州 310023;

2. 浙江警察学院 计算机与信息技术系, 浙江 杭州 310053)

**摘要:** 提出了一种二进制差分随机过程键控的调制解调结构, 推导出了在高斯信道和准静态衰落信道下的误比特率理论计算公式, 并对系统进行了误比特率和二阶循环谱检测的仿真。仿真结果表明, 提出的差分随机过程键控, 在高斯信道下大约在 -2 dB、在准静态瑞利衰落信道下大约在 25 dB 的信噪比下具有  $10^{-4}$  数量级的误比特率。同时, 所提出的差分随机过程键控调制方法, 其广义二阶循环谱的不可检测性, 使其具有很好的物理层隐蔽性。

**关键词:** 随机过程键控; 循环谱; 衰落信道; 误比特率

中图分类号: TN911.3

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2014)12-0178-12

## Structure and performance analysis of binary differential stochastic process shift keying

XU Zhi-jiang<sup>1</sup>, LING Xiao<sup>1</sup>, WANG Kang<sup>2</sup>, MENG Li-min<sup>1</sup>

(1. Zhejiang Provincial Key Lab. of Communication Networks & Applications, College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310023, China; 2. Dept. of Computer and Information, Zhejiang Police, Hangzhou 310053, China)

**Abstract:** A novel modulation and demodulation structure based on binary differential stochastic process shift keying (BDSPSK) is proposed. The theoretical bit error rates (BER) under the Gaussian and quasi-static Rayleigh fading channels are derived, respectively. To verify its performances and security, lots of simulations are done by using MATLAB. The simulations' results show that the BER of the proposed BDSPSK can reach  $10^{-4}$  when signal to noise ratio (SNR) is about -2 dB in the Gaussian channel or 25 dB in the Rayleigh fading channel. Meanwhile, the proposed method has a good concealment due to its undetectable property by the generalized second order cyclostationary spectrum, which makes it suit for secure communications in the physical layer.

**Key words:** stochastic process shift keying; cyclostationary spectrum; fading channel; BER

### 1 引言

在传统的数字通信调制方案中, 发送的数字信息映射到某个确知载波 (最常见的是正弦波) 的某些参数中, 熟知的有幅移键控 (ASK)、相移键控 (PSK) 和频移键控 (FSK) 等。然而, 这些传统调制方案没有任何的抗窃听能力。隐蔽通信是解决通信保密和军事安全性的重要手段, 它既可以保护通信内容, 还可以隐藏通信的存在<sup>[1]</sup>。例如移动设备上音频信号的隐藏, 隐蔽的水下声学通

信<sup>[2-4]</sup>等。为此, 提出了所谓的物理层安全通信方法: 扩频技术和数字混沌通信<sup>[5]</sup>。

扩频通信由于窄带信号被扩展到在较宽的频带上, 并在频带内功率较低, 使扩频之后的信号淹没在噪声中, 不易被发现检测到。同时, 其较低的功率谱密度使与其他窄带通信系统间的干扰较小。1994年, Rusch L A<sup>[6]</sup>提出一种自适应非线性内插滤波方法, 通过预处理, 非线性方法抑制窄带信号的信噪比, 提高了扩频通信系统的性能。2005年, Rabadan J A 等<sup>[7]</sup>为提高无线光学系统的安全性提

收稿日期: 2013-10-20; 修回日期: 2014-03-07

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61471322, 61402416); 浙江省自然科学基金资助项目 (LQ14F010003)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (61471322, 61402416); The Natural Science Foundation of Zhejiang Province (LQ14F010003)

出了一种基于扩频理论的调制技术，扩频通信系统在调制中执行数据加密。2007 年，Narayanan R 等<sup>[8]</sup>提出了一种噪声调制扩频技术。噪声调制信号在正交极化下传输来模仿无极性噪声，使线性极化接收器无法识别解码或提取有用信息。基于伪随机序列的扩频通信技术，具有一定的通信隐蔽性。然而，解调时接收机必须知道扩频序列的全部知识、并与发射机严格同步，常规的直接序列扩频技术容易被高阶统计量、二阶循环统计量等方法检测，因此安全性不强。

混沌信号具有非周期性、宽带、难以预测重建和表征的特性，使它难以截获和解调<sup>[9]</sup>。Lee 将现有的基于混沌信号和系统的安全通信方案分为 4 类：混沌调制、混沌开关、混沌掩盖和混沌参数调制<sup>[10]</sup>。1993 年，Frey D R 提出了一种利用混沌在数字域进行安全通信的方法，该方法使用有限精度的非线性数字滤波器与它的逆滤波器分别实现编码器与解码器<sup>[11]</sup>。Dedieu H 等利用混沌载波传输数字信息技术提出了一种简单的混沌键控(CSK, chaos shift keying)调制解调架构。每个被发送的符号被编码为一个吸引蔡氏电路，符号在接收端经级联自同步蔡氏电路子系统被检测<sup>[12]</sup>。1996 年，Yang T 等利用混沌开关方法实现混沌参数的调制，通过使用自适应控制器，维持发射器与接收器之间的同步，恢复消息信号<sup>[13]</sup>。2000 年，Schimming T 等使用差分噪声键控(DNSK, differential noise shift keying)和差分混沌键控(DCSK, differential chaos shift keying)方法得到了高斯信道下数字通信的最佳检测<sup>[14]</sup>。2013 年，Raajan 等提出了一种新的混沌键控技术。用 2 个产生于同一个系统但具有不同初始条件的混沌信号来代替比特‘0’和比特‘1’传输，达到隐蔽通信效果<sup>[15]</sup>。然而，文献[16]指出，宽带混沌信号的功率大都集中在低频成分上，这大大降低了通信的安全性。

1999 年，Salberg 和 Hanssen 提出了基于随机过程键控(SPSK, stochastic process shift keying)的数字通信系统<sup>[17,18]</sup>。以传输随机过程  $X_0, 0 \leq t < T$ ，代表信息比特‘0’；以传输随机过程  $X_1, 0 \leq t < T$ ，代表信息比特‘1’，其中  $T$  为比特持续时间。相邻相同比特的调制波形，虽然属于同一个随机过程，但其波形完全不同，降低了被窃听的风险。然而，2 种统计特性不同的随机过程，仍然存在被暴露的可能。2009 年，M E Cek 和 F A Savaci 提出了一种利

用 Alpha 稳定分布信号调制的隐蔽通信系统<sup>[19]</sup>。用 2 个不同特征指数  $\alpha$  的对称 Alpha 稳定(SaS)分布序列分别对二进制比特‘0’和比特‘1’进行调制。即当发送信息比特‘0’时，载波是特征参数  $\alpha = \alpha_0$  的 SaS 分布序列；当发送信息比特‘1’时，载波是特征参数  $\alpha = \alpha_1$  的 SaS 分布序列。然而，由于特征指数  $\alpha$  的不同，在时域上的波形有明显不同的脉冲特性，并且文献[19]给出的特征指数  $\alpha$  的估计算法比较复杂，需要  $10^4$  数量级的样本才能比较可靠地估计；同时，在调制器中需要 2 个 SaS 序列发生器。

能够规避高阶统计量等的信号分析手段、拥有较好的隐蔽性；调制器和解调器结构简单、运算复杂度低；比特周期内仅需较少的样本数就能以较低的错误概率估计出发送的比特；样本数少意味着可以实现较高的通信速率。针对这些要求，本文提出了一种称为二进制差分随机过程键控(BDSPSK, binary differential stochastic process shift keying)的调制解调方案：以服从某一种分布的离散随机过程为载波序列，把一个比特持续周期  $T$  分成 2 个等长的半周期，前后半个周期序列的幅度相同，信号源产生‘0’、‘1’比特流，来调制前后半个周期之间的符号。也即如果发送比特‘0’，则前后半周的载波序列完全相同；如果发送比特‘1’，则前后半周的载波序列符号相反，但幅度相等，称之为差分。后续的理论分析和仿真表明，BDSPSK 能够满足这些要求。

## 2 差分随机键控系统结构

### 2.1 差分随机键控调制

某一随机过程  $s(t)$  作为载波，在连续 2 个相同比特的码元周期内，载波是完全不同的，这样增加了通信隐蔽性，但也给接收机的解调带来不便。为此，把一个码元周期分成间隔相同的前后 2 个半周期，后半周期是前半周期的拷贝，发送比特调制前后半个周期的符号，即如果发送的比特是‘0’，则前后半周的载波相同；如果发送的比特是‘1’，则前后半周的载波相反。设一个码元周期内采样个数为  $T_b$ ，记半个周期的采样个数  $\nu = T_b/2$ ，则前后半周的载波之间的关系表示为

$$s_{k+\nu} = (-1)^m s_k, k = 1, \dots, \nu \quad (1)$$

其中， $m \in \{0, 1\}$  是码元比特。

二进制随机差分键控调制结构如图 1 所示。从调制器的结构可看出,相邻的相同比特,发射的载波在统计上是完全相同的,但在时域上波形是完全不同的。相邻的不同比特,发射的载波在统计上也是完全相同的,在时域上波形也是完全不同的。这样的设计,在频谱是完全相同的,在示波器上波形是完全不同的,使非法窃听者不能轻易地判断是否存在信号,更难判断出‘0’、‘1’比特流。

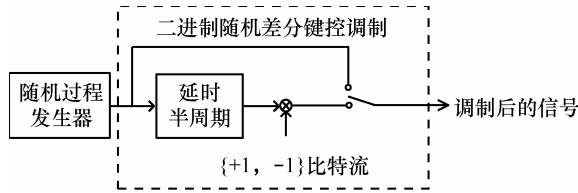


图 1 二进制随机差分键控调制结构

### 2.2 差分随机键控解调

由于接收机接收到的信号在一个周期内,前半周期与后半周期符号相同或相反,因此它们具有一定的相关性。如图 2 所示,将接收到的信号延迟半个周期,前半周期与后半周期做相关,然后与门限 0 相比较,大于 0 判为比特‘0’,小于 0 判为比特‘1’,由此可大大简化解调过程。

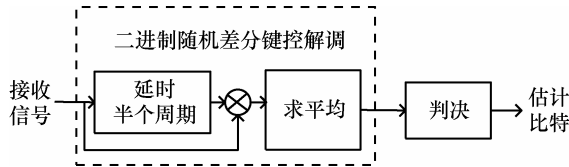


图 2 二进制随机差分键控解调结构

### 3 接收机相关器输出的概率分布

在推导接收机相关器输出变量的概率分布之前,先给出 2 个引理。

**引理 1** 设连续随机过程  $x(t)$  存在四阶矩,其均值为  $\mu_x$ , 方差为  $\sigma_x^2$ , 二阶原点矩为  $m_{2,x}$ , 四阶原点矩为  $m_{4,x}$ 。  $\{x_k, k=1, \dots, v\}$  是  $x(t)$  的采样集合, 并且满足  $E[x_j x_k] = \sigma_x^2 \delta_{jk}$ 。令随机变量  $w = \frac{1}{v} \sum_{k=1}^v x_k^2$ , 根据中心极限定理, 随机变量  $w$  收敛于正态分布, 其均值与方差分别为

$$\begin{cases} \mu_w = \frac{1}{v} \sum_{k=1}^v E[x_k^2] = m_{2,x} = \mu_x^2 + \sigma_x^2 \\ E[w^2] = v^{-2} \left\{ \sum_{k=1}^v E[x_k^4] + \sum_{k \neq j, 1}^v E[x_k^2 x_j^2] \right\} \\ = v^{-1} E[x_k^4] + (1-v^{-1}) E^2[x_k^2] \\ \Rightarrow \sigma_w^2 = v^{-1} (m_{4,x} - m_{2,x}^2) \end{cases} \quad (2)$$

**引理 2** 设连续随机过程  $x(t), y(t)$  相互独立, 其均值分别为  $\mu_x, \mu_y$ , 方差分别为  $\sigma_x^2, \sigma_y^2$ 。  $\{x_k, y_k, k=1, \dots, v\}$  是随机过程  $x(t), y(t)$  的采样集合, 并且满足  $E[x_j x_k] = \sigma_x^2 \delta_{jk}$ 。令随机变量  $w = \frac{1}{v} \sum_{k=1}^v x_k y_k$ , 根据中心极限定理, 随机变量  $w$  收敛于正态分布, 其均值与方差为

$$\begin{cases} \mu_w = \frac{1}{v} \sum_{k=1}^v E[x_k y_k] = \mu_x \mu_y \\ \sigma_w^2 = E[(w - \mu_w)^2] \\ = v^{-1} (\sigma_x^2 \sigma_y^2 + \sigma_x^2 \mu_y^2 + \mu_x^2 \sigma_y^2) \end{cases} \quad (3)$$

也即随机变量  $w$  收敛于  $N(\mu_x \mu_y, v^{-1} (\sigma_x^2 + \sigma_x^2 \mu_y^2 + \mu_x^2 \sigma_y^2))$  的正态分布。如果  $\{x_k, y_k\}$  的均值都为 0, 则  $w$  收敛于  $N(0, v^{-1} \sigma_x^2 \sigma_y^2)$ 。

### 3.1 加性白高斯信道下相关器输出变量的分布

接收机载波的采样为  $r_k = s_k + n_k, k=1, \dots, 2v$ , 载波与噪声是相互独立, 并且假定接收端已经同步。相关器的输出  $z = \frac{1}{v} \sum_{k=1}^v r_k r_{k+v}$  为

$$\begin{aligned} z &= \frac{1}{v} \sum_{k=1}^v (s_k + n_k)(s_{k+v} + n_{k+v}) = \underbrace{(-1)^m v^{-1} \sum_{k=1}^v s_k^2}_{z_s} + \\ &\quad \underbrace{v^{-1} \sum_{k=1}^v n_k n_{k+v} + v^{-1} \sum_{k=1}^v s_k n_{k+v} + (-1)^m v^{-1} \sum_{k=1}^v s_k n_k}_{z_i} \end{aligned} \quad (4)$$

式(4)表示, 相关器的输出  $z$  是称为信号分量  $z_s$  与干扰分量  $z_i$  之和。信号分量  $z_s$  的分布, 与载波采用的随机过程有关。然而, 当样本个数  $v$  足够多时, 且假定载波选择的随机过程具有四阶矩, 根据引理 1,  $z_s$  收敛于正态分布, 其均值与方差分别为

$$\begin{cases} \mu_{z_s} = (-1)^m m_{2,s} \\ \sigma_{z_s}^2 = v^{-1} (m_{4,s} - m_{2,s}^2) \end{cases} \quad (5)$$

下面以载波采用高斯分布的随机过程为例来说明信号分量  $z_s$  收敛于正态分布。设载波  $s_k$  服从  $N(0, \sigma_s^2)$  分布, 则  $z_s$  服从中心卡方分布, 即

$$f_{z_s}(x|m) = (-1)^m \frac{v}{\sigma_s^2} \left( \frac{xv}{\sigma_s^2} \right)^{(v-2)/2} e^{-\frac{xv}{2\sigma_s^2}} \frac{1}{2^{v/2} \Gamma(v/2)} \quad (6)$$

当  $v$  较大时, 则中心卡方分布收敛于正态分布,

其均值和方差由引理 1，得到

$$\mu_{z_s} = (-1)^m \sigma_s^2, \quad \sigma_{z_s}^2 = 2\sigma_s^4 v^{-1} \quad (7)$$

也即相关器输出的信号成分  $z_s$  的概率密度函数近似为

$$f_{z_s}(x|m) \approx \frac{1}{\sqrt{4\pi\sigma_s^4 v^{-1}}} e^{-\frac{(x-(-1)^m \sigma_s^2)^2}{4\sigma_s^4 v^{-1}}} \quad (8)$$

从  $z_s$  的概率密度函数可以看出，当样本数  $v$  增加时，均值不变，但方差减少。以样本个数  $v=100$ 、二阶功率  $m_{2,s}=1$ 、比特  $m=0$  为例（为了叙述方便，以下如果没有说明，均假定发送的比特  $m=0$ ），图 3 给出了卡方分布与正态分布的概率密度函数，从图中可以看出，两者是非常接近的。

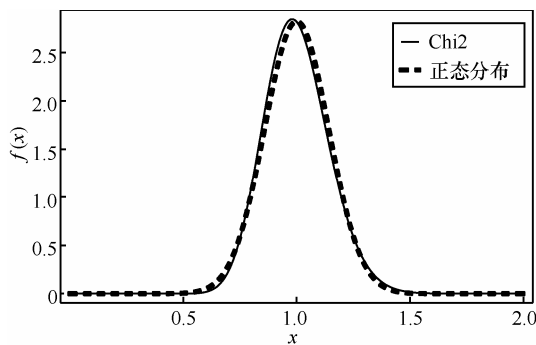


图 3 载波采用正态分布的随机过程时， $z_s$  的概率密度函数及收敛函数

表 1 列出了载波为常见的连续随机过程时，相关器输出的信号成分  $z_s$  的均值和方差。从表中可看出，对各种不同的随机过程，均值  $\mu_{z_s}$  相同，而方差  $\sigma_{z_s}^2$  却可能不同。在这些常见的随机过程中，载波选择均匀分布，则  $z_s$  具有最小方差，因此具有最小的误比特性能，这与后面的理论分析和仿真相符合。

相应地，图 4、图 5 给出了载波二阶功率为 1 的条件下，常见随机过程的概率密度函数和相关器输出的信号成分  $z_s$  的逼近概率密度函数（正态分布），其中伽马分布的参数  $\alpha=2$ 。当样本数  $v$  增大时， $z_s$  明显收敛于正态分布，且其均值不变、方差随  $v^{-1}$  减少，误比特率随之下降。

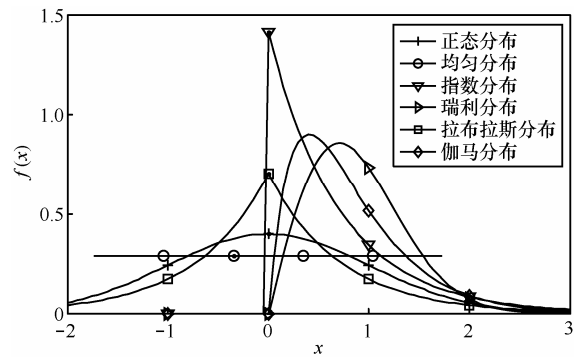


图 4 载波的概率密度函数( $m_{2,s}=1$ )

表 1 载波采用常见连续随机过程时， $z_s$  收敛于正态分布的均值和方差

名称	参数	均值 $((-1)^m)$	方差 $(v^{-1})$
均匀	$f(x) = \sigma^2,  x  \leq \sigma/2$	$\sigma^2/12$	$\sigma^4/180$
高斯	$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-x^2/2\sigma^2}$	$\sigma^2$	$2\sigma^4$
指数	$f(x) = \frac{1}{\sigma} e^{-x/\sigma}, x \geq 0$	$2\sigma^2$	$20\sigma^4$
瑞利	$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-x^2/2\sigma^2}, x \geq 0$	$2\sigma^2$	$4\sigma^4$
拉布拉斯	$f(x) = \frac{1}{2\sigma} e^{- x /\sigma}, \sigma \geq 0$	$2\sigma^2$	$20\sigma^4$
对数正态	$f(x) = \frac{1}{x\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-(\ln x - \mu)^2/2\sigma^2}, x \geq 0$	$e^2(\sigma^2 + \mu)$	$e^{2(\sigma^2 + \mu)}(e^{4\sigma^2} - 1)$
伽马	$f(x) = \frac{(x/\sigma)^{\alpha-1}}{\sigma\Gamma(\alpha)} e^{-x/\sigma}, x \geq 0, \sigma > 0, \alpha > 0$	$\alpha(\alpha+1)\sigma^2$	$\left(\frac{\Gamma(\alpha+4)}{\Gamma(\alpha)} - \alpha^2(\alpha+1)^2\right)\sigma^4$
韦伯	$f(x) = \frac{\beta}{\alpha} \left(\frac{x}{\alpha}\right)^{\beta-1} e^{-\left(\frac{x}{\alpha}\right)^\beta}, x \geq 0, \alpha > 0, \beta > 0$	$\alpha^2\Gamma(1+2\beta^{-1})$	$\alpha^4\Gamma(1+4\beta^{-1})$

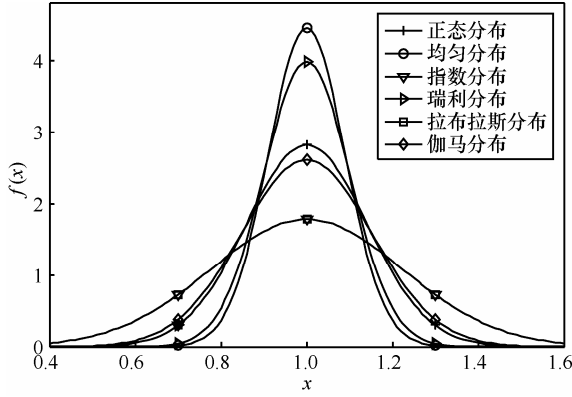


图 5  $z_s$  收敛概率密度函数( $m_{2,s}=1$ )

$$z = \frac{1}{v} \sum_{k=1}^v (hs_k + n_k)(hs_{k+v} + n_{k+v})^* = \underbrace{(-1)^m |h|^2 v^{-1} \sum_{k=1}^v s_k^2}_{z_s} + \underbrace{v^{-1} \sum_{k=1}^v n_k n_{k+v} + hv^{-1} \sum_{k=1}^v s_k n_{k+v} + (-1)^m h^* v^{-1} \sum_{k=1}^v s_k n_k}_{z_i} \quad (9)$$

在通信中,假定信道噪声  $\{n_k, k=1, \dots, v\}$  的均值为 0 是合理的,即  $\mu_n = 0$ 。根据引理 2,相关器输出的干扰噪声分量  $z_i$  收敛于正态分布,其均值和方差分别为

$$\mu_{z_i} = 0, \quad \sigma_{z_i}^2 = (\sigma_n^4 + 2m_{2,s}\sigma_n^2)v^{-1} \quad (10)$$

因此,相关器的输出  $z = z_s + z_i$ ,也服从正态分布,其均值  $\mu_z = \mu_{z_s} + \mu_{z_i} = (-1)^m m_{2,s}$ ,方差  $\sigma_z^2 = \sigma_{z_s}^2 + \sigma_{z_i}^2$  随载波随机过程的不同而有所不同,其概率密度函数为

$$f_z(z|m) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_z^2}} e^{-\frac{(z-\mu_z)^2}{2\sigma_z^2}} \quad (11)$$

### 3.2 准静态衰落信道下相关器输出变量的分布

在无线通信中,信道总是存在衰落的<sup>[20]</sup>。为了进一步评估提出的二进制差分随机过程键控系统的性能,本文假设信道为慢衰落的。所谓的“慢衰落”,是相对于码元持续时间而言的,即在一个码元周期内,信道的衰落系数不变,但相邻的 2 个码元持续时间,信道的衰落系数可能不一样。因此,接收机在一个码元收到的信号为

$$r_k = hs_k + n_k, k=1, \dots, 2v \quad (12)$$

其中,衰落系数  $h$  是服从某一分布的复随机变量,  $n_k$  是加性高斯白噪声。为叙述方便,记  $\lambda = |h|$  为衰落幅度。

接收机相关器输出  $z$  的分布,与 3.1 节推导过

程相似,这里仅给出一些必要的步骤和结果。式(12)中,  $z_s$  服从正态分布,其均值和方差分别为

$$\mu_{z_s} = (-1)^m \lambda^2 m_{2,s}, \quad \sigma_{z_s}^2 = v^{-1} \lambda^4 (m_{4,s} - m_{2,s}^2) \quad (13)$$

同样地,假定噪声的均值为 0,  $z_i$  服从正态分布,其均值与方差分别为

$$\mu_{z_i} = 0, \quad \sigma_{z_i}^2 = v^{-1} (\sigma_n^4 + 2\lambda^2 m_{2,s} \sigma_n^2) \quad (14)$$

因此接收机相关器输出服从  $\mu_z = (-1)^m \lambda^2 m_{2,s}$ ,  $\sigma_z^2 = v^{-1} (\lambda^4 (m_{4,s} - m_{2,s}^2) + \sigma_n^4 + 2\lambda^2 m_{2,s} \sigma_n^2)$  的正态分布,其概率密度函数可写为

$$f_z(z|m, h) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_z^2}} e^{-\frac{(z-(-1)^m \lambda^2 m_{2,s})^2}{2\sigma_z^2}} \quad (15)$$

## 4 系统性能的理论推导

不失一般性,假定对发射的载波功率进行归一化操作,也即随机载波的二阶功率  $m_{2,s} = \int_{s \in \mathcal{R}} s^2 f(s) ds = 1$ 。

需要强调的是,考虑到有些随机过程的均值不为 0,例如指数分布,所以这里选用二阶原点矩  $m_{2,s}$  而不是方差作为载波功率。

### 4.1 高斯白噪声信道下误比特率

定义信噪比  $\rho$  为载波的二阶功率与噪声的方差之比,即

$$\rho = \frac{m_{2,s}}{\sigma_n^2} = \frac{\sigma_s^2 + \mu_s^2}{\sigma_n^2} \quad (16)$$

从信噪比的定义和载波功率的归一化,得到噪声的方差  $\sigma_n^2 = \rho^{-1}$ 。相关器输出的干扰成分  $z_i$  服从  $N(0, (2\rho^{-1} + \rho^{-2})v^{-1})$  分布,如图 6 所示。从图中可看出,当信噪比为 -10 dB 时,  $3\sigma = 3.2683$ ,分布集中在  $[-3.2683, 3.2683]$  之间,表明干扰大于 1 ( $z_s$  的均值) 的概率非常大,也即干扰大于信号导致误比特产生,因此误比特率会较大。从图 6 的小图中可看出,当信噪比为 -2 dB 时,  $3\sigma = 0.715$ ,分布集中在  $[-0.715, 0.715]$  之间,表明干扰大于 1 ( $z_s$  的均值) 的概率趋于 0,也即干扰小于信号,不会导致误比特产生,因此误比特率非常小。这是从相关器输出的  $z_s$ 、 $z_i$  的概率密度函数上做出的定性分析,具体的定量分析参见下面的理论推导与仿真结果。

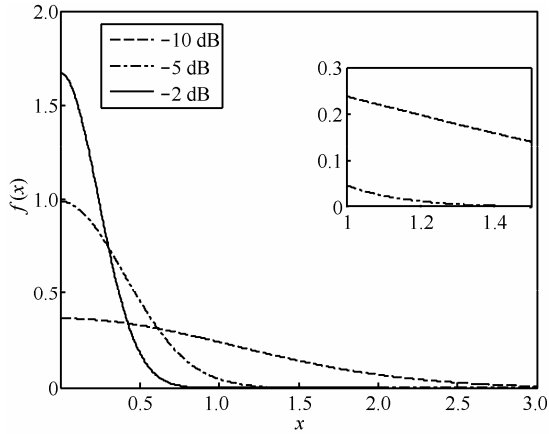


图 6 载波二阶功率为 1、采样个数  $v=100$ ，不同的信噪比情况下  $z_s$  的概率密度函数

在 3.1 节中，已经得到相关器输出  $z$  的概率密度函数（见式(10)）。由载波功率归一化（ $m_{z,s}=1$ ），得  $\mu_z = (-1)^m$ ，概率密度函数进一步简化为

$$f_z(z|m) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_z^2}} e^{-\frac{(z-(-1)^m)^2}{2\sigma_z^2}} \quad (17)$$

其中， $\sigma_z^2 = \sigma_{z_s}^2 + (2\rho^{-1} + \rho^{-2})v^{-1}$ 。解调采用简单的硬判决法，即

$$\hat{m} = \begin{cases} 0, & z \geq 0 \\ 1, & \text{其他} \end{cases} \quad (18)$$

假定发送“0”、“1”比特是等概率的，即  $P(m=0) = P(m=1) = 1/2$ ，结合式(17)、式(18)，得到误比特率为

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} f_z(z|m=1) dz + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^0 f_z(z|m=0) dz \\ &= \int_0^{\infty} f_z(z|m=1) dz = \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_z^2}} e^{-\frac{(z+1)^2}{2\sigma_z^2}} dz = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{\sqrt{2\sigma_z^2}} \right) \end{aligned} \quad (19)$$

式(19)中， $\sigma_z^2 = \sigma_{z_s}^2 + (2\rho^{-1} + \rho^{-2})v^{-1}$ ，补余误差函数 (complementary error function) 定义为  $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$ 。表 2 列出了载波分别选用均匀、高斯、指数、瑞利和拉布拉斯分布随机过程时，载波功率归一化、加性高斯白噪声信道下的系统误比特率  $P_e$ 。

从表 2、式(19)中可看出，当  $z_s$  的方差较小时，相应的误比特率较低；而当  $z_s$  的方差较大时，其误比特率就高。因此，均匀分布性能最好，瑞利分布次之，而指数分布与拉布拉斯分布性能最差，这与图 5 所示的  $z_s$  的概率密度函数曲线相符合。因为  $z_s$  的方差越小，变量的分布越集中在均值附近，在相同的干扰情况下，被误判的可能性就越小；反之，如果  $z_s$  的方差越大，在 0 附近分布的概率也越大，而这些在 0 附近分布的  $z_s$ ，越容易受到  $z_i$  的影响而导致被误判。显然，表 2 和图 5 是一致的。

图 7 所示为载波二阶功率为 1、采样个数  $v=100$  的条件下，所提出的差分随机过程键控的误比特率  $P_e$  曲线。从图中可看出，当信噪比为 -2 dB 时，如果载波选择均匀、高斯、瑞利分布时，其误比特率在  $10^{-4}$  左右；而载波如果选用指数分布，其误比特率为最高，在  $10^{-3}$  左右，与其他分布相差一个数量级。随着信噪比的进一步降低，到 -8 dB 时，所有分布对应的误比特率基本相同，均在  $10^{-1}$  左右。另外，图 7 还表明，均匀分布性能最好，瑞利分布其次，而指数分布最差。

#### 4.2 准静态衰落信道下误比特率

在 3.2 节中，得到了准静态衰落信道下相关器输出  $z$  的概率密度函数（见式(15)），由载波功率归一化，则可进一步简化为

表 2 载波功率归一化条件下，相关器输出  $z_s$  的方差和误比特率

名称	方差 ( $v^{-1}$ )	误比特率
均匀	4/5	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \rho \sqrt{\frac{5v}{10+4\rho(5+2\rho)}} \right]$
高斯	2	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \rho \sqrt{\frac{v}{2+4\rho(1+\rho)}} \right]$
指数 (拉布拉斯)	5	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \rho \sqrt{\frac{v}{2+2\rho(2+5\rho)}} \right]$
瑞利	1	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \frac{\rho\sqrt{v}}{\sqrt{2(1+\rho)}} \right]$

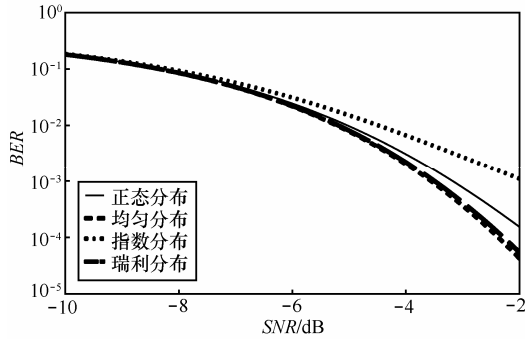


图 7 载波二阶功率为 1、采样个数  $v=100$ ，AWGN 信道下差分随机过程键控的误比特率

$$f_z(z|m, h) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_z^2}} e^{-\frac{(z-(-1)^m \lambda^2)^2}{2\sigma_z^2}} \quad (20)$$

其中， $\sigma_z^2 = v^{-1}(\lambda^4(m_{4,s} - 1) + \sigma_n^4 + 2\lambda^2\sigma_n^2)$ 。考虑到  $P(m=0) = P(m=1) = 1/2$ ，解调仍然采用硬判决（如式(18)所示），则误比特率  $P_e$  为

$$\begin{aligned} P_e &= E_\lambda [P_e(\lambda)] = E_\lambda \left[ \int_0^\infty f_z(z|m=1, h) dz \right] \\ &= E_\lambda \left[ \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_z^2}} \exp\left(-\frac{(z+\lambda^2)^2}{2\sigma_z^2}\right) dz \right] \\ &= E_\lambda \left[ \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\lambda^2}{\sqrt{2\sigma_z^2}}\right) \right] = \frac{1}{2} \int_0^\infty \operatorname{erfc}\left(\frac{\lambda^2}{\sqrt{2\sigma_z^2}}\right) f(\lambda) d\lambda \quad (21) \end{aligned}$$

一般情况下，式(21)不存在一个闭合解析式。

假设信道模型为没有多普勒频移的频率平坦 (frequency-flat) 瑞利衰落信道，信道衰落系数  $h$  的绝对值  $\lambda$  服从参数为  $b$  的瑞利分布，即

$$f(\lambda) = \frac{\lambda}{b^2} \exp\left(-\frac{\lambda^2}{2b^2}\right) \quad (22)$$

以发射机选择高斯随机过程作为载波为例，我们来分析准静态瑞利平衰落信道下系统的性能。

定义信噪比为接收机信号的功率与噪声功率之比，在归一化二阶功率的条件下，应用全期望公式，得到信噪比

$$\rho = \frac{E[\lambda^2 s^2]}{\sigma_n^2} = \frac{E_\lambda [E_s[\lambda^2 s^2 | \lambda]]}{\sigma_n^2} = \frac{E[\lambda^2]}{\sigma_n^2} = \frac{2b^2}{\sigma_n^2} \quad (23)$$

对于归一化功率的高斯载波而言， $m_{4,s} - m_{2,s}^2 = 2$ ，则接收机相关器输出  $z$  的方差为

$$\sigma_z^2 = v^{-1}(2\lambda^4 + 4\lambda^2 b^2 \rho^{-1} + 4b^4 \rho^{-2}) \quad (24)$$

将式(22)、式(24)代入式(21)，得到误比特率  $P_e$  为

$$P_e = \frac{1}{2} \int_0^\infty \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{2} \lambda^2 \rho \sqrt{\frac{v}{2b^4 + 2b^2 \lambda^2 \rho + \lambda^4 \rho^2}}\right) \frac{\lambda}{b^2} e^{-\frac{\lambda^2}{2b^2}} d\lambda \quad (25)$$

假定衰落信道服从参数  $b = \sqrt{1/2}$  的瑞利分布，则式(23)定义的信噪比可进一步写为

$$\rho = 1/\sigma_n^2 \quad (26)$$

衰落信道下的误比特率  $P_e$  相应地改写为

$$P_e = \int_0^\infty \operatorname{erfc}\left(\lambda^2 \rho \sqrt{\frac{v}{2 + 4\lambda^2 \rho(1 + \lambda^2 \rho)}}\right) \lambda e^{-\lambda^2} d\lambda \quad (27)$$

表 3 列出了差分随机过程键控，载波采用了均匀、高斯、指数、拉布拉斯、瑞利分布的随机过程，在载波功率归一化、服从参数  $b = \sqrt{1/2}$  的瑞利分布慢衰落信道的情况下，接收机相关器输出  $z$  的方差以及相应的误比特率  $P_e$ 。

表 3 中误比特率  $P_e$  不是闭合的解析式，因此，本文利用 Mathematica 数学工具，采用数值计算的方法来表示误比特率  $P_e$  与信噪比  $\rho$  之间的关系曲线，如图 8、图 9 ( $v=100$ ) 所示。图 8 是在 (-10, 30) dB 低、中信噪比情况下的误比特率曲线，表示均匀、高斯、指数和瑞利分布的随机过程，其误比特率性能基本相同，大约在 25 dB 时，误比特率为  $10^{-4}$ 。图 9 是在 (30, 60) dB 高信噪比情况下的误比特率曲线，图中最上面的一条是指数分布对应的误比特率曲线，其性能最差，而其他分布的曲线基本重合，性能相当。显然，与图 7 所示的高斯信道相比，在准静态瑞利平衰落信道下，所提出的差分随机过程键控的性能急剧下降。

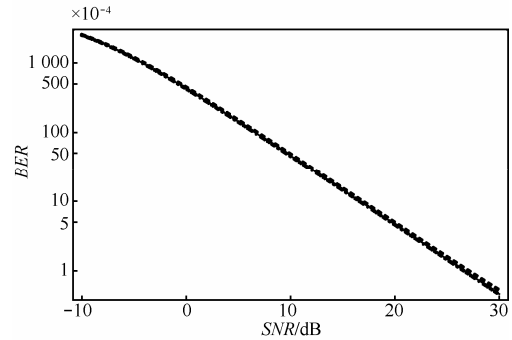


图 8 在低、中信噪比衰落信道下的误比特率

### 4.3 广义二阶循环谱

传统的调制方法，通常采用频谱分析仪等仪器

就能检测到在信道中是否存在发射信号。如果信道噪声包含了服从  $\alpha$  稳定分布的脉冲噪声时，不存在二阶矩自相关函数，相应地，频谱失去了意义。为了解决这个问题，赵春晖等人<sup>[21]</sup>提出了广义二阶循环谱的概念。定义广义二阶自相关函数为

$$GR_s^\epsilon(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} f(s(t+\tau/2)) f^*(s(t-\tau/2)) e^{-j2\pi\epsilon t} dt \quad (28)$$

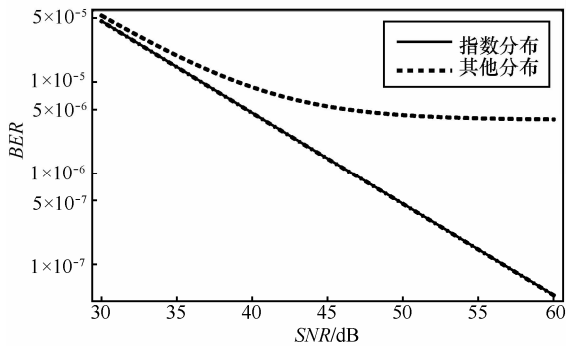


图 9 在高信噪比衰落信道下的误比特率

其中， $s$  代表混有  $\alpha$  稳定分布噪声的通信信号， $T_0$  为用来做时间平均的周期， $\epsilon$  为循环谱率， $f(s)$  是信号  $s$  的函数，定义为

$$f(s) = \frac{\arctan(|s + jH(s)|)}{|s + jH(s)|} s \quad (29)$$

其中， $H(\cdot)$  代表 Hilbert 变换。函数  $f(s)$  将信号  $s$  的幅值映射到一个有限区间，保证了二阶循环统计量是有意义的，并且保证了信号的相位不发生改变。因此，广义二阶循环谱密度函数表达式为

$$GS_s^\epsilon(f) = \frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^{\infty} GR_s^\epsilon(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (30)$$

在本文中，假定信道噪声是高斯白噪声，此时广义二阶循环谱退化为常用的基于二阶矩的频谱。

这里采用广义二阶循环谱的目的，是为了当信道中存在脉冲噪声时的频谱分析。

### 5 仿真与分析

所提出的差分随机过程键控系统的误比特率，采用 Matlab 软件进行仿真，并与理论推导出的结果相比较。构建的仿真系统如图 10 所示，主要由调制、信道、解调和  $P_e$  统计等模块组成。载波由归一化的随机过程发生器产生，在仿真中选用了均匀、高斯、指数及瑞利分布这 4 种随机过程。信源由 Bernoulli 二进制随机数发生器产生，等概率的“0”、“1”比特流通过  $(-1)^m$  映射至  $\{+1, -1\}$ ，然后用来控制后半码元周期的载波符号。信道由与调制信号相乘的瑞利衰落和相加的高斯白噪声组成，衰落系数在一个码元周期内保持不变。如果不考虑信道的衰落，令衰落系数等于 1 即可。在接收机端，采用差分解调，经过硬判决后得到发送比特的估计，然后经比较和统计，得到系统的误比特率。在接收机解调过程中，假定已获得同步。

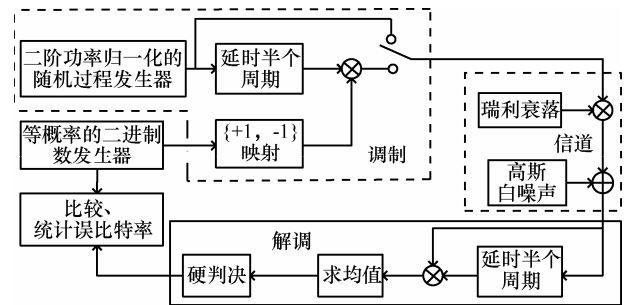


图 10 仿真系统示意

仿真参数设置如下：码元周期  $T_b = 2v = 200$ ，也即一个“0”、“1”比特，随机过程的载波有 200

表 3 载波功率归一化、瑞利衰落（参数  $2b^2=1$ ）条件下，相关器输出的方差和误比特率

名称	方差 ( $v^{-1}$ )	误比特率
均匀	$\frac{4}{5} \lambda^4 + 2\lambda^2 \rho^{-1} + \rho^{-2}$	$\int_0^\infty \text{erfc} \left( \sqrt{5} \lambda^2 \rho \sqrt{\frac{v}{10 + 4\lambda^2 \rho (5 + 2\lambda^2 \rho)}} \right) \lambda e^{-\lambda^2} d\lambda$
高斯	$2\lambda^4 + 2\lambda^2 \rho^{-1} + \rho^{-2}$	$\int_0^\infty \text{erfc} \left( \lambda^2 \rho \sqrt{\frac{v}{2 + 4\lambda^2 \rho (1 + \lambda^2 \rho)}} \right) \lambda e^{-\lambda^2} d\lambda$
指数（拉布拉斯）	$5\lambda^4 + 2\lambda^2 \rho^{-1} + \rho^{-2}$	$\int_0^\infty \text{erfc} \left( \lambda^2 \rho \sqrt{\frac{v}{2 + 2\lambda^2 \rho (2 + 5\lambda^2 \rho)}} \right) \lambda e^{-\lambda^2} d\lambda$
瑞利	$\lambda^4 + 2\lambda^2 \rho^{-1} + \rho^{-2}$	$\int_0^\infty \text{erfc} \left( \frac{\lambda^2 \rho \sqrt{v}}{\sqrt{2} (1 + \lambda^2 \rho)} \right) \lambda e^{-\lambda^2} d\lambda$

个样本,其中前后半个周期的样本符号由发送的比特来调制;衰落系数服从参数为  $b=1/\sqrt{2}$  的瑞利分布;所有的随机过程,均经过功率归一化;对任一信噪比下的仿真次数,至少是对应误比特率倒数的 100 倍。

高斯白噪声信道下的误比特率仿真结果如图 11 所示,为了与理论值相比较,在图中加入了 4.1 节图 7 中的  $P_e$  曲线。从图中可看出,均匀分布性能最好,正态分布其次,而指数分布性能最差。在小于  $-6$  dB 的低信噪比下,理论曲线与仿真曲线基本重合。然而,信噪比在  $[-6, -2]$  dB 时,仿真结果好于理论值,在  $-2$  dB 时,指数分布的  $P_e$  甚至达到一个数量级之差。以载波采用正态分布的随机过程为例,一个可能的解释是,虽然图 3 所示的正态分布与中心卡方分布的概率密度函数曲线大致重合。然而,如图 12 所示,远离均值的概率密度函数尾部,中心卡方分布与正态分布相比,衰落速率更快,这表明相关器输出的信号分量  $z_s$ , 其分布更加集中在均值附近。或者说,  $z_s$  的真实方差  $\sigma_{z_s}^2$ , 应小于中心极限定理给出的方差,相应地,相关器输出变量  $z$  的方差  $\sigma_z^2$  也减少。根据式(19)可知,误比特率随之下降。另一方面,如图 6 所示,当信噪比较低时,相关器输出的干扰分量  $z_i$  的方差  $\sigma_{z_i}^2$  较大,  $z_i > \mu_{z_i} = 1$  的概率不小,足以抵消概率密度函数尾部的逼近误差,因此仿真与理论结果基本一致;反正,当信噪比增大时,  $\sigma_{z_i}^2$  较小,干扰分量  $z_i$  集中在均值 0 附近,此时概率密度函数尾部逼近误差不容忽视,导致仿真结果好于理论值。

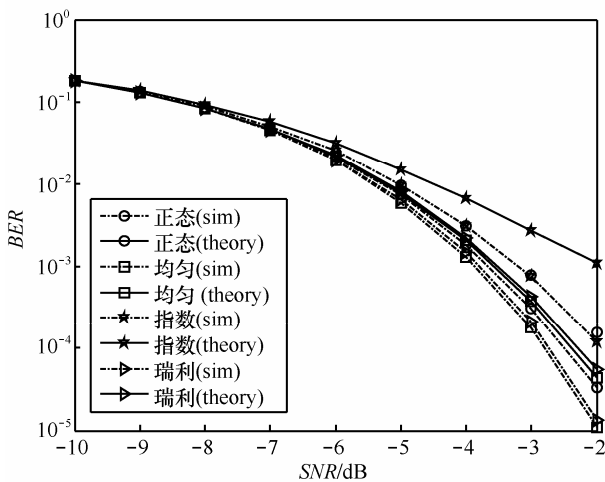


图 11 载波二阶功率为 1、采样个数  $v=100$ , 加性高斯白噪声信道下的仿真与理论 BER 对比

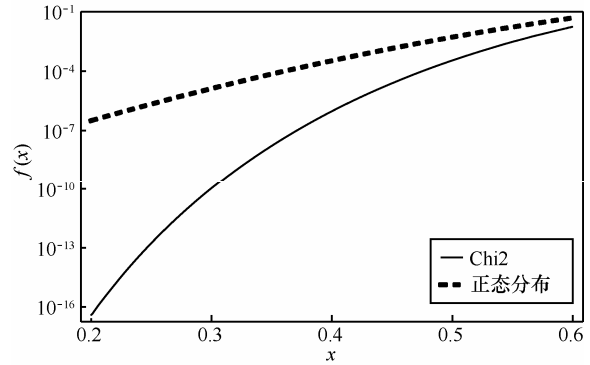


图 12 中心卡方分布与正态分布的概率密度函数尾部示意

瑞利衰落信道下的误比特率仿真结果如图 13 所示,为了与理论值相比较,在图中加入了 4.2 节图 8 中的  $P_e$  曲线。从图中可看出,这 4 种分布的误比特率曲线基本重合,并且理论与仿真是一致的。以载波采用正态分布的随机过程、采样个数  $v=100$ 、信噪比  $\rho=0$  dB 为例,来说明衰落信道下的误比特率为何比较高。从图 14 看出,衰落幅度  $\lambda$  越大,式(31)中被积函数  $\text{erfc}(\cdot)$  的值越小;反之,如果衰落幅度  $\lambda$  越小,函数  $\text{erfc}(\cdot)$  的值越大。所以,误比特率  $P_e$  主要是由  $\lambda < 1$  的衰落引起的。在信噪比为 0 dB 的情况下,式(27)进一步简化为

$$\begin{aligned}
 P_e &= \int_0^{\infty} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{v}{4+4\lambda^{-2}+2\lambda^{-4}}} \right) \lambda e^{-\lambda^2} d\lambda \\
 &= \int_0^1 [\cdot] d\lambda + \int_1^{\infty} [\cdot] d\lambda \\
 &< \int_0^1 [\cdot] d\lambda + \underbrace{\int_1^{\infty} \text{erfc}(\sqrt{10}) \lambda e^{-\lambda^2} d\lambda}_{7.744 \times 10^{-6}} \\
 &\approx \int_0^1 \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{v}{4+4\lambda^{-2}+2\lambda^{-4}}} \right) \lambda e^{-\lambda^2} d\lambda \quad (31)
 \end{aligned}$$

当  $\lambda < 0.2$  时,从图中还可看出,  $\text{erfc}(\cdot)$  值在 1 附近,而  $\lambda e^{-\lambda^2} \approx \lambda$ , 所以  $P_e$  至少大于  $\int_0^{0.2} 1 \times \lambda d\lambda = 0.02$ 。

为了从误比特率、隐蔽性和计算复杂度这 3 个方面作比较,本文选用文献[17,19]作为参考对象。文献[17]采用 2 个不同的 AR(3)自回归随机过程作为比特“0”、“1”的载波,即

$$\begin{aligned}
 x_k(n) &= \varepsilon_k(n) - a_k(1)x_k(n-1) - \\
 & a_k(2)x_k(n-2) - a_k(3)x_k(n-3) \quad (32)
 \end{aligned}$$

其中,  $k=0,1$  表示比特“0”、“1”对应的随机过程载波,  $\varepsilon_k(n)$  是均值为 0 方差为  $\sigma_k^2$  的高斯驱动噪声, AR(3) 的参数如表 4 所示。在接收端, 按照式(33) 计算似然比, 再经过硬判决来估计发送的信息比特。似然比计算公式为

$$L(X) = X^T (R_0^{-1} - R_1^{-1}) X + \log \frac{|R_0|}{|R_1|} \quad (33)$$

其中,  $R_k$  为随机过程  $x_k(n)$  混合高斯噪声后的协方差矩阵。该文献的图 7 给出了信噪比与误比特率之间关系的理论曲线和蒙特卡洛仿真结果。从该图中可以看出, 当信噪比为 0 dB 时, 误比特率  $P_e \approx 0.2$ ; 当信噪比为 20 dB 时,  $P_e \approx 10^{-4}$ 。与本文中的图 11 相比, 在相同的信噪比条件下, 误比特率要远远大于本文提出的方案, 也即本文所提出的方案, 误比特率性能远远优于文献[17]。同时, 式(33) 计算似然比的运算量, 远远大于本文提出的如式(4) 所示的一个相关器的运算量。

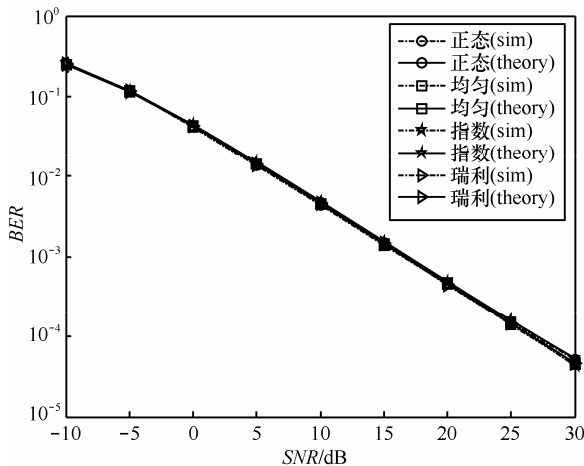


图 13 载波二阶功率为 1、采样个数  $\nu=100$ , 瑞利衰落信道 (参数  $b=\sqrt{1/2}$ ) 下的仿真与理论 BER 对比

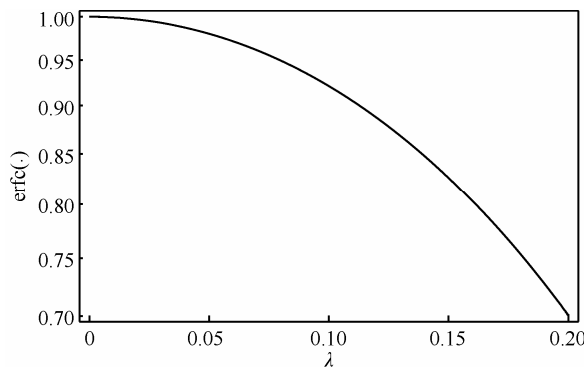


图 14  $\text{erfc}(\cdot)$  与衰落幅度  $\lambda$  的关系曲线

表 4 文献[17]中 2 个不同 AR(3) 随机过程的参数

$k$	$a_1(k)$	$a_2(k)$	$a_3(k)$	$\sigma_k^2$
0	-1.67	1.01	-0.2	0.64
1	-1.13	0.45	0.04	2.09

文献[19]提出采用 2 个不同特征指数的 S $\alpha$ S 随机过程作为载波。当  $\alpha=1$  时为 Cauchy 分布, 当  $\alpha=2$  时为高斯分布。在发送端, 对比特“0”、“1”选用不同特征指数的 S $\alpha$ S 进行调制。在接收端, 按照式(34) 估计出特征指数, 再经过硬判决得到发送比特的估计。特征指数的估计公式为

$$\text{sinc}\left(\frac{p\pi}{\alpha}\right) = \left[ \frac{p\pi}{2} \left( \frac{A_p A_{-p}}{\tan(p\pi/2)} \right) + S_p S_{-p} \tan\left(\frac{p\pi}{2}\right) \right]^{-1} \quad (34)$$

其中,  $0 < p < \alpha$ , 分数矩  $A_p = \frac{1}{T_b} \sum_{k=1}^{T_b} |x(k)|^p$ ;

$S_p = \frac{1}{T_b} \sum_{k=1}^{T_b} \text{sgn}(x(k)) |x(k)|^p$ ,  $T_b$  是每比特的采样个

数。与本文提出的仅仅用一个相关运算 (如式(4) 所示) 相比, 式(34) 的计算量明显大的多, 并且涉及到 sinc 函数的求逆。

文献[19]没有给出误比特率与信噪比之间的理论推导公式和蒙特卡洛仿真曲线。由于 S $\alpha$ S 不存在方差, 不能用传统的功率来定义 S $\alpha$ S 随机过程的功率, 这里采用文献[22] 提出的几何功率来定义信噪比。如果随机过程  $X$  具有对数阶性质, 则  $X$  的几何功率定义为

$$S_0 = S_0(X) = e^{\text{E}[\ln|X|]} \quad (35)$$

当  $\alpha=2$  时 (高斯分布), 几何功率退化为方差。假定 2 个 S $\alpha$ S 随机过程的散度相同,  $T_b=10^4$ , 在 AWGN 信道下, 信噪比为 -5 dB 时仿真得到  $P_e \approx 10^{-3}$ , 略优于本文提出的方案。但是, 这个结果是在  $T_b=10^4$  的条件下得到的, 而本文提出的方案  $T_b=200$ 。事实上, 增大  $T_b$  必定会降低  $P_e$ ; 只要  $T_b$  足够大,  $P_e$  可以达到任意小<sup>[17]</sup>。另一方面, 如果  $T_b$  不是足够大, 则式(34) 中的分数矩估计值与理论值误差非常大, 导致式(34) 的  $\alpha$  估计性能非常差, 甚至远远偏离  $\alpha \in (0, 2]$  的范围, 大量出现  $\alpha$  估计无效的现象。

文献[17] 提出的方案, 2 种不同的 AR(3) 随机过程具有不同的功率谱密度 (该文献中的图 5); 文献

[19]提出的方案, 选择  $\alpha_1 = 1$ ,  $\alpha_2 = 0.5$ , 则其相应的比特周期之间的时域波形, 具有明显的区别, 这些缺点均不利于通信的隐蔽性。本文所提出的方案, 发送“0”、“1”比特的随机过程统计特性相同, 相应地, 功率谱也是一样的。图 15、图 16 是载波分布采用正态分布和均匀分布, 在高斯白噪声信道、信噪比为-2 dB 下的广义二阶循环谱。从这 2 张图中可以看出, 接收到的信号频谱非常类似于宽带、白的高斯噪声, 这使非法窃听者无法判断在信道中是否存在信号, 更无从解调出信息比特流, 因此具有很好的隐蔽性。

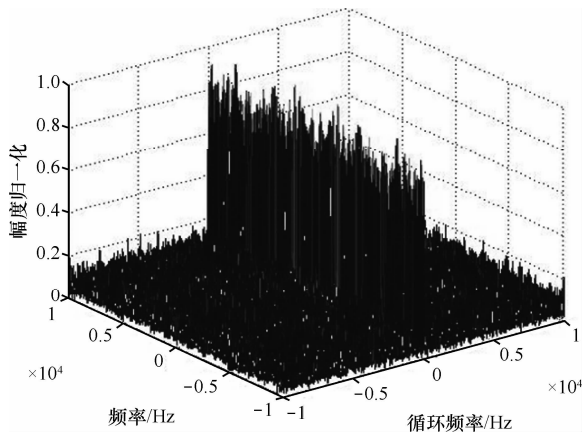


图 15 正态分布载波在高斯白噪声信道下的循环谱

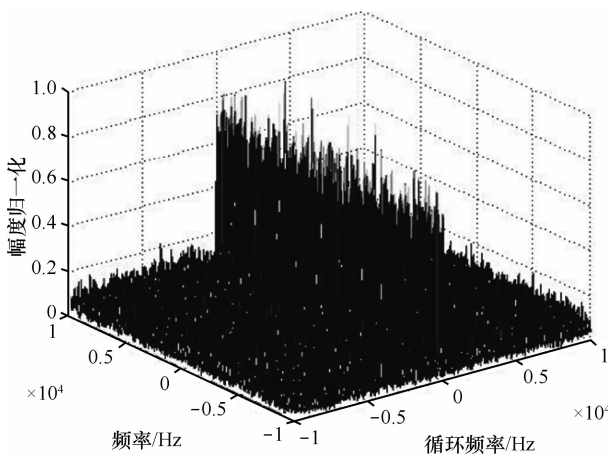


图 16 均匀分布载波在高斯白噪声信道下的循环谱

## 6 结束语

本文提出了一种称为差分随机过程键控隐蔽通信的调制解调结构。提出的方案具有很好的隐蔽性: 以随机过程为载波, 把发送的比特“隐藏”在类似噪声的载波中; 发送“0”、“1”比特波形的统计特性完全相同, 特别地, 选择高斯/均匀白噪声作

为载波, 使得二阶循环谱检测失效。提出的方案结构简单、复杂度低, 解调器只需要一个作为载波的噪声发生器; 在接收端不需要载波恢复, 而且仅仅通过一个简单的相关器和硬判决, 就可以估计出发送的比特; 调制和解调不需要复杂的算法, 特别地, 与文献[19]提出的方案需要  $10^4$  数量级的样本和复杂的特征指数  $\alpha$  的估计算法相比, 本方案仅需 200 个样本和一个相关运算, 而且误比特率更低。提出的方案具有较低的误比特率性能, 在没有对信道做估计、处理和信道编码的情况下, 理论推导和仿真表明, 在高斯信道下信噪比大约在-2 dB、在准静态瑞利衰落信道下信噪比大约在 15 dB 时具有  $10^{-3}$  数量级的误比特率。

本文提出的方案存在的缺点是: 1) 每一比特的调制系统中, 一个时间周期的前半部分传输随机载波信号(不携带信息的参考载波), 后半部分传输经过调制的随机载波, 好处是可以实现非相干解调, 但是这时解调信息的能量是在半个周期内累积的, 与传统的系统相比解调信息能量损失了一半, 系统的可靠性将下降。2) 从抗干扰的角度出发, 由于 2 个半周期信号是一样的, 意味着处理增益也将下降一倍。如果在发送  $N$  个比特之前, 先发送参考载波, 比特“0”与参考载波相同、比特“1”与参考载波相反, 这或许部分克服了提出方案中的缺点, 但同时也降低了隐蔽性。可接受的误比特率、被拦截窃听的可能性和令人满意的传输速率, 这三者之间的平衡和折中, 是后续研究的目标。

## 参考文献:

- [1] 赵旦峰, 朱铁林, 薛睿. 隐蔽通信中的 Turbo 码并行译码[J]. 应用科学学报, 2012, 30(5):461-465.  
ZHAO D F, ZHU T L, XUE R. Parallel decoding of Turbo codes in covert communications[J]. Journal of Applied Sciences, 2012, 30(5):461-465.
- [2] DASTOOR S K, PATEL V. A novel Android based mobile application as a virtue of covert communication for concealing information in the Speech signal[A]. Emerging Technology Trends in Electronics, Communication and Networking (ET2ECN), 2012 1st International Conference[C]. IEEE, 2012.1-6.
- [3] LING J, HE H, LI J, et al. Covert underwater acoustic communications: transceiver structures, waveform designs and associated performances[A]. OCEANS 2010[C]. IEEE, 2010.1-10.
- [4] LIU S, QIAO G, ISMAIL A, et al. Covert underwater acoustic communication using whale noise masking on DSSS signal[A]. OCEANS-Bergen, 2013 MTS/IEEE[C]. IEEE, 2013.1-6.

- [5] STIAN A. A Detection Theoretical Approach to Digital Communications Using Autoregressive Process Shift Keying[D]. Norway Troms University, 2000.
- [6] RUSCH L A, POOR H V. Narrowband interference suppression in CDMA spread spectrum communications[J]. IEEE Transaction on Communications, 1994, 42(234):1969-1979.
- [7] RABADAN J A, PEREZ S T, PEREZ R, *et al.* Wireless optical spread spectrum communications data security improvement in wireless links[A]. 39th Annual 2005 International Carnahan Conference Security Technology[C]. 2005. 168-170.
- [8] NARAYANAN R, CHUANG J. Covert communications using heterodyne correlation random noise signals[J]. Electronics Letters, 2007, 43(22):9944698.
- [9] SUSHCHIK M M, TSIMRING L S, VOLKOVSKII A R. Correlation detection in chaos-based spread spectrum communication schemes[A]. Control of Oscillations and Chaos Proceedings, 2000 2nd International Conference, IEEE[C]. 2000.526-529.
- [10] LEE C, WILLIAMS D B, LEE J. A secure communications system using chaotic switching[J]. International Journal of Bifurcation and Chaos, 1997, 7(6):1383-1394.
- [11] FREY D R. Chaotic digital encoding: an approach to secure communication[J]. Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions, 1993,40(10):660-666.
- [12] DEDIEU H, KENNEDY M P, HASLER M. Chaos shift keying: modulation and demodulation of a chaotic carrier using self-synchronizing chua's circuits[J]. Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transaction, 1993, 40(10): 634-642.
- [13] YANG T, CHUA L O. Secure communication via chaotic parameter modulation[J]. Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions, 1996, 43(9): 817-819.
- [14] SCHIMMING T., HASLER M., Optimal detection of differential chaos shift keying[J]. Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions, 2000,47(12):1712-1719.
- [15] RAAJAN N R, KARTHIKEYAN K, MALLIGARAJ M. Chaos based shift keying for covert communication[A]. Power and Computing Technologies (ICCPCT), 2013 International Conference[C]. 2013.1023-1027.
- [16] SAVACI F A, YALCIN M E, GUZELIS C. Steady-state analysis of nonlinearly coupled Chua's circuit with periodic input[J]. Int J Bifurcation Chaos, 2003, 13(11):3395-3407.
- [17] SALBERG A B, HANSSSEN A. Secure digital communications by means of stochastic process shift keying[A]. Conference Record of the Thirty-Third Asilomar Conference on[C]. 1999. 1523-1527.
- [18] SALBERG A B, HANSSSEN A. A novel modulation method for secure digital communications[A]. Statistical Signal and Array Processing, Proceeding of the Tenth IEEE Workshop[C]. 2000.650-654.
- [19] CEK M E, SAVACI F A. Stable non-Gaussian noise parameter modulation in digital communication[J]. Electronics Letters, 2009, 45(24): 1256-1257.
- [20] HUA J Y, ZHAO X M, XU Z J, *et al.* An adaptive Doppler shift estimator in mobile communication system[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2007, 6:117-121.
- [21] 赵春晖, 杨伟超, 马爽. 基于广义二阶循环统计量的通信信号调制识别研究[J]. 通信学报, 2011, 32(1):144-150.
- ZHAO C H, YANG W C. Research on communication signal modulation recognition based on the generalized second-order cyclic statistics[J]. Journal on Communications, 2011, 32(1):144-150.
- [22] GONZALEZ J G, PAREDES J L, ARCE G R. Zero-order statistics: a mathematical framework for the processing and characterization of very impulsive signals[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(10): 3839-3851.

#### 作者简介:



徐志江(1973-), 男, 浙江绍兴人, 博士, 浙江工业大学副教授, 主要研究方向为信道编译码、通信信号处理等。

凌晓(1990-), 女, 浙江海宁人, 浙江工业大学硕士生, 主要研究方向为数字通信系统等。

王亢(1978-), 女, 河南开封人, 硕士, 浙江警察学院讲师, 主要研究方向为网络信息安全。

孟利民(1963-), 女, 浙江金华人, 博士, 浙江工业大学教授, 主要研究方向为多媒体通信技术、网络路由算法。