

多用户多级降噪相关延迟移位键控通信系统

贺利芳, 陈 茜, 张 刚*

(重庆邮电大学 通信与信息工程学院, 重庆 400065)

摘要: 提出了一种多用户多级降噪相关延迟移位键控(multi-user multi-level noise reduction correlation delay shift keying, MUM-NR-CDSK)通信系统. 该系统将各个用户的多进制信息映射为不同传输系数, 再通过不同载波携带经过 Walsh 码调制后的信息承载信号. 在接收端加入滑动平均滤波器降低系统误码率, 解决了多用户多进制调频差分混沌移位键控(MAMA-FM-DCSK)通信系统采用多电平方式传输多进制信息时存在的系统误码率较高及传输效率低等问题. 仿真结果表明, 与其他系统相比, MUM-NR-CDSK 系统传输速率提高了8倍, 误码性能提升了近9 dB, 因此在实际应用中具有更大的价值.

关键词: 相关延迟移位键控; 多用户; 多进制; 多载波; Walsh 码

中图分类号: TN911.3 **文献标识码:** A **doi:** 10.7511/dllgxb202302012

0 引言

1963年, 气象学家洛伦兹在使用计算机实现气象变化情况的模拟实验时, 偶然发现了混沌现象中初始条件极端敏感性这一特征, 由此正式揭示了混沌理论的诞生. 混沌信号由于其复杂特性, 如初值敏感性、类随机性以及良好的自相关和互相关性等, 被广泛用作信息载体^[1-4].

随着对混沌信号的深入理解及其广泛应用, 各国学者提出了越来越多基于混沌调制的通信系统. 混沌数字调制技术划分为相干接收和非相干接收两种方式, 由于很难实现收发双方鲁棒同步, 因此目前主要使用的是非相干接收方式调制技术^[5-6]. 在非相干混沌数字调制中, 最为经典的是文献[7]提出的差分混沌移位键控(differential chaos shift keying, DCSK)和文献[8]提出的相关延迟移位键控(correlation delay shift keying, CDSK). DCSK 调制技术采用的方式为传输参考(transmitted-reference, T-R), 该方式将每个比特时间等分为参考时隙和信息时隙, 因此 DCSK 的误码性能较好, 但每比特周期中参考时隙并不传输信息, 因此只有一半时间用于传输信息信号, 存

在传输速率低的缺点. 而 CDSK 同时传输参考信号和携带信息的已调混沌信号, 这种调制技术的传输速率更高, 保密性更强.

文献[9]提出了一种多用户多进制调频差分混沌移位键控(multiple-access M -ary frequency modulated differential chaos shift keying, MAMA-FM-DCSK)通信系统, 该系统通过不同电平传输多进制码元信息. 文献[10]提出了一种多用户正交多级差分混沌键控(multi-user orthogonal multi-level differential chaos shift keying, MOM-DCSK)通信系统, 该系统使用不同延迟来传输多个用户的多进制数据信息. 文献[11]提出了一种降噪改进型多载波 CDSK 混沌(NR-I-MC-CDSK)通信系统, 该系统首先对混沌信号发生器进行改进, 消除了信号间干扰, 并利用多载波技术提高了系统传输比特率. 文献[12]提出了一种多用户降噪差分混沌键控(multi-user noise reduction differential chaos shift keying, MU-NRDCSK)通信系统, 该系统采用 Walsh 码传输多用户信息.

针对传统多用户多进制调频差分混沌移位键

收稿日期: 2022-04-02; 修回日期: 2023-01-18.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61771085); 重庆市自然科学基金资助项目(cstc2021jcyj-msxmX0836); 重庆市教育委员会科研项目(KJQN201900601).

作者简介: 贺利芳(1979-), 女, 副教授, 硕士生导师, E-mail: helf@cqupt.edu.cn; 张 刚*(1976-), 男, 教授, 博士生导师, E-mail: zhanggang@cqupt.edu.cn.

控(MAMA-FM-DCSK)通信系统存在传输速率低、保密性能差,并且在传输多进制信息时采用多电平方式会导致系统误码率较高的问题,本文提出一种多用户多级降噪相关延迟移位键控(multi-user multi-level noise reduction correlation delay shift keying, MUM-NR-CDSK)通信系统,该系统将多进制信息映射后得到的传输系数使用 Walsh 码调制,各用户信息信号通过不同频率的子载波传输,携带参考信号的载波额外传输一个用户的多进制信息信号.在接收端使用滑动平均滤波器来降低系统的误码率,最后通过蒙特卡罗仿真对系统误码率公式推导及分析的正确性进行验证,

并且将之与其他系统进行比较,以体现本系统在误码性能及传输性能方面的优越性.

1 系统原理

1.1 发送端模型

MUM-NR-CDSK 通信系统发送端模型如图 1 所示,发送端混沌信号发生器产生一组长度为 r 的混沌信号,其中第 k 帧中第 i 路表示为 $x_{i,k}$,经过 p 次复制后,混沌序列长度为 $\beta, \beta = pr$,再进行数模转换得到 $x(t)$. 根据相应的映射规则,每 d 位数据比特可映射为 m 位传输系数,对应 m 进制信息,其中 $m = 2^d$. 表 1 为 $m = 4$ 时的映射规则.

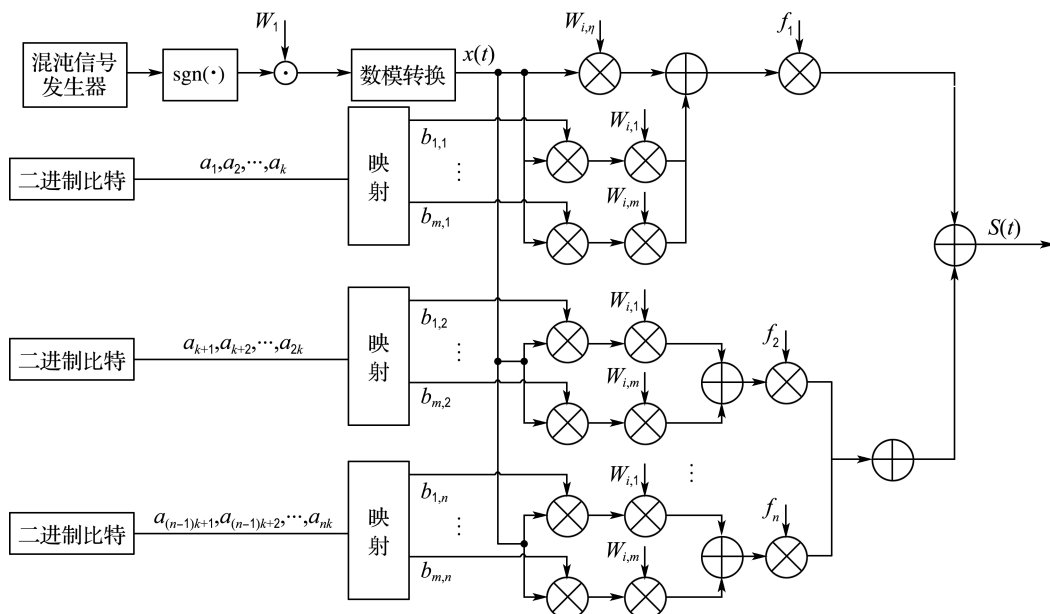


图 1 MUM-NR-CDSK 通信系统发送端模型

Fig. 1 Transmitter model of MUM-NR-CDSK communication system

表 1 MUM-NR-CDSK 通信系统映射规则($m=4$)

Tab. 1 Mapping rules of MUM-NR-CDSK communication system ($m=4$)

二进制比特	传输系数	二进制比特	传输系数
00	1000	10	0010
01	0100	11	0001

每位传输系数分别经 Walsh 码调制与混沌信号相乘后作为信息信号,参考信号承载了一个用户的信息信号后用频率为 f_1 的子载波进行传输,其余 $n-1$ 个用户的信号分别在频率为 $f_2, \dots, f_n$ 的子载波上传输. Walsh 码由 Hadamard 矩阵^[13]产生,如 2^n 阶 Hadamard 矩阵可构造为

$$W_{2^n} = \begin{pmatrix} W_{2^{(n-1)}} & W_{2^{(n-1)}} \\ W_{2^{(n-1)}} & -W_{2^{(n-1)}} \end{pmatrix}; n=1,2,\dots \quad (1)$$

发送端信号可表示为式(2),由此可以计算出系统平均符号能量. 而系统为 m 进制,每个符号包含了 d 位数据比特,因此,传输信号平均比特能量表示为式(3):

$$S_k(t) = x_k(t) \left(W_{i,\eta} + \sum_{j=1}^m b_j W_{i,j} \right) \cos 2\pi f_1 t + \sum_{q=1}^{n-1} \sum_{j=1}^m x_k(t) b_{qm+j} W_{i,j} \cos 2\pi f_{q+1} t; \quad 2k\beta < i \leq 2(k+1)\beta \quad (2)$$

$$E_b = \frac{E_s}{\log_2 m} = \frac{(n+1)\beta E[x_k^2(t)]}{dn} \quad (3)$$

其中 $E[x_k^2(t)]$ 是混沌序列平均能量。

图2为MUM-NR-CDSK通信系统功率谱密度(power spectral density, D), $f_1, f_2, \dots, f_n$ 为各子载波中心频率, b 为系统总带宽, 相邻子载波之间最小距离为 b_c , $b_c = (1+\varphi)/T_c$, 其中 φ 为升余弦滚降滤波器滚降系数。

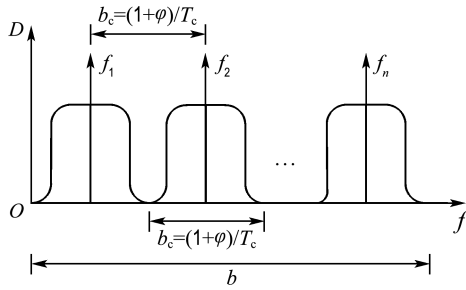


图2 MUM-NR-CDSK 通信系统功率谱密度

Fig. 2 Power spectral density of MUM-NR-CDSK communication system

图3所示为系统应用场景示意图,该图表明

发射端与各用户之间不同的三维空间关系. 发射端与用户1是直接连接,与用户2、3和4是环状连接,与用户5、6和7是总线连接. 由于用户与发射端通过有线进行连接,导致误差的主要原因是延迟,但由于距离较近且传输速率高,可以忽略不计。

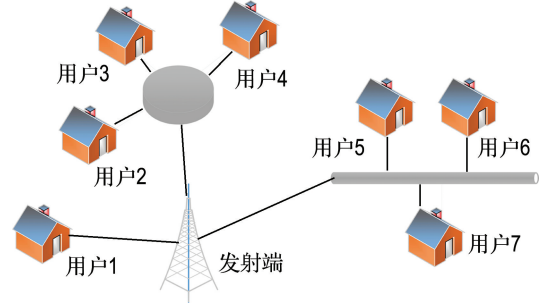


图3 MUM-NR-CDSK 通信系统发射端应用场景模型

Fig. 3 Application scenario model of MUM-NR-CDSK communication system transmitter

1.2 接收端模型

图4为系统接收端结构,假设Walsh码能实现良好同步^[13]。

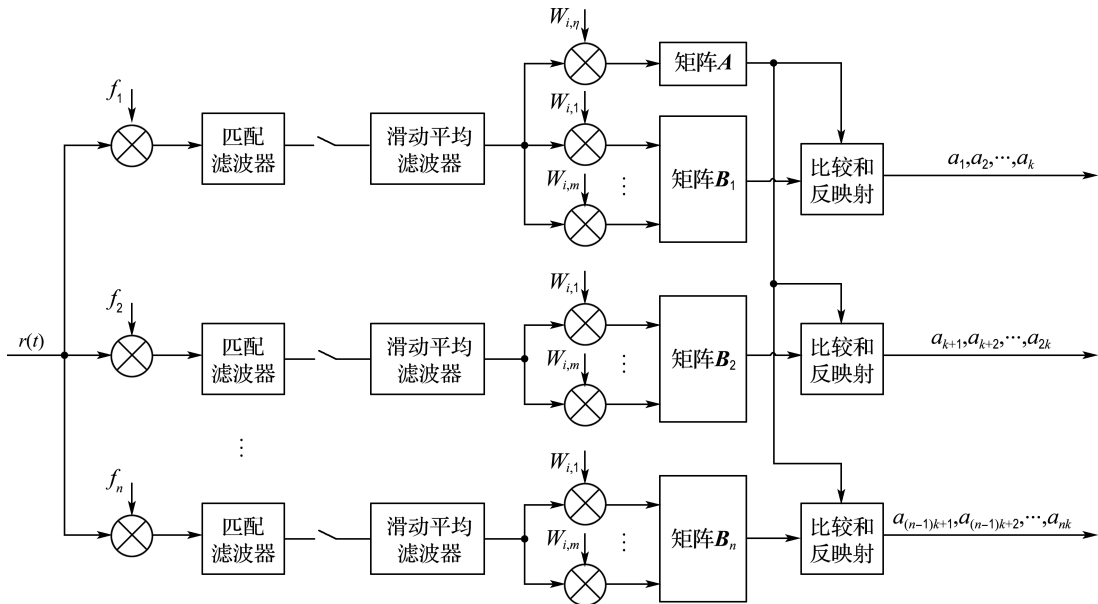


图4 MUM-NR-CDSK 通信系统接收端模型

Fig. 4 Receiver model of MUM-NR-CDSK communication system

首先使用一组具有良好性能的匹配滤波器,解调接收信号 $r_k(t)$ 中相应子载波频率为 f_q 的信号,其中 $q=1,2,\dots,n$. 之后对该信号进行采样,得到离散信号 $r_{i,k}$,再将这 n 个信号分别通过滑动

平均滤波器,每输入 p 个信号值进行一次平均,其作用是在不影响信号传输的前提下,降低噪声方差,提高系统误码性能. 滑动平均滤波器原理如图5所示。

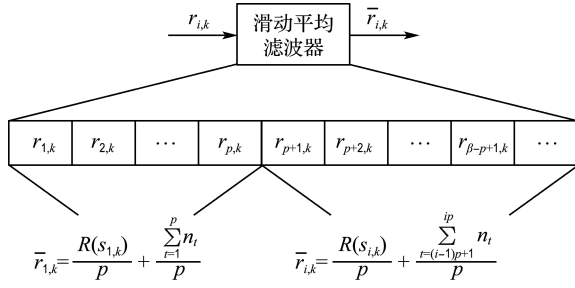


图 5 滑动平均滤波器结构

Fig. 5 Structure of moving average filter

给各路信号分配相应 m 个 Walsh 码以提取 n 个用户携带的传输系数信号. 将所得信号分别存储在 $n+1$ 个矩阵中, 矩阵 $\mathbf{A}$ 中存储参考信号, n 个用户信息分别存储在矩阵 $\mathbf{B}_i$ 中, 其中 $i=1, 2, \dots, n$. 两者进行相关运算输出矩阵为

$$\mathbf{Z}_i = \mathbf{A} \mathbf{B}_i^T \quad (4)$$

对每个用户的相关器输出进行比较, 将最大相关器输出系数设为 1, 其余系数设为 0. 最后根据输出系数和多进制数之间映射关系进行反映射就可以得到对应的原始信息.

2 系统结构

本章采用混沌数字调制通信系统领域使用最广泛的高斯近似法^[14]推导 MUM-NR-CDSK 通信系统在 Rayleigh 衰落信道^[15]下的理论误码性能.

本系统混沌序列 $x_{i,k}$ 采用二阶 Chebyshev 产生并进行归一化, 因此有 $E[x_{i,k}] = 0, \text{var}[x_{i,k}] = 1$. 图 6 为 l 路多径 Rayleigh 衰落信道模型图. 其中 l 为路径数, α 为信道参数, τ 为各路径的延迟. $n(t)$ 为信号传输过程中的 AWGN 噪声, 它满足 $E[n(t)] = 0, \text{var}[n(t)] = N_0/2$. 发送信号经过该衰落信道后, 接收端接收到的信号可表示为

$$r_k(t) = \sum_{q=1}^l \alpha_q S_k(t - \tau_q) + n_k(t) \quad (5)$$

该接收信号结果采样后得到离散信号 $r_{i,k}$, 经过采

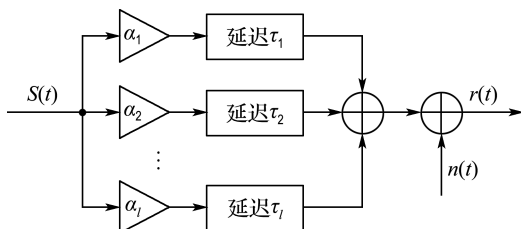


图 6 多径 Rayleigh 衰落信道模型

Fig. 6 Multi-path Rayleigh fading channel model

样后, 再通过一个滑动平均滤波器, 结果如下:

$$\bar{r}_{i,k} = \sum_{q=1}^l \alpha_q S_k(t - \tau_q) + \frac{1}{p} \sum_{t=1}^p n_{i+t,k}; \quad 2kr < i \leq (2k+1)r \quad (6)$$

相关器的输出为矩阵 $\mathbf{Z}_i$, 其中矩阵 $\mathbf{A}$ 为参考信号矩阵, $\mathbf{B}_i$ 为各用户的信息信号矩阵, 矩阵 $\mathbf{A}$ 大小为 $1 \times r$, 矩阵 $\mathbf{B}_i$ 大小为 $i \times r$, 可分别表示为 $\mathbf{A} = (\bar{r}_{2kr+1,k} W_{1,\eta} \quad \bar{r}_{2kr+2,k} W_{2,\eta} \quad \dots \quad \bar{r}_{(2k+1)r,k} W_{r,\eta})$ (7)

$$\mathbf{B}_i = \begin{pmatrix} \bar{r}_{2kr+1,k} W_{1,1} & \dots & \bar{r}_{(2k+1)r,k} W_{r,1} \\ \vdots & & \vdots \\ \bar{r}_{(2k+1)r+1,k} W_{1,i} & \dots & \bar{r}_{(2k+1)r,k} W_{r,i} \end{pmatrix} \quad (8)$$

将式(7)、(8)代入式(4), 可以得到

$$\mathbf{Z}_i = \begin{pmatrix} \mathbf{Z}_1 \\ \mathbf{Z}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{Z}_n \end{pmatrix}^T \quad (9)$$

在 MUM-NR-CDSK 系统中, Z_{2kn+u} 为与参考信号共同传输的用户信息数据的误码率, $Z_{(2k+1)n+u}$ 为其他 $n-1$ 个用户信息数据传输过程的误码率, 因此, 系统误码率表达式为

$$P(\gamma_b) = \frac{1}{n} P_1 + \frac{n-1}{n} P_2 \quad (10)$$

当用户与参考信号共同传输时, 第 u 个传输系数的相关器输出可表示为

$$Z_{2kn+u} = \sum_{i=2kr+1}^{(2k+1)r} \bar{r}_{i,k} W_{i,\eta} \bar{r}_{i,k} W_{i,u} = \sum_{i=2kr+1}^{(2k+1)r} \left[\sum_{q=1}^l \alpha_q (x_{i-\tau_q,k} W_{i,\eta} + x_{i-\tau_q,k} \sum_{j=1}^m b_j W_{i,j}) + \frac{1}{p} \sum_{t=1}^p n_{i+t,k} \right]^2 W_{i,\eta} W_{i,u} \quad (11)$$

同理可得, 当解调其他用户的第 u 个传输系数时, 相关器输出可表示为

$$Z_{(2k+1)n+u} = \sum_{i=(2k+1)r+1}^{2(k+1)r} \bar{r}_{i,k} W_{i,\eta} \bar{r}_{i-r,k} W_{i,u} = \sum_{i=(2k+1)r+1}^{2(k+1)r} \left\{ \left[\sum_{q=1}^l \alpha_q (x_{i-\tau_q,k} W_{i,\eta} + x_{i-\tau_q,k} \sum_{j=1}^m b_j W_{i,j}) + \frac{1}{p} \sum_{t=1}^p n_{i+t,k}^0 \right] \cdot \left(\sum_{q=1}^l \alpha_q \sum_{j=1}^m x_{i-\tau_q,k} b_{km+j} W_{i,j} + \frac{1}{p} \sum_{t=1}^p n_{i+t,k}^1 \right) W_{i,\eta} W_{i,u} \right\} \quad (12)$$

对于式(11)、(12),其均值和方差分别为式(13)~(16).

$$E[Z_{2kn+u}] = b_u \sum_{q=1}^l \alpha_q^2 \frac{2dn}{(n+1)p} E_b \quad (13)$$

$$\text{var}[Z_{2kn+u}] = \sum_{q=1}^l \alpha_q^2 \frac{4dn}{(n+1)p^2} E_b N_0 + \frac{rN_0^2}{4p^2} \quad (14)$$

$$E[Z_{(2k+1)n+u}] = b_{kn+u} \sum_{q=1}^l \alpha_q^2 \frac{dn}{(n+1)p} E_b \quad (15)$$

$$\text{var}[Z_{(2k+1)n+u}] = \sum_{q=1}^l \alpha_q^2 \frac{3dnE_b N_0}{2(n+1)p^2} + \frac{rN_0^2}{4p^2} \quad (16)$$

由于 $Z_1, Z_2, \dots, Z_n$ 均为满足独立同分布的随机变量,判断正确的条件在接收端中,传输系数为1的相关结果最大.根据文献[16]可以得到当前用户传输符号概率为式(17). $f(r_a)$ 为 Z_u 的概率密度函数,如式(18)所示,其中 μ 为 Z_u 的期望, σ^2 为方差.式(19)为误码率计算公式,将期望和方差代入,可得表达式(20).式中, $e(\cdot)$ 是互补误差函数,其表达式为 $e(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp(-\eta^2) d\eta$.

$$P_c = \int_{-\infty}^{+\infty} p(Z_1 < r_a, \dots, Z_{m-1} < r_a) f(r_a) dr_a = \int_{-\infty}^{+\infty} p(Z_1 < r_a | Z_u = r_a)^{m-1} f(r_a) dr_a \quad (17)$$

$$f(r_a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{(r_a - \mu)^2}{2\sigma^2}\right] = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \left(1 - \frac{1}{2}e(r_a)\right)^{m-1} \cdot \exp\left[-\left(r_a - \frac{\mu}{\sqrt{2\sigma^2}}\right)^2\right] dr_a \quad (18)$$

$$P_E = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \left\{1 - \left[1 - \frac{1}{2}e(r_a)\right]^{m-1}\right\} \cdot \exp\left[-\left(r_a - \frac{E[Z_m]}{\sqrt{2\text{var}[Z_m]}}\right)^2\right] dr_a \quad (19)$$

$$P_{E1} = \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\pi}} \left\{1 - \left[1 - \frac{1}{2}e(r_a)\right]^{m-1}\right\} \cdot \exp\left[-\left(r_a - \left(\frac{2(n+1)N_0}{dn \sum_{q=1}^l \alpha_q^2 E_b} + \frac{r(n+1)^2 N_0^2}{8d^2 n^2 \left(\sum_{q=1}^l \alpha_q^2\right)^2 E_b^2}\right)^{-\frac{1}{2}}\right]^2\right\} \right\} dr_a \quad (20)$$

为了便于计算,假设传输信息比特是等概率的.令 $\gamma_b = \sum_{q=1}^l \alpha_q^2 \frac{dE_b}{N_0}$,则误码率如式(21)所示.

同理可求得 $Z_{(2k+1)n+u}$ 解调后的误码率为式(22).

$$P_1 = \frac{2^{\log_2 m - 1}}{2^{\log_2 m} - 1} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \left\{ \left[1 - \left(1 - \frac{1}{2}e(r_a)\right)^{m-1}\right] \cdot \exp\left[-\left(r_a - \left(\frac{2(n+1)}{n\gamma_b} + \frac{r(n+1)^2}{8n^2 \gamma_b^2}\right)^{-\frac{1}{2}}\right)^2\right] \right\} dr_a \quad (21)$$

$$P_2 = \frac{2^{\log_2 m - 1}}{2^{\log_2 m} - 1} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \left\{ \left[1 - (1 - e(r_a)/2)^{m-1}\right] \cdot \exp\left[-\left(r_a - \left(\frac{3(n+1)}{n\gamma_b} + \frac{r(n+1)^2}{2n^2 \gamma_b^2}\right)^{-\frac{1}{2}}\right)^2\right] \right\} dr_a \quad (22)$$

本系统采用的多径 Rayleigh 衰落信道中,每条信道都是独立同分布路径,因此, γ_b 的瞬时概率密度函数为

$$f(\gamma_b) = \frac{\gamma_b^{l-1}}{(l-1)! \bar{\gamma}_c^l} \exp\left(-\frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_c}\right) = f(\gamma_b, \bar{\gamma}_c, l) \quad (23)$$

其中 $\bar{\gamma}_c = E[\alpha_q^2] \frac{dE_b}{N_0}$,为信道上每条路径平均信号增益.

将式(21)、(22)代入式(10)中,可得到在多径 Rayleigh 衰落信道中 MUM-NR-CDSK 通信系统整体误码率为

$$P' = \int_0^{+\infty} P(\gamma_b) f(\gamma_b) d\gamma_b \quad (24)$$

当 $l=1, \alpha=1$ 时,该式等价于 AWGN 信道整体误码率.

$$P' = \frac{2^{\log_2 m - 1}}{2^{\log_2 m} - 1} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \left\{ 1 - \left[1 - e(r_a)/2\right]^{m-1} \right\} \cdot \left\{ \frac{1}{n} \exp\left[-\left(r_a - \left(\frac{2(n+1)}{dn} \left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1} + \frac{r(n+1)^2}{8d^2 n^2} \left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-2}\right)^{-\frac{1}{2}}\right)^2\right] + \frac{n-1}{n} \exp\left[-\left(r_a - \left(\frac{3(n+1)}{dn} \left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1} + \frac{r(n+1)^2}{2d^2 n^2} \left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-2}\right)^{-\frac{1}{2}}\right)^2\right] \right\} dr_a \quad (25)$$

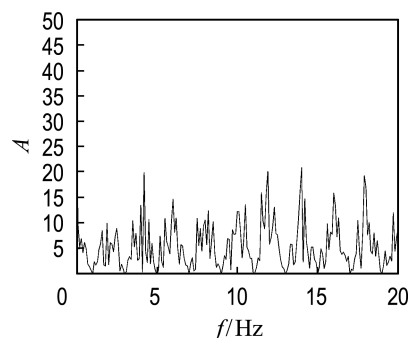
3 系统性能分析

3.1 保密性分析

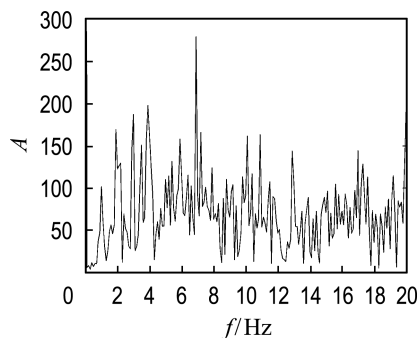
本节将 MUM-NR-CDSK 通信系统分别在 AWGN 信道和多径 Rayleigh 衰落信道下进行蒙特卡罗仿真,分析了各个参数对系统性能的影响,仿真次数为 1×10^4 .

图7给出的是 DCSK 和 MUM-NR-CDSK 信号平方幅度谱.从图7(a)中可以发现 DCSK 信号平方幅度谱 A 在系统比特频率 f 的奇数倍频率

点处近似为零,系统保密性较差.而由于 MUM-NR-CDSK 通信系统传输的是其他所有信息信号的和,因此由图 7(b)不难看出,MUM-NR-CDSK 通信系统中无法提取系统比特频率信息,该系统也就具有更强的通信保密性.



(a) DCSK



(b) MUM-NR-CDSK

图 7 DCSK 和 MUM-NR-CDSK 信号的平方幅度谱

Fig. 7 Square amplitude spectra of DCSK and MUM-NR-CDSK signals

3.2 不同系统传输性能比较

在混沌数字调制系统中,通常选择平均比特能量、传输比特率和频谱效率来评价系统传输性能.平均比特能量 E_b 为传输单个比特时需要的平均能量,传输比特率(bit rate, BR)为单位时间内传输的比特数,频谱效率(spectral efficiency, SE)为传输比特率与信道占用带宽的比值.表 2 为在相同情况下, MUM-NR-CDSK 与其他系统在传输性能上的对比.

从表 2 对比结果可以看出, MUM-NR-CDSK 与 MOM-DCSK 有相同的平均比特能量,且与其他系统相比时,传输每比特时消耗更少的能量.当 $n > 1$ 时, MUM-NR-CDSK 通信系统的传输比特率更高,因此也就具有更高的频谱效率.

表 2 不同系统间系统平均比特能量、传输比特率和频谱效率的对比

Tab. 2 Comparison of mean bit energy, transmission bit rate and spectral efficiency among different systems

系统	平均比特能量	传输比特率	频谱效率
MAMA-FM-DCSK	$2\beta E[x_k^2(t)]$	$\frac{1}{2\beta T_c}$	$\frac{1}{2n\beta(1+\alpha)}$
MOM-DCSK	$\frac{(n+1)\beta E[x_k^2(t)]}{dn}$	$\frac{\log_2 m}{\beta T_c}$	$\frac{\log_2 m}{n\beta(1+\alpha)}$
NR-I-MC-DCSK	$\frac{(2n-1)\beta E[x_k^2(t)]}{2(n-1)}$	$\frac{2(n-1)}{\beta T_c}$	$\frac{2(n-1)}{n\beta(1-\alpha)}$
MUM-NR-CDSK	$\frac{(n+1)\beta E[x_k^2(t)]}{dn}$	$\frac{n\log_2 m}{\beta T_c}$	$\frac{\log_2 m}{\beta(1+\alpha)}$

3.3 误码率分析

本节对 MUM-NR-CDSK 通信系统分别在 AWGN 信道和多径 Rayleigh 衰落信道中进行蒙特卡罗仿真,以验证文中误码率公式的准确性,并通过不同混沌序列长度 β 、进制数 m 、用户数 n 以及复制次数 p 情况下误码率的变化,分析其对系统性能的影响.为确保结果的正确性,工作频段^[17]等其他参数取值如表 3 所示.

表 3 系统参数设定

Tab. 3 System parameter setting

工作频段/GHz	比特持续时间/ns	带宽/MHz	仿真次数
2	200	500	1×10^5

3.3.1 AWGN 信道 图 8 所示为在 AWGN 信道中,取不同 β 时对系统产生影响的曲线图.在仿真中,取复制次数 p 为 4;用户数 n 为 4;进制数 m 为 4;信噪比 $s = E_b/N_0$,其值分别取 10、12、14 dB.由图可知,信噪比越高,系统误码率越低.同时,混沌序列长度 β 越大,误码率越高.这是因为随着 β 的增大,系统中干扰项求和的区间也会变大,导致了误码性能恶化.从图中还可以发现,当 β 较小时,理论值与仿真值存在一定误差,这是由高斯近似法局限性导致的.而且 β 每增加 2 倍,系统传输比特率和频谱效率均减小为原来的 1/2.

图 9 所示为在 AWGN 信道中,系统误码率在进制数 m 不同的情况下随信噪比 s 变化曲线图.此时,取复制次数 p 为 4,用户数 n 为 4,混沌序列长度 β 为 1×2^8 ,进制数 m 分别取 4、8 和 16.由图可知,系统仿真值和理论值基本吻合,证实了理论公式的正确性.当进制数 m 越大时,系统误

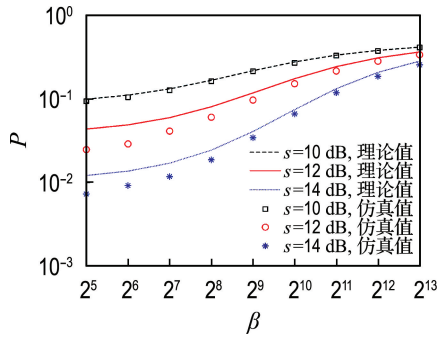


图8 AWGN信道中系统误码性能随 β 变化曲线 ($s=10, 12, 14$ dB)

Fig. 8 Variation curve of system bit error performance with β ($s=10, 12, 14$ dB) in AWGN channel

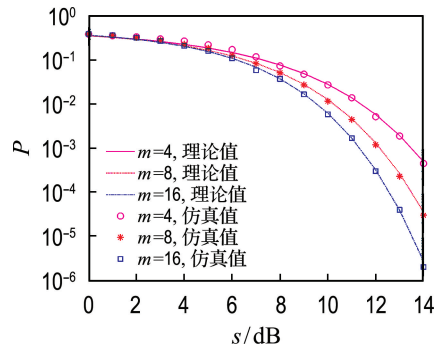


图9 AWGN信道中系统误码性能随 s 变化曲线 ($m=4, 8, 16$)

Fig. 9 Variation curve of system bit error performance with s ($m=4, 8, 16$) in AWGN channel

码率越低. 这是由于 m 越大时, 映射可得到越多的二进制数, 解调时恢复出原始二进制数据出错位数也就越少, 系统误码率越低. 当进制数 m 由 4 取到 16 时, 系统传输比特率和频谱效率均增大 2 倍.

图 10 所示为在 AWGN 信道中, 系统误码率在用户数 n 不同情况下随信噪比 s 变化曲线图.

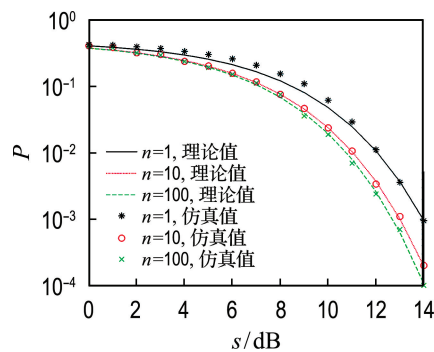


图10 AWGN信道中系统误码性能随 s 变化曲线 ($n=1, 10, 100$)

Fig. 10 Variation curve of system bit error performance with s ($n=1, 10, 100$) in AWGN channel

此时, 取复制次数 p 为 4, 进制数 m 为 4, 混沌序列长度 β 为 1×2^8 , 用户数 n 分别取 1、10 和 100. 由图可知, 用户数越多, 系统误码率越低, 并且当 n 较大时, 系统可获得较好的误码性能. 当用户数 n 由 1 取到 100 时, 系统传输比特率增大 100 倍.

图 11 所示为在 AWGN 信道中, 系统误码率在复制次数 p 不同的情况下随信噪比 s 变化曲线图. 此时, 取进制数 m 为 4, 用户数 n 为 4, 复制次数分别为 2、4 和 8. 由图可知, 随着复制次数 p 的增加, 系统误码性能也随之增强. 这是由于接收端加入了滑动平均滤波器, 复制次数越多, 噪声方差就越小, 误码率也就越低.

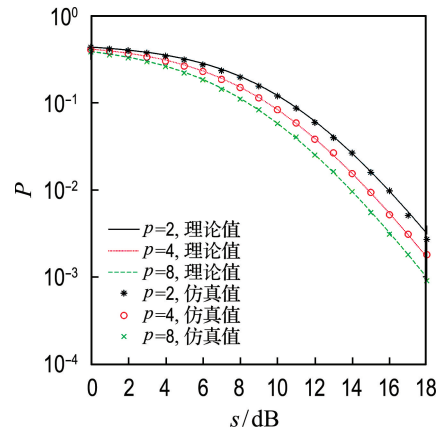


图11 AWGN信道中系统误码性能随 s 变化曲线 ($p=2, 4, 8$)

Fig. 11 Variation curve of system bit error performance with s ($p=2, 4, 8$) in AWGN channel

3.3.2 Rayleigh 衰落信道 多径 Rayleigh 衰落信道中, 分为等增益和不等增益^[18-21], 本文讨论两径 Rayleigh 衰落信道中增益的两种常见情况, 取路径数 l 为 2, 情况 1 (等增益) 时, $E[\alpha_1^2] = E[\alpha_2^2] = 1/2$; 情况 2 (不等增益) 时, $E[\alpha_1^2] = 1/11$, $E[\alpha_2^2] = 10/11$.

图 12 所示为在两径 Rayleigh 衰落信道中, 取不同 β 时对系统产生影响的曲线图. 在仿真中, 取复制次数 p 为 4, 用户数 n 为 4, 进制数 m 为 4, 信噪比 s 分别取 10、12 和 14 dB. 由图可知, 信噪比越高, 系统误码率越低, 在信噪比为定值时, 混沌序列长度 β 越大, 系统误码率越高.

图 13 所示为在 Rayleigh 衰落信道中, 系统误码率在进制数 m 不同的情况下随信噪比 s 变化曲线图. 此时, 取复制次数 p 为 4, 用户数 n 为 4, 混沌序列长度 β 为 1×2^8 , 进制数 m 分别取 4、8

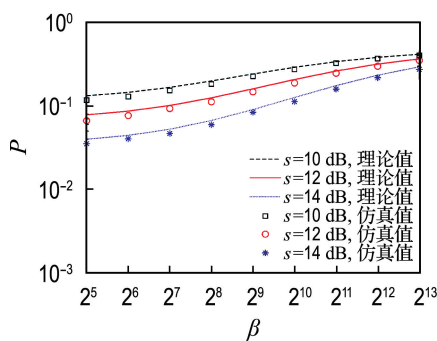


图 12 Rayleigh 衰落信道中系统误码性能随 β 变化曲线 ($s=10, 12, 14$ dB)

Fig. 12 Variation curve of system bit error performance with β ($s = 10, 12, 14$ dB) in Rayleigh fading channel

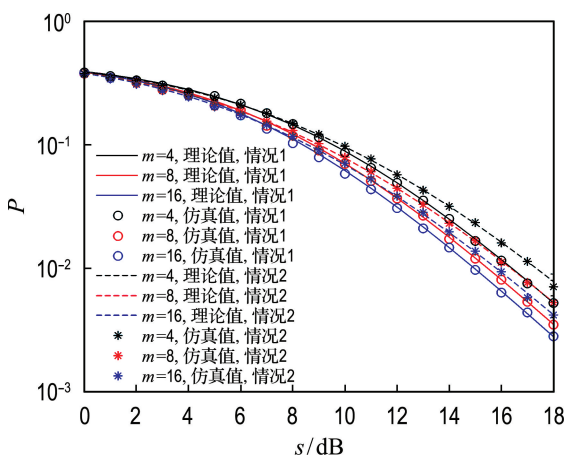


图 13 Rayleigh 衰落信道中系统误码性能随 s 变化曲线 ($m=4, 8, 16$)

Fig. 13 Variation curve of system bit error performance with s ($m = 4, 8, 16$) in Rayleigh fading channel

和 16. 由图可知, 系统仿真值和理论值基本吻合, 并且在进制数 m 相同时, 情况 1 的误码率比情况 2 更小. 同时, 当进制数 m 越大时, 系统误码率越低.

图 14 所示为在两径 Rayleigh 衰落信道中, 系统误码率在用户数 n 不同情况下随信噪比 s 变化曲线图. 此时, 取复制次数 p 为 4, 进制数 m 为 4, 混沌序列长度 β 为 1×2^8 , 用户数 n 分别取 1、10 和 100. 由图可知, 用户数越多, 系统误码率越低, 并且当 n 较大时, 系统可获得较好的误码性能.

图 15 所示为在两径 Rayleigh 衰落信道中, 系统误码率随复制次数 p 和信噪比 s 变化的三维曲面. 上层为情况 2 时的三维图, 下层为情况 1 时的三维图. 由图可知, 复制次数 p 越大时, 系统误码率越低; 信噪比 s 越大时, 系统误码率越低.

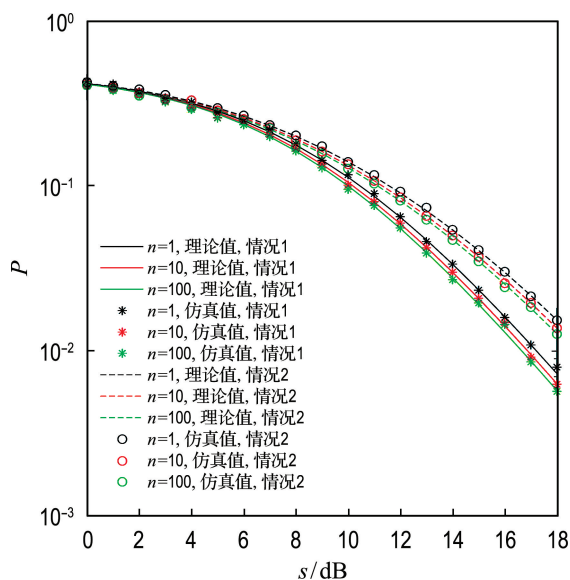


图 14 Rayleigh 衰落信道中系统误码性能随 s 变化曲线 ($n=1, 10, 100$)

Fig. 14 Variation curve of system bit error performance with s ($n = 1, 10, 100$) in Rayleigh fading channel

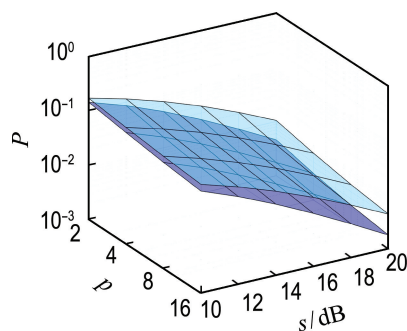


图 15 系统误码性能随 p 和 s 变化三维曲面

Fig. 15 Three dimensional surface of system bit error performance varying with p and s

图 16 所示为在两径 Rayleigh 衰落信道中, 系统误码率在路径数 l 不同时随信噪比 s 变化曲线

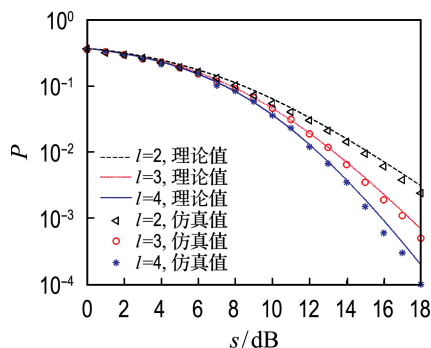


图 16 系统误码性能随 s 变化曲线 ($l=2, 3, 4$)

Fig. 16 Variation curve of system bit error performance with s ($l=2, 3, 4$)

线图. 为保证仿真结果的准确性, 取复制次数 p 为 4, 用户数 n 为 4, 混沌序列长度 β 为 1×2^8 , 进制数 m 为 4, 路径数 l 分别为 2、3 和 4. 由图可知, 路径数越大, 系统误码率越低, 并且在信噪比高的情况下, 误码性能改善程度更明显.

图 17 所示为在相同条件下, MUM-NR-CDSK、MOM-DCSK、NR-I-MC-CDSK 和 MAMA-FM-DCSK 系统误码率对比曲线图. 由图可知, 当 m 为 2 时, MUM-NR-CDSK 系统误码性能与其他系统相比分别提升了 2、2.5 和 5 dB; 当 m 为 4 时, 则分别提升了 3 和 10 dB. 由此可知, MUM-NR-CDSK 系统误码性能要优于其他系统.

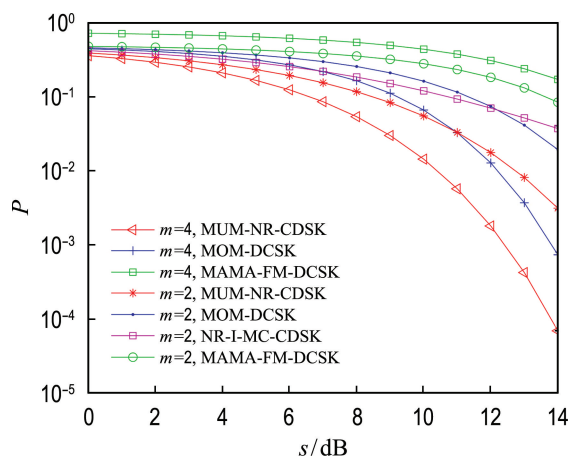


图 17 不同系统误码率对比曲线

Fig. 17 Bit error rate comparison curves of different systems

4 结 语

为了提高多进制信息传输的误码性能, 本文提出了一种多用户多级降噪相关延迟移位键控通信系统. 该系统将每个用户的多进制信息映射为不同的传输系数, 与相应的 Walsh 码相乘后进行传输, 再利用不同子载波承载不同用户的信息, 接收端利用滑动平均滤波器降低噪声干扰. 与其他系统相比, 本系统具有保密性强和误码性能高的优势, 其误码率随着混沌序列长度 β 的增加而变大, 随着进制数 m 、用户数 n 和复制次数 p 的增大而减小. 与传统多用户多进制调频差分混沌移位键控通信系统相比, 相同条件下以进制数等于 4 为例, MUM-NR-CDSK 系统传输速率提高了 8 倍, 误码性能提升了近 9 dB, 在多用户信息传输中显示出良好的应用价值.

参考文献:

[1] QUYEN N X. Quadrature MC-DCSK scheme for

chaos-based cognitive radio [J]. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 2019, **29**(13): 1950177.

[2] MANSOUR H A A, KHAMIS A, ZYDEK D, *et al.* Performance analysis and evaluation of multi-user coded hybrid spread spectrum system using improved chaotic sequences [C]// **26th International Conference on Systems Engineering, ICSEng 2018 - Proceedings**. Sydney: IEEE, 2018: 8638242.

[3] KADDOUM G, GAGNON F. Performance analysis of communication system based on chaotic symbolic dynamics [C]// **International Conference on Signals and Electronic Systems, ICSES'10-Conference Proceedings**. Washington D C: IEEE Computer Society, 2010: 5595187.

[4] CHEN Pingping, WANG Lin, 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.

[5] YANG Hua, TANG W K S, CHEN Guanrong, *et al.* Multi-carrier chaos shift keying: System design and performance analysis [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2017, **64**(8): 2182-2194.

[6] LIU Lidong, LI Yi, ZHANG Zhaolun, *et al.* High-efficiency and noise-robust DCSK approach based on an analytically solvable chaotic oscillator [J]. *Electronics Letters*, 2018, **54**(24): 1384-1385.

[7] SCHIMMING T, HASLER M. Optimal detection of differential chaos shift keying [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 2000, **47**(12): 1712-1719.

[8] 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.

[9] 刘 平, 李 宁, 邢军阳. 多用户多进制 FM-DCSK 误码率分析 [J]. *郑州大学学报: 工学版*, 2014, **35**(6): 43-46, 51.

LIU Ping, LI Ning, XING Junyang. Bit error rate analyze of multiple-access M-ary FM-DCSK [J]. *Journal of Zhengzhou University: Engineering Science*, 2014, **35**(6): 43-46, 51. (in Chinese)

[10] 张 刚, 刘金惠, 张 鹏. 多用户正交多级差分混沌键控通信系统 [J]. *系统工程与电子技术*, 2021, **43**(1): 244-250.

ZHANG Gang, LIU Jinhui, ZHANG Peng. Multi-user orthogonal multi-level differential chaos shift keying communication system [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2021, **43**(1): 244-250. (in Chinese)

[11] 张 刚, 和华杰, 张 鹏. 降噪改进型多载波 CDSK 混沌通信系统 [J]. *系统工程与电子技术*, 2021, **43**(5): 1389-1397.

- ZHANG Gang, HE Huajie, ZHANG Peng. Noise reduction improved multi-carrier CDSK chaotic communication system [J]. **Systems Engineering and Electronics**, 2021, **43**(5): 1389-1397. (in Chinese)
- [12] 张 刚, 陈和祥, 张天骐. 多用户降噪差分混沌键控通信方案 [J]. 电子与信息学报, 2019, **41**(2): 362-368.
- ZHANG Gang, CHEN Hexiang, ZHANG Tianqi. A multiuser noise reduction differential chaos shift keying system [J]. **Journal of Electronics and Information Technology**, 2019, **41**(2): 362-368. (in Chinese)
- [13] JAIN P C. Problems of synchronization and non-linear distortion and their effect on the detection of Walsh functions [J]. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, 1971(3): 192-198.
- [14] XU Weikai, TAN Yunsheng, LAU F C M, *et al.* Design and optimization of differential chaos shift keying scheme with code index modulation [J]. **IEEE Transactions on Communications**, 2018, **66**(5): 1970-1980.
- [15] 陈义平, 卞红雨, 时 颖. 瑞利衰落信道下 DCSK 系统性能分析 [J]. 通信技术, 2007(10): 7-8, 11. CHEN Yiping, BIAN Hongyu, SHI Ying. Analysis of performance for DCSK over Rayleigh fading channel [J]. **Communications Technology**, 2007(10): 7-8, 11. (in Chinese)
- [16] ALBASSAM N N. A new hybrid DCSK-CDSK scheme for chaos based communications [C]// **2014 5th International Conference on Information and Communication Systems, ICICS 2014**. Irbid: IEEE Computer Society, 2014: 6841977.
- [17] CHONG C C, YONG S K. UWB direct chaotic communication technology for low-rate WPAN applications [J]. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, 2008, **57**(3): 1527-1536.
- [18] KADDOUM G, RICHARDSON F D, 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.
- [19] ZHANG Gang, ZHAO Changchang, ZHANG Tianqi. Performance analysis of MISO-MU-OHE-DCSK system over Rayleigh fading channels [J]. **AEU-International Journal of Electronics and Communications**, 2020, **115**: 153048.
- [20] XIA Yongxiang, TSE C K, LAU F C M. Performance of differential chaos-shift-keying digital communication systems over a multipath fading channel with delay spread [J]. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, 2004, **51**(12): 680-684.
- [21] 贺利芳, 吴雪霜, 张天骐. 正交多用户短参考差分混沌移位键控通信系统性能分析 [J]. 电子与信息学报, 2020, **42**(10): 2445-2453. HE Lifang, WU Xueshuang, ZHANG Tianqi. Performance analysis of orthogonal multiuser short reference differential chaos shift keying communication system [J]. **Journal of Electronics and Information Technology**, 2020, **42**(10): 2445-2453. (in Chinese)

Multi-user multi-level noise reduction correlation delay shift keying communication system

HE Lifang, CHEN Xi, ZHANG Gang*

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

Abstract: A multi-user multi-level noise reduction correlation delay shift keying (MUM-NR-CDSK) communication system is proposed. The system maps the M -ary information of each user to different transmission coefficients, and then carries the message bearing signals modulated by Walsh code through different carriers. A moving average filter is added to the receiver to reduce the bit error rate of the system, which solves the problems of high bit error rate and low transmission efficiency when multiple-access M -ary frequency modulated differential chaos shift keying (MAMA-FM-DCSK) communication system adopts multiple electrical level mode to transmit M -ary information. Simulation results show that compared with other systems, the transmission rate of the MUM-NR-CDSK system is increased by 8 times, and the bit error performance is improved by nearly 9 dB, so it has greater value in practical application.

Key words: correlation delay shift keying; multi-user; M -ary; multi-carrier; Walsh code