

正交多载波降噪差分混沌键控通信系统

贺利芳 吴雪霜* 张天骐

(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400065)

摘要: 为解决多载波差分混沌移位键控(MC-DCSK)系统传输速率低和误码性能差的缺点, 该文提出一种正交多载波降噪差分混沌移位键控(QMC-NR-DCSK)系统。在发送端, 预定义载波用于发送参考信号, 剩余 $M-1$ 个不同中心频率的载波及其经正交调制技术后得到的频率相同但相位正交的载波都用于传输信息信号, 此外, 通过进一步引入Hilbert变换, 将系统的频带利用率和传输速率提升为MC-DCSK系统的4倍。在接收端引入滑动平均滤波器的降噪操作降低了噪声的方差, 从而改善了系统误码性能。推导了QMC-NR-DCSK系统在加性高斯白噪声(AWGN)信道和多径瑞利衰落(RFC)信道下的比特误码率公式并进行了仿真。仿真结果和理论分析表明: QMC-NR-DCSK系统能有效提升传输速率、带宽效率和误码性能, 为该系统应用于多载波无线通信提供理论参考。

关键词: 混沌通信; 多载波调制; 正交调制; 滑动平均滤波器; Hilbert变换; 传输速率

中图分类号: TN914; TN911.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)04-1120-09

DOI: [10.11999/JEIT200068](https://doi.org/10.11999/JEIT200068)

Quadrature Multicarrier Noise Reduction Differential Chaos Shift Keying System

HE Lifang WU Xueshuang ZHANG Tianqi

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

Abstract: The major drawbacks of MultiCarrier Differential Chaos Shift Keying (MC-DCSK) system are relating to low data rate and poor bit error performance. Therefore a Quadrature MultiCarrier Noise Reduction Differential Chaos Shift Keying (QMC-NR-DCSK) system is proposed to improve the performances of MC-DCSK system. At the transmitter, reference signal is transmitted on the predefined carrier. While the remaining $M-1$ carriers and the carriers with orthogonal phase at the same frequency are all used to transmit information signals by using Quadrature Modulation technology, and the data-rate to bandwidth ratio and transmission rate of which are four times higher than that of MC-DCSK system by further introducing Hilbert transformation. The noise reduction operation of the moving average filter is introduced to reduce the variance of noise at the receiver, thereby improving the bit error performance of the QMC-NR-DCSK system. The bit error rate formula and simulations of QMC-NR-DCSK system under Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel and multi-path Rayleigh Fading Channel (RFC) are carried out respectively. The results show that QMC-NR-DCSK system can effectively improve the transmission rate, data-rate to bandwidth ratio and bit error performance, which provides a theoretical reference for the application of the multicarrier communication systems.

Key words: Chaotic communication; Multicarrier modulation; Quadrature modulation; Moving average filter; Hilbert transform; Transmission rate

收稿日期: 2020-01-16; 改回日期: 2020-07-07; 网络出版: 2020-07-22

*通信作者: 吴雪霜 3319154122@qq.com

基金项目: 国家自然科学基金(61771085, 61371164), 重庆市教育委员会科研项目(KJ1600407, KJQN201900601)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61771085, 61371164), The Research Project of Chongqing Educational Commission (KJ1600407, KJQN201900601)

1 引言

混沌信号的研究始于上个世纪90年代，混沌是确定系统受到内部随机性影响后，对外表现出的一种无规则的有序行为，这种有周期的无序行为具有以下两个重要特征：(1)当初始值被确定，运动轨迹也将被确定；(2)在初始值未知的情况下，运动轨迹也未知^[1]。这种对初始条件的极度敏感性，使得不同初始状态下的混沌信号在运动轨迹上有着巨大的差异，在长时间内难以被预测和捕捉到，因此在通信与信息领域展现出了诱人的应用前景和重大的实用价值^[2,3]。

传统差分混沌移位键控(Differential Chaos Shift Keying, DCSK)通信系统作为扩频通信方案的重要代表，具有误码性能好和抗干扰能力强的优点，但存在传输速率低的缺点。为提升系统的传输速率，众多学者对DCSK提出改进。然而，传统的以DCSK为基础改进的多用户DCSK系统往往需要使用大量的延时单元和开关，极大程度上增加了系统的硬件复杂度^[4-10]。为减少传统多用户DCSK通信系统中延迟电路和开关的使用，Kaddoum等人在文献^[11]中提出了一种多载波差分混沌移位键控(MultiCarrier Differential Chaos Shift Keying, MC-DCSK)系统，使用多个不同中心频率的载波信号发送低速子数据流，分散了接收端由衰落或干扰引起的错误。文献^[12]将多载波调制(MultiCarrier Modulation, MCM)和Hilbert变换技术与DCSK系统相结合，并利用凸优算法寻找最佳参数因子用于优化系统误码性能。文献^[13]在MC-DCSK系统上做出改进，采用正交调制(Quadrature Modulation, QM)技术在同一频率的正、余弦载波上发送信息比特，将传输速率和频带利用率提高为MC-DCSK系统的两倍。文献^[14]提出了一种基于子载波分配的多载波差分混沌键控降噪(MultiCarrier Differential Chaos Shift Keying system with Subcarriers Allocation for noise reduction, SA-MC-DCSK)系统，使用 N 个载波重复发送参考信号用于在接收端进行平均操作， $M-N$ 个载波发送信息信号，这种方法虽然提高了误码性能和传输速率，但同时也牺牲了频带资源。

相比于传统多用户DCSK系统，本文所提正交多载波降噪差分混沌移位键控(Quadrature Multi-Carrier Noise Reduction Differential Chaos Shift Keying, QMC-NR-DCSK)系统采用多个载波传输低速并行的数据比特流，减小了因信道时延扩展引起的信号间干扰，有良好的抗多径干扰特性，且减少了开关和延时电路的使用，降低了系统的硬件复

杂度。此外，在系统的接收端，采用滑动平均滤波器对参考信号和信息信号进行平均操作，降低了噪声的干扰，提升了系统误码性能。因此QMC-NR-DCSK系统具有传输速率、带宽效率和误码性能好的优点。

2 QMC-NR-DCSK原理

Walsh码是一种同步正交码，具有良好的自相关特性和处处为零的互相关特性，常用于多用户通信系统中用于消除用户间干扰。Hadamard矩阵是一种元素为1和-1构成的正交矩阵，矩阵的任意两行或者两列都是完全正交的，且其阶数是4的倍数，等于任意一行(列)的所有元素的平方和。 2^n 阶Walsh码构造方式简单，可直接由多阶Hadamard矩阵展开取行得到， 2^n 阶Walsh码生成方式为^[15]

$$\mathbf{W}_{2^n} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{2^{(n-1)}} & \mathbf{W}_{2^{(n-1)}} \\ \mathbf{W}_{2^{(n-1)}} & -\mathbf{W}_{2^{(n-1)}} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中， $n = 0, 1, \dots$ ， $\mathbf{W}_{2^0} = [1]$ 。矩阵的每一行代表一个长度为 P 的Walsh码， $P = 2^n$ 。

串并转换将需要传输的高速比特流数据转化为 $4(M-1)$ 个低速并行的数据子流，其中 $b_j = \{+1, -1\}$ ($j = 1, 2, \dots, 4M-4$)， T_b 和 T_c 分别代表比特周期和码片周期，为便于后文理论比特误码率(Bit Error Rate, BER)公式的推导，取 $T_c = 1$ 。将 T_b 和 T_c 的比值定义为扩频因子 β ($\beta = T_b/T_c$)。

图1为QMC-NR-DCSK系统的发送机结构。首先采用混沌信号发生器产生一段长度为 β/P 的混沌序列 $x_{[i/P],k}$ ($i = 1, 2, \dots, \beta$)， $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整。2阶Logistic映射工作在纯混沌状态，且利用该映射产生的混沌序列具有良好的数学统计特性，因此在本文中利用该映射产生混沌序列，2阶Logistic映射方程如式(2)^[16]

$$x_{i+1,k} = 1 - 2x_{i,k}^2, \quad x_{i,k} \in (-1, 1) \quad (2)$$

$$y_{i,k} = \text{sgn}(x_{i,k}), \quad y_{i,k} \in \{-1, 1\} \quad (3)$$

为避免发送信号比特能量不恒定会影响系统的误码率，故利用符号函数 $\text{sgn}(\cdot)$ 对混沌序列做归一化处理，处理原理如式(3)。经归一化处理后的信号 $y_{[i/P],k}$ 具有以下性质： $E[y_{[i/P],k}] = 0$ ， $\text{var}[y_{[i/P],k}] = 1$ ， $\text{var}[y_{[i/P],k}^2] = 0$ 。

然后， $y_{[i/P],k}$ 与 w_1 进行克罗内克(Kronecker)积，从而实现 P 次复制，复制原理如下：混沌序列 $x = [1 \ 2 \ 3]$ 与 $w_1 = [1 \ 1]$ 进行Kronecker积后，运算结果变为 $X = [1 \ 1 \ 2 \ 2 \ 3 \ 3]$ ， w_1 的长度决定复制次数。通过将 $y_{[i/P],k}$ 复制 P 次后得到长度为 β 的一段序列 $x'_{[i/P],k}$ ， $y'_{[i/P],k}$ 是 $x'_{[i/P],k}$ 经Hilbert变换后得到的一段正交序列，此

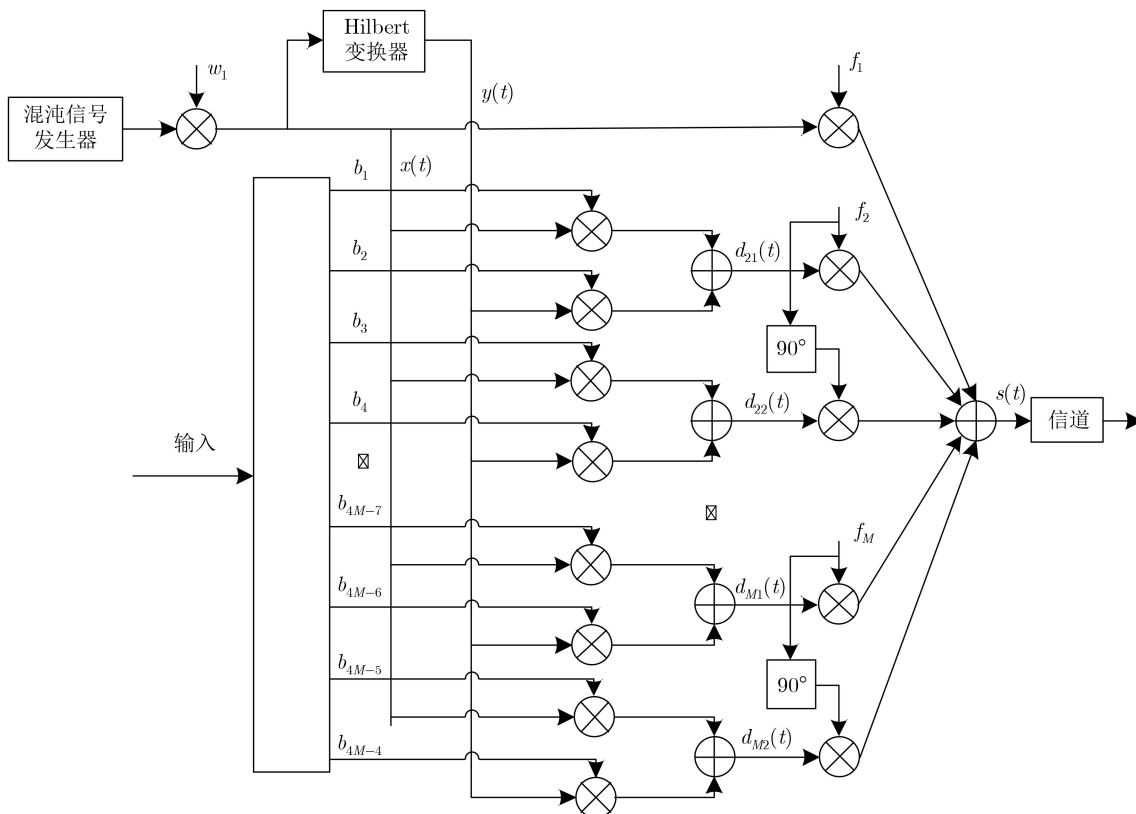


图1 QMC-NR-DCSK系统发送机结构

处, 将混沌序列进行复制是为了在接收端进行滑动平均滤波器的平均操作。经归一化处理 and 复制 P 次后, $x'_{[i/P],k}$ 和 $y'_{[i/P],k}$ 再经数模转换得到参考信号 $x(t)$ 和 $y(t)$, $x(t)$ 和 $y(t)$ 表达式如式(4)和式(5)所示

$$x(t) = \sum_{i=1}^{\beta} x'_{[i/P],k} h_T(t - iT_c) \quad (4)$$

$$y(t) = \sum_{i=1}^{\beta} y'_{[i/P],k} h_T(t - iT_c) \quad (5)$$

最后, 参考信号 $x(t)$ 在中心频率为 f_1 的预定义载波上进行发送, $d_{m1}(t)$ 是 b_{4m-7} 和 b_{4m-6} 分别调制 $x(t)$ 和 $y(t)$ 后得到的扩频信号, 在中心频率为 $f_m (m = 2, 3, \dots, M)$ 的余弦子载波上进行发送, 与此同时, b_{4m-5} 和 b_{4m-4} 分别调制 $x(t)$ 和 $y(t)$, 得到扩频信号 $d_{m2}(t)$ 在中心频率为 f_m 的正弦子载波上进行发送。 $d_{m1}(t)$ 和 $d_{m2}(t)$ 的表达式如式(6)和式(7)所示

$$d_{m1}(t) = b_{4m-7}x(t) + b_{4m-6}y(t) \quad (6)$$

$$d_{m2}(t) = b_{4m-5}x(t) + b_{4m-4}y(t) \quad (7)$$

则发送信号 $s(t)$ 的表达式可表示为

$$s(t) = x(t) \cos(2\pi f_1 t + \phi_1) + \sum_{m=2}^M ((b_{4m-7}x(t) + b_{4m-6}y(t)) \cdot \cos(2\pi f_m t + \phi_m) + (b_{4m-5}x(t) + b_{4m-4}y(t)) \sin(2\pi f_m t + \phi_m)) \quad (8)$$

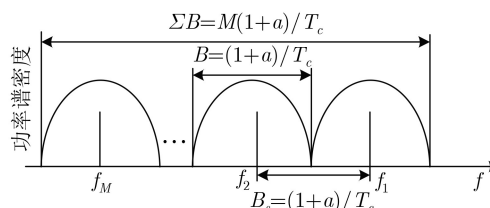
$x(t)$, $d_{m1}(t)$, $d_{m2}(t)$ 和 $s(t)$ 的带宽均满足奈奎斯特(Nyquist)定理, 将带宽定义为 $B = (1 + \alpha)T_c$, 其中 α 为升余弦滚降滤波器的滚降系数^[17], 图2为 $s(t)$ 的功率谱密度, 为避免频带间干扰, 在每个频带之间设置一段保护带宽 $B_s (B_s = B)$ 。

由式(8)计算出QMC-NR-DCSK系统的平均比特能量 E_b

$$E_b = E[s(t)^2] / (4M - 4) = (4M - 3)\beta E[y'_{[i/P],k}^2] / (4M - 4) \quad (9)$$

图3(a)为QMC-NR-DCSK系统的接收机结构图。假设接收端子载波同步, 且忽略不计发送端和接收端中带限信号和边带信号的影响。以解调第 k 帧中中心频率为 f_m 的正、余弦载波上传输的信息比特为例, 解调过程可分以下3步进行

步骤1 接收信号 $r(t)$ 与载波 $\cos(2\pi f_1 t + \phi_1)$ 相乘, 再经匹配滤波器后恢复出 $g(t)$; $r(t)$ 与相应的载

图2 $s(t)$ 的功率谱密度

波 $\cos(2\pi f_m t + \phi_m)$ 和 $\sin(2\pi f_m t + \phi_m)$ 相乘，后再经过匹配滤波器恢复出 $g_{m1}(t)$ 和 $g_{m2}(t)$ 。

步骤2 将恢复出的信号 $g(t)$, $g_{m1}(t)$, $g_{m2}(t)$ 进行采样，假设采样为理想采样，采样间隔设为 $iT_c (i = 1, 2, \dots, \beta)$ 。然后，将经采样后得到的离散信号都送入窗口为 P 的滑动平均滤波器进行平均操作，得到平均后的信号 $h_{i,k}$, $h_{i,k}^{(m1)}$, $h_{i,k}^{(m2)}$ ，平均后的信号长度变为 β/P 。以图3(b)中平均 $g_{i,k}$ 的滑动平均滤波器为例简述滑动平均滤波器的原理，其中， $g_{i,k}$ 是 $g(t)$ 经采样后得到的离散信号，其原理可描述为：从送入信号的第1个码片开始，滑动平均滤波器将根据窗口大小每次对 P 个码片进行加和平均，直至平均完 β 个码片。

步骤3 平均后的信号分别与相应的参考信号进行相关运算，相关运算值表达式为

$$\left. \begin{aligned} Z_{4m-7} &= \sum_{i=1}^{\beta/P} h_{i,k} h_{i,k}^{(m1)}; Z_{4m-5} = \sum_{i=1}^{\beta/P} h_{i,k} h_{i,k}^{(m2)} \\ Z_{4m-6} &= \sum_{i=1}^{\beta/P} \hat{h}_{i,k} h_{i,k}^{(m1)}; Z_{4m-4} = \sum_{i=1}^{\beta/P} \hat{h}_{i,k} h_{i,k}^{(m2)} \end{aligned} \right\} (10)$$

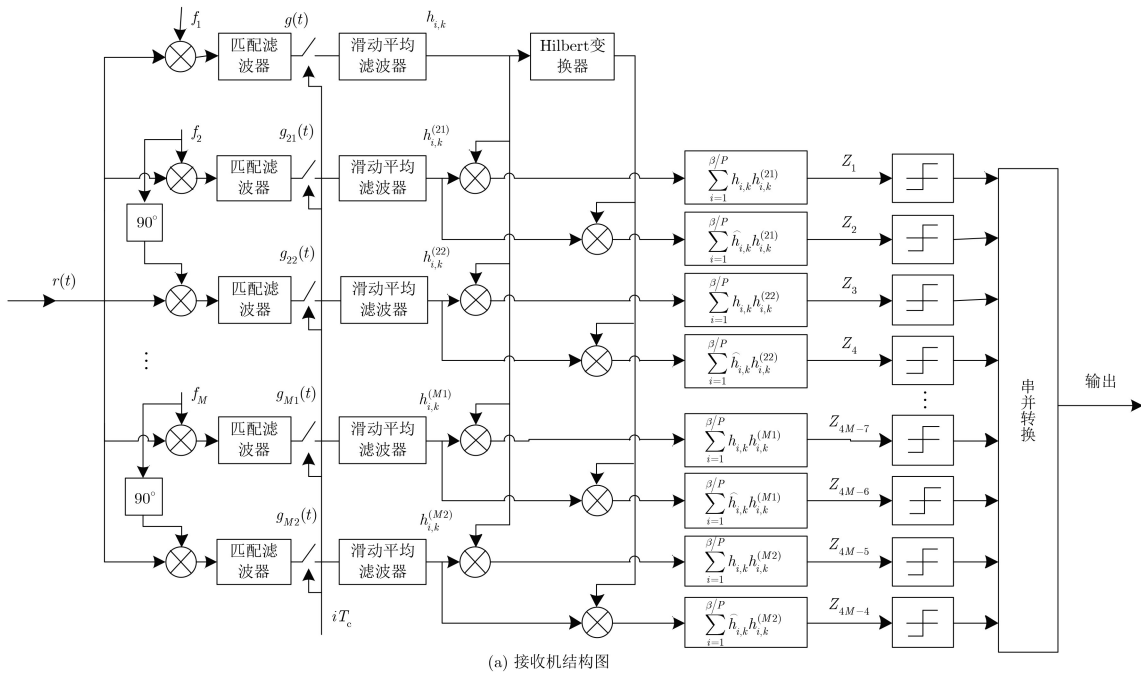
其中， $\hat{h}_{i,k}$ 是 $h_{i,k}$ 经 Hilbert 变换后的信号，将 Z_{4m-7} , Z_{4m-6} , Z_{4m-5} , Z_{4m-4} 送入门限判决器，根据式(11)的判决准则恢复出 b_{4m-7} , b_{4m-6} , b_{4m-5} , b_{4m-4} 。

$$\left. \begin{aligned} b_{4m-6}(b_{4m-7}) &= \begin{cases} +1, & Z_{4m-6}(Z_{4m-7}) \geq 0 \\ -1, & Z_{4m-6}(Z_{4m-7}) < 0 \end{cases} \\ b_{4m-4}(b_{4m-5}) &= \begin{cases} +1, & Z_{4m-4}(Z_{4m-5}) \geq 0 \\ -1, & Z_{4m-4}(Z_{4m-5}) < 0 \end{cases} \end{aligned} \right\} (11)$$

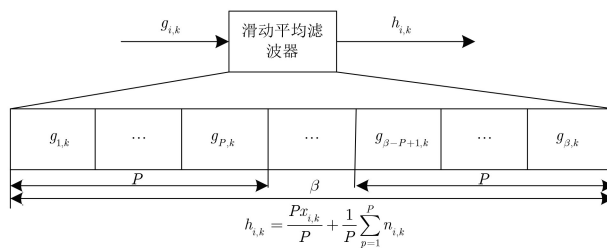
然后再经串并转换恢复出传输的信息比特。

3 传输速率、能量效率和带宽效率分析

混沌数字通信中，传输速率(Transmission Rate, TR)表示为单位时间内传输的比特数；能量效率(Energy Efficiency, EE)由传输信息比特的能量和总的传输能量的比值表示；带宽效率(Bandwidth Efficiency, BE)由传输速率(TR)和占用信道带宽的比值表示。为凸显 QMC-NR-DCSK 系统在传输速率、能量效率和带宽效率方面的优势，在表1中将 QMC-NR-DCSK 系统与其它几种多载波系统进行了对比。对比结果显示：QMC-NR-DCSK



(a) 接收机结构图



(b) 滑动平均滤波器原理图

图3 QMC-NR-DCSK接收机结构图

表1 几种多载波系统间TR, EE和EB的对比

| 系统名称 | 传输速率TR | 能量效率EE | 带宽效率BE |
|-------------|----------------|-----------------|-----------------------------|
| MC-DCSK | $(M-1)/\beta$ | $M-1/\beta$ | $(M-1)/(M\beta(1+\alpha))$ |
| QMC-DCSK | $2(M-1)/\beta$ | $(M-1)/(M-1/2)$ | $2(M-1)/(M\beta(1+\alpha))$ |
| SA-MCDCSK | $(M-N)/\beta$ | $(M-N)/M$ | $(M-N)/(M\beta(1+\alpha))$ |
| QMC-NR-DCSK | $4(M-1)/\beta$ | $(M-1)/(M-3/4)$ | $4(M-1)/(M\beta(1+\alpha))$ |

系统的能量效率都优于其它几种多载波系统的能量效率, 带宽效率和传输速率明显优于MC-DCSK, SA-MCDCSK和QMC-DCSK系统, 是MC-DCSK系统的4倍, QMC-DCSK系统的2倍。

4 QMC-NR-DCSK性能分析

采用MCM技术传输的信号, 在实际传输过程中会受到建筑物、树木等障碍物的影响, 经反射、折射、直射和衍射等多条路径到达接收端, 为使推导的结果更贴近于实际传输中的误码率, 采用图4中多径RFC信道模型作为QMC-NR-DCSK的信道模型, 其中, α_l 和 τ_l 为第 l 条路径上的信道参数和信道延迟, L 为信道衰落路径数。假设由多径时延引起的衰落是平坦衰落, 此时满足条件 $B_s \ll B_c$, $T_s \gg \sigma_\tau$ (B_s 为信号带宽, B_c 为信道相关带宽, T_s 为时延扩展, σ_τ 为信号的符号周期)。

经图4中信道传输后, 接收信号 $r(t)$ 可表示为

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l s(t - \tau_l) + n(t) \quad (12)$$

由于中心频率为 f_m 的正、余弦载波上传输的信息比特 b_{4m-7} , b_{4m-6} , b_{4m-5} 和 b_{4m-4} 的解调方式相同, 故以推导 b_{4m-7} 的BER公式为例推导QMC-NR-DCSK系统的BER公式。 Z_{4m-7} 的表达式可表示为

$$\begin{aligned} Z_{4m-7} &= \sum_{i=1}^{\beta/P} h_{i,k} h_{i,k}^{(m1)} = \sum_{i=1}^{\beta/P} \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l x_{i-\tau_l,k} + \sum_{p=1}^P n_{i,k}^1 \right) \\ &\quad \cdot \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l (b_{4m-7} x_{i-\tau_l,k} + b_{4m-6} y_{i-\tau_l,k}) + \sum_{p=1}^P n_{i,k}^m \right) \\ &= \sum_{i=1}^{\beta/P} \left(\sum_{l=1}^L b_{4m-7} \alpha_l^2 x_{i-\tau_l,k}^2 + \sum_{l=1}^L \alpha_l x_{i-\tau_l,k} \right. \\ &\quad \cdot \sum_{p=1}^P n_{i,k}^m + \sum_{l=1}^L \alpha_l b_{4m-7} x_{i-\tau_l,k} \sum_{p=1}^P n_{i,k}^1 \\ &\quad + \sum_{l=1}^L \alpha_l b_{4m-6} y_{i-\tau_l,k} \sum_{p=1}^P n_{i,k}^1 \\ &\quad \left. + \sum_{p=1}^P n_{i,k}^1 \sum_{p=1}^P n_{i,k}^m \right) \quad (13) \end{aligned}$$

$$A = \sum_{i=1}^{\beta/P} \sum_{l=1}^L b_{4m-7} \alpha_l^2 x_{i-\tau_l,k}^2 \quad (14)$$

$$B = \sum_{i=1}^{\beta/P} \sum_{l=1}^L \left(\alpha_l x_{i-\tau_l,k} \sum_{p=1}^P n_{i,k}^m + \alpha_l b_{4m-7} x_{i-\tau_l,k} \right. \\ \left. \cdot \sum_{p=1}^P n_{i,k}^1 + \alpha_l b_{4m-6} y_{i-\tau_l,k} \sum_{p=1}^P n_{i,k}^1 \right) \quad (15)$$

$$C = \sum_{i=1}^{\beta/P} \left(\sum_{p=1}^P n_{i,k}^m \sum_{p=1}^P n_{i,k}^1 \right) \quad (16)$$

$n_{i,k}^1$ 和 $n_{i,k}^m$ 分别为加和在参考信号和第 m 个载波上的高斯白噪声信号。当扩频因子足够大时, 相关运算值 Z_{4m-7} 近似服从高斯分布, 采用高斯近似法对 Z_{4m-7} 求均值和方差得

$$\begin{aligned} E[Z_{4m-7}] &= E[A] + E[B] + E[C] \\ &= \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 b_{4m-7} 4(M-1) E_b / (4MP - 3P) \quad (17) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{var}[Z_{4m-7}] &= \text{var}[A] + \text{var}[B] + \text{var}[C] \\ &= \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 3\beta N_0 / (2P^2) + \beta N_0^2 / (4P^3) \quad (18) \end{aligned}$$

$$\text{BER}[b_{4m-7}] = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(|E[Z_{4m-7}]| / \sqrt{2\text{var}[Z_{4m-7}]} \right) \quad (19)$$

将式(17)和式(18)代入式(19), 计算出 b_{4m-7} 的BER公式为

$$\begin{aligned} \text{BER}[b_{4m-7}] &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{3(4M-3)}{\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 4(M-1)} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} \right. \\ &\quad \left. + \frac{(4M-3)^2 \beta}{\left(\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \right)^2 32P(M-1)^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (20) \end{aligned}$$

则QMC-NR-DCSK系统在多径RFC信道下的瞬时BER公式为

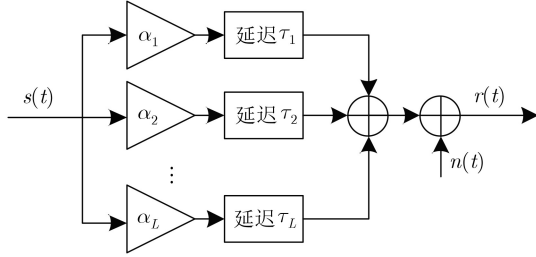


图4 多径RFC信道模型

$$\text{BER}(\alpha_l) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{3(4M-3)}{\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 4(M-1)} \left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1} + \frac{(4M-3)^2 \beta}{\left(\sum_{l=1}^L \alpha_l^2\right)^2 32P(M-1)^2} \left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (21)$$

令 $\gamma_l = \alpha_l^2 E_b/N_0$, $\gamma_b = \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 E_b/N_0$, 则可将式(21)进一步化简为

$$\text{BER}(\gamma_b) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{3(4M-3)}{4(M-1)} \gamma_b^{-1} + \frac{(4M-3)^2 \beta}{32P(M-1)^2} \gamma_b^{-2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (22)$$

对于多径RFC信道的L条独立且信道增益相同的路径, γ_b 的概率密度函数表示为

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

其中, $\bar{\gamma}_l$ 为第l条信道的平均信道增益, $\bar{\gamma}_l$ 的表达式为

$$\bar{\gamma}_l = E[\gamma_l] = (E_b/N_0)E[\alpha_l^2] = (E_b/N_0)E(\alpha_v^2), l \neq v \quad (24)$$

由于信道参数是持续变化的, 故QMC-NR-DCSK系统在多径RFC信道下的平均BER公式为

$$\begin{aligned} \overline{\text{BER}} &= \int_0^\infty \text{BER}(\gamma_b) f(\gamma_b) d\gamma_b \\ &= \frac{1}{2} \int_0^\infty \left(\text{erfc} \left[\frac{3(4M-3)}{4(M-1)} \gamma_b^{-1} + \frac{(4M-3)^2 \beta}{32P(M-1)^2} \gamma_b^{-2} \right]^{-\frac{1}{2}} \right) f(\gamma_b) d\gamma_b \quad (25) \end{aligned}$$

令 $\alpha_1 = 1, \alpha_2 = \dots = \alpha_L = 0$, 有 $\gamma_b = E_b/N_0$, 高斯信道下的BER公式表示为

$$\begin{aligned} \text{BER}_{\text{AWGN}} &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{3(4M-3)}{4(M-1)} \left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1} + \frac{(4M-3)^2 \beta}{32P(M-1)^2} \left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (26) \end{aligned}$$

5 系统仿真结果与分析

本节在AWGN信道和多径RFC信道下对QMC-NR-DCSK系统进行仿真, 用于验证理论BER公式推导的准确无误性; 并通过仿真分析重复次数P和多载波数量M变化对系统BER的影响。为保证仿真结果的准确性, 仿真结果均是在 10^6 取均值下得到的。

图5为 $[\beta, P, M] = [512, 16, 2], [512, 16, 8]$ 时, QMC-NR-DCSK系统在两种不同信道下的BER随 E_b/N_0 变化的曲线, 其中, 3径RFC信道的各项参数取值由表2中给出。图中仿真曲线和理论曲线没有较大的误差, 重合良好, 证明了BER公式推导的正确无误性。此外, 由图中BER曲线的对比可以发现, 系统BER随着M的增大而降低, 验证了QMC-NR-DCSK系统采用大数量载波传输信息比特的可行性。

图6为 $[\beta, P, M] = [512, 16, 8], [512, 8, 8], [512, 2, 8]$ 时, QMC-NR-DCSK在两种不同信道下的BER随 E_b/N_0 变化的曲线, 3径RFC信道的各项参数取值

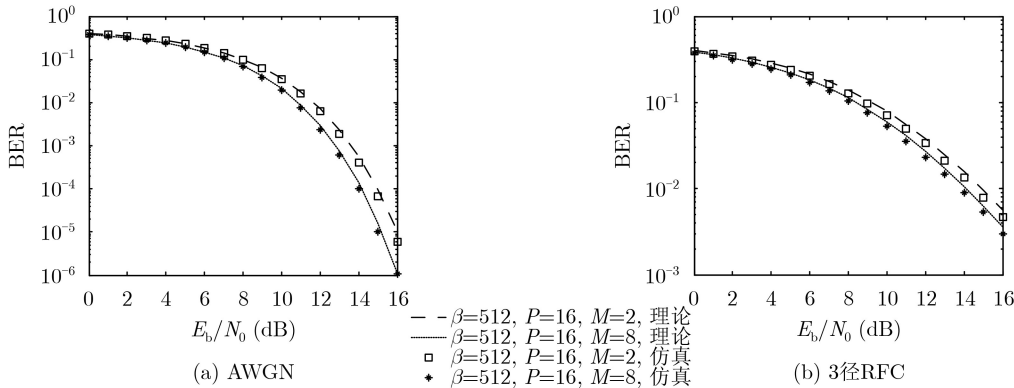


图5 两种不同信道下, M变化对BER的影响

表2 多径RFC信道参数取值表

| L | $E[\alpha_l^2]$ | τ_l |
|-------|-------------------------|---------------|
| $L=2$ | 1/2, 1/2 | 0, 1 |
| $L=3$ | 1/3, 1/3, 1/3 | 0, 1, 2 |
| $L=4$ | 1/4, 1/4, 1/4, 1/4 | 0, 1, 2, 3 |
| $L=5$ | 1/5, 1/5, 1/5, 1/5, 1/5 | 0, 1, 2, 3, 4 |

由表2中给出。观察图中BER曲线可以发现，系统BER随着 P 的增加有明显的降低。在图6(a)中， $P=16$ 时的系统BER比 $P=2$ 时的系统BER降低了将近两个数量级；在图6(b)中， $P=16$ 时的系统BER比 $P=2$ 时的系统BER降低了将近4 dB。可见采用滑动平均滤波器的降噪操作能有效降低系统的BER，在提升系统误码性能方面很有优势。此外，相比于 M 变化对系统BER的影响， P 值变化对系统BER的影响更加明显。

图7中对比了 β 相同($\beta=256$)，且占用频带数也相同的条件下，QMC-NR-DCSK与SA-MC-DCSK, QMC-DCSK, MC-DCSK系统的BER曲线。图7(a)中，QMC-NR-DCSK系统的BER相比于MC-DCSK系统的BER降低了将近两个数量级，此时QMC-NR-DCSK系统的传输速率是MC-DCSK的4倍；观察图7(b)中BER曲线的对比结果，可以发

现QMC-NR-DCSK系统的BER同样都优于其它几种系统。

图8为 $[\beta, P, M] = [256, 8, 8]$ 时，QMC-NR-DCSK系统在不同路径数下的BER曲线， L 径RFC信道的各项参数由表2给出。从图8中仿真曲线可以观察到，系统BER随着 L 的增加而降低，且理论值和仿真值间的吻合性也越来越好。

图9给出了QMC-NR-DCSK($[\beta, P, M] = [512, 16, 8]$)系统BER随 τ_2 变化的曲线，系统BER随着 τ_2 的增加而增加，但当 τ_2 的取值为 P 的倍数的时候，存在一个极小值，且这个极小值随着倍数的增加也是不断增大的，出现这种情况的原因是由于混沌序列的复制是将单个码片复制了 P 次， τ_2 延迟 P 次实际只造成了接收端判决信号中一个码片的延迟。

6 结论

本文提出的QMC-NR-DCSK系统结合QM技术和Hilbert变换，将传输速率提升为MC-DCSK系统传输速率的4倍，并结合滑动平均滤波器在降噪方面的优势，极大地改善了系统误码性能。通过仿真分析了平均次数、载波数量变化对系统BER的影响，增大平均次数和载波数可以提升系统误码性能，基于QMC-NR-DCSK系统BER随着载波数量

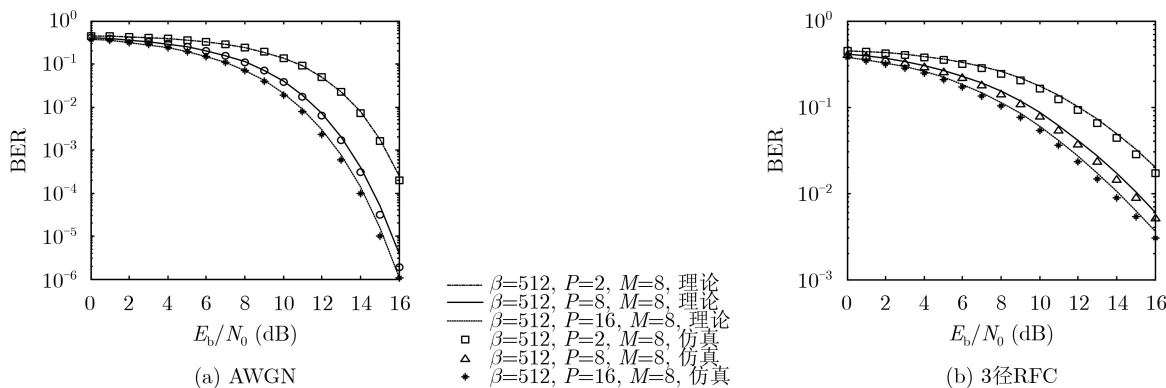


图6 两种不同信道下， P 变化对BER的影响

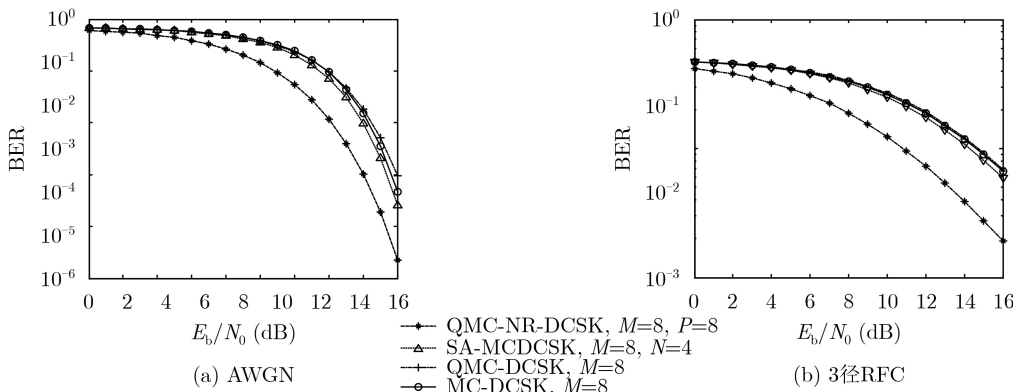
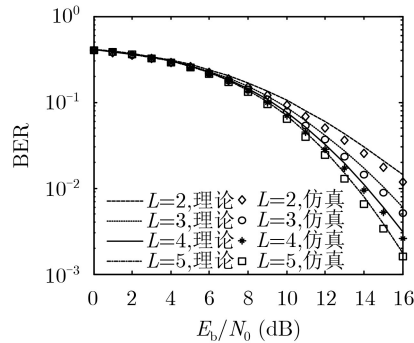
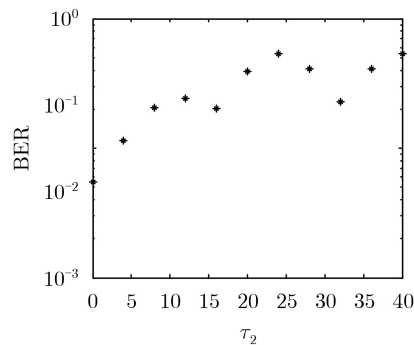


图7 两种不同信道下，不同系统误码性能对比图

图8 BER随多径路数 L 变化的曲线图9 BER随 τ_2 变化的曲线

的增大而降低这一特性,可采用大数量载波传输数据用于提升传输速率。此外将QMC-NR-DCSK系统与其它几种多载波系统进行对比,证实了QMC-NR-DCSK系统性能的优良性。在现代无线通信系统中,常采用MCM, MIMO, OFDM(FDM), DSSS, FHSS, CDMA等对抗多径干扰,本文提出的QMC-NR-DCSK系统满足了现代通信对系统高传输速率和良好误码性能的要求,为MCM技术在无线通信系统和无线广播中的应用提供了理论参考。

参考文献

- [1] QUYEN N X and KYAMAKYA K. Chaos-based Digital Communication Systems with Low Data-rate Wireless Applications[M]. KYAMAKYA K, MATHIS W, STOOP R, et al. Recent Advances in Nonlinear Dynamics and Synchronization. Cham, Germany: Springer, 2017: 239–269. doi: 10.1007/978-3-319-58996-1_11.
- [2] KADDOUM G. Wireless chaos-based communication systems: A comprehensive survey[J]. *IEEE Access*, 2016, 4: 2621–2648. doi: 10.1109/access.2016.2572730.
- [3] ÇIÇEK S, KOCAMAZ U E, and UYAROGLU Y. Secure chaotic communication with Jerk chaotic system using sliding mode control method and its real circuit implementation[J]. *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*, 2019, 43(3): 687–698. doi: 10.1007/s40998-019-00184-9.
- [4] GALIAS Z and MAGGIO G M. Quadrature chaos-shift keying: Theory and performance analysis[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 2001, 48(12): 1510–1519. doi: 10.1109/TCSI.2001.972858.
- [5] 张刚, 赵畅畅, 张天骐. 短参考正交多用户差分混沌键控方案的性能分析[J]. *电子与信息学报*, 2019, 41(9): 2055–2062. doi: 10.11999/JEIT181038.
- ZHANG Gang, ZHAO Changchang, and ZHANG Tianqi. Performance analysis of short reference orthogonal multiuser differential chaotic shift keying scheme[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(9): 2055–2062. doi: 10.11999/JEIT181038.
- [6] NGUYEN X Q. On the study of a quadrature DCSK modulation scheme for cognitive radio[J]. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 2017, 27(9): 1750135. doi: 10.1142/S0218127417501358.
- [7] LYU Yibo, WANG Lin, CAI Guofa, et al. Iterative receiver for M -ary DCSK systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2015, 63(11): 3929–3936. doi: 10.1109/TCOMM.2015.2425877.
- [8] 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. doi: 10.3979/j.issn.1673-825X.2016.03.008.
- 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. doi: 10.3979/j.issn.1673-825X.2016.03.008.
- [9] WANG Shaonan, LIU Yingjie, and MA Weijiao. Design of a novel frequency division scheme for DCSK chaos communication system[C]. 2017 3rd International Conference on Information Management (ICIM), Chengdu, China, 2017: 317–321. doi: 10.1109/INFOMAN.2017.7950400.
- [10] 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. doi: 10.11999/JEIT171173.
- ZHANG Gang, CHEN Hexiang, and ZHANG Tianqi. A multiuser noise reduction differential chaos shift keying system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(2): 362–368. doi: 10.11999/JEIT171173.
- [11] KADDOUM G, RICHARDSON F D, and 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. doi: 10.1109/TCOMM.2013.071013.130225.
- [12] BAO Jiyu, XU Weikai, WANG Lin, et al. Performance analysis and sub-carriers power allocation for MC-QCSK[C]. 2015 International Conference on Wireless Communications

- & Signal Processing (WCSP), Nanjing, China, 2015: 1–5. doi: [10.1109/WCSP.2015.7341173](https://doi.org/10.1109/WCSP.2015.7341173).
- [13] QUYEN N X and PHAM C K. Quadrature multi-carrier DCSK: A high-efficiency scheme for radio communications[C]. 2017 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC), Quy Nhon, Vietnam, 2017: 186–191. doi: [10.1109/ATC.2017.8167614](https://doi.org/10.1109/ATC.2017.8167614).
- [14] YANG Hua, JIANG Guoping, TANG W K S, *et al.* Multi-carrier differential chaos shift keying system with subcarriers allocation for noise reduction[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2018, 65(11): 1733–1737. doi: [10.1109/TCSII.2017.2752754](https://doi.org/10.1109/TCSII.2017.2752754).
- [15] CAI Guofa, WANG Lin, and CHEN Guanrong. Capacity of the non-coherent DCSK system over rayleigh fading channel[J]. *IET Communications*, 2016, 10(18): 2663–2669. doi: [10.1049/iet-com.2016.0487](https://doi.org/10.1049/iet-com.2016.0487).
- [16] MANDAL S, BANERJEE S. Analysis and CMOS implementation of a chaos-based communication system[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2004, 51(9): 1708–1722. doi: [10.1109/TCSI.2004.834482](https://doi.org/10.1109/TCSI.2004.834482).
- [17] LONG N H, QUYEN N X, and VAN YEM V. Design of an improved multi-carrier DCSK system for digital communications[C]. 2017 International Conference on Recent Advances in Signal Processing, Telecommunications & Computing, Da Nang, Vietnam, 2017: 211–216. doi: [10.1109/SIGTELCOM.2017.7849824](https://doi.org/10.1109/SIGTELCOM.2017.7849824).
- 贺利芳: 女, 1979年生, 硕士, 副教授, 研究方向为混沌保密通信、微弱信号检测。
- 吴雪霜: 女, 1996年生, 硕士生, 研究方向为混沌保密通信。
- 张天骐: 男, 1971年生, 博士后, 教授, 研究方向为扩频信号的盲处理、语音信号处理、神经网络实现以及信号的同步处理。

责任编辑: 余蓉