

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.250183

面向电力线通信融合双模态索引和时间分集的 差分混沌移位方案

代洲¹, 张全玲², 凌琴², 陈芳³, 唐武勤⁴, 程桂仙²

(1. 贵州财经大学管理科学与工程学院, 贵州 贵阳 550025; 2. 贵州师范大学物理与电子科学学院, 贵州 贵阳 550025;
3. 广东电网有限责任公司惠州供电局, 广东 惠州 516003; 4. 贵州大学电气工程学院, 贵州 贵阳 550025)

摘要: 提出一种融合双模态索引和时间分集的差分混沌移位键控(dual mode index and time diversity based differential chaos shift keying, DM-TD-DCSK)方案。该方案利用索引比特将除参考载波外的所有子载波分成先调制载波和后调制载波, 并传输两类调制比特序列。同时该方案采用时间分集将先、后激活载波传送的混沌信号在不同时刻多次传送, 在接收端对多个信息组求平均, 以对抗信道中的噪声。推导了该方案在电力线信道下的理论误比特率公式并通过蒙特卡洛仿真进行验证。理论分析和仿真结果表明, 通过引入时间分集和双模态索引调制, 相较于单模态索引调制, DM-TD-DCSK 不仅具有较高的频谱效率和能量效率, 而且在电力线信道下具有良好的抗噪声性能。然而, 由于两种技术的引入, DM-TD-DCSK 收发机的复杂度增大, 即 DM-TD-DCSK 通过牺牲复杂度换得性能的提升。

关键词: 电力线通信; 差分混沌键控; 非相干; 索引调制; 时间分集; 脉冲噪声

Dual mode index and time diversity based DCSK for power line communications

DAI Zhou¹, ZHANG Quanling², LING Qin², CHEN Fang³, TANG Wuqin⁴, CHENG Guixian²

(1. School of Management Science and Engineering, Guizhou University of Finance and Economics, Guiyang 550025, China;
2. School of Physics and Electronic Science, Guizhou Normal University, Guiyang 550025, China; 3. Huizhou Power Supply Bureau of Guangdong Power Grid Co., Ltd., Huizhou 516003, China; 4. School of Electrical Engineering, Guizhou University, Guiyang 550025, China)

Abstract: A dual mode index and time diversity based differential chaos shift keying (DM-TD-DCSK) scheme is proposed. In this scheme, all carriers excepting the reference carrier are divided into two classes by the index bits, and then the first active carriers are utilized to transmit the first modulated bits and the second active carriers are utilized to transmit the second modulated active bits. Time diversity is also employed to deal with the noise of the power line channel, where the transmitted signals are sent in different intervals and averaged at the receiver. The bit error rate expression is derived over the power line channel and validated through Monte Carlo simulations. Both theoretical analysis and simulated results demonstrate the superiority of the proposed scheme. Combining with diversity and index modulation, DM-TD-DCSK not only enhances the spectral efficiency and energy efficiency of the system compared to the traditional index modulation in which active carriers transmit modulation bits while inactive carriers transmit no information, but also effectively mitigates the impact of impulse noise over power line channels. However, the complexity of the transceivers increases due to employing the two technologies, and thus, the DM-TD-DCSK scheme improves system performance at the cost of higher system complexity.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 62361012).

Key words: power line communications; DCSK; non-coherent; index modulation; time diversity; impulsive noise

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(62361012); 贵州省高等学校创新团队项目资助(黔教技[2023]064号); 贵州省国际科技合作基地后补助项目资助(GHJD[2025]007)

0 引言

电力线通信(power line communications, PLC)是指利用中低压电力线作为媒介进行信息传递的一种通信方式。该技术的出现可追溯到上个世纪二十年代,最初主要用于传输电话信号^[1-4]。PLC的组网方式简单、可靠性高、覆盖范围广,并利用电网中已有的电力线设施进行信息的传输,不需要额外进行布线,大大降低了建设和维护的成本。

但是,利用PLC进行数据传输时,会出现较大的时延和多径衰落,而电力线信道中存在大量的脉冲噪声^[5]和背景噪声,会对传输的信息信号造成严重的干扰,从而影响了通信质量。当前国家正大力推进新型电力系统建设,高比例电力电子设备应用正成为其重要特征之一,故而电力系统的电磁环境更加复杂,对通信的抗干扰能力要求大幅提高,电力线通信需要具备更强的抗干扰性能。

为了抵御电力线信道的干扰和影响,多种传统调制技术被用于电力线通信。混沌调制是一种利用混沌信号进行信息传输的技术,因其对初值敏感,具有良好的抗干扰性而得到了广泛应用。差分混沌键控(differential chaos shift keying, DCSK)是一种经典的混沌调制方式,不需要信道估计,复杂度低,并对抵御多径衰落和非线性失真具有较强的鲁棒性^[4-9]。目前,基于DCSK性能提升的研究已经在电力线通信领域^[10-12]和无线通信领域大量开展。

文献[13]提出了多载波差分混沌移位键控(mutli-carrier DCSK, MC-DCSK)方案,该方案采用将参考信号和多个信息信号通过多个载波并行传输的方式,相较于传统DCSK,有效提高了数据传输速率。为进一步提高DCSK各项性能,索引调制(index modulation, IM)^[14-15]技术与MC-DCSK相结合的方案成为了研究热点。文献[16]设计了一种广义载波索引差分混沌移位键控(generalized carrier index-DCSK, GCI-DCSK)方案,该方案的索引载波和激活载波数量可以任意调节,因此具有传输速率、频谱效率和能量效率灵活可调的优点,但存在部分子载波空闲不传输任何信息而导致频谱效率低的问题。为提高频谱效率,不仅原先的激活载波用于传输信息,而且原先空闲的非激活载波也用于传输信息的方案被提出。文献[17]提出广义载波索引双模式差分混沌移位键控(general carrier index assisted dual-mode DCSK, GCI-DM-DCSK)方案,该方案将所有载波分为先后激活载波两大类,原先的激活载波被称为先激活载波,原先空闲的非激活载波被称为后激活载波。并将先激活载波和后激活载波分别

用于携带DCSK和正交混沌移键控(quadrature chaos shift keying, QCSK)两种星座的混沌信号。但该方案由于需要产生混沌信号及其希尔伯特变换信号而使得系统具有较大的复杂度。目前,还未研究利用奇偶时刻传输不同混沌序列以区分先、后激活载波的方案,相较文献[17]该方案因不需要产生混沌信号及其希尔伯特变换信号而具有较低复杂度。

除多载波和索引调制外,将码片分段重复发送以提升DCSK性能的研究方案已大量开展。文献[18]提出了降噪的差分混沌移位键控(noise reduction DCSK, NR-DCSK)方案,该方案将混沌信息进行重复发送,并在接收端对重复发送的信息求平均,有效改善了系统的误码率性能。文献[19]提出一种降噪载波索引差分混沌键控(noise reduction CI-DCSK, NR-CI-DCSK)方案,该方案对发射端的混沌信号进行多次发送,并借助对接收到的信号取平均以实现降噪。文献[20]提出了一种分段复制多元差分混沌键控(replica piecewise MDCSK, RP-MDCSK)来抵抗电力线信道中脉冲噪声的干扰,但该方案具有误比特率(bit error rate, BER)性能受限的缺点。上述将码片分段重复发送的方式虽未指明采用了时间分集技术,但其实质都属于时间分集。时间分集技术^[21-22]能够有效提高接收信号的信噪比,是对抗突发性噪声的一种有效方式,因此利用时间分集有效抵抗电力线信道中的脉冲噪声。

综上所述,本文针对电力线信道提出了一种基于载波索引调制和时间分集的融合双模态索引和时间分集的差分混沌移位键控(dual mode index and time diversity based differential chaos shift keying, DM-TD-DCSK)方案。该方案中载波分两次全部激活用于传送信息,并利用奇偶时刻传输不同的混沌序列区分两类载波,有效提升了载波利用率和误码性能。另外,该方案采用时间分集有效对抗电力线信道中突发的脉冲噪声。

1 系统模型

假设DM-TD-DCSK方案中共有 $m+1$ 条载波,并对所有载波依次从0至 m 进行编号,其中0号载波传送混沌参考信号。为传输更多的比特并提高系统性能,本方案将利用索引调制将除参考载波外的全部载波分两次激活,并分别传输先调制比特和后调制比特。因此,本方案将传输3类比特,即索引比特、先调制比特和后调制比特。

1.1 发射机

图1为DM-TD-DCSK的发射机结构框图。每一帧数据传输时,将根据索引比特从 m 条载波中选

择 q_2 条作为先激活载波, 传输 q_2 个先调制比特, 剩余的 q_3 条载波作为后激活载波, 传输 q_3 个后调制比特。从 m 条载波中选择 q_2 条载波作为先激活载波的组合数有 $C_m^{q_2}$ 种, 则可推出索引比特 $q_1 = \lfloor \log_2 C_m^{q_2} \rfloor$, 式中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 为向下取整函数。

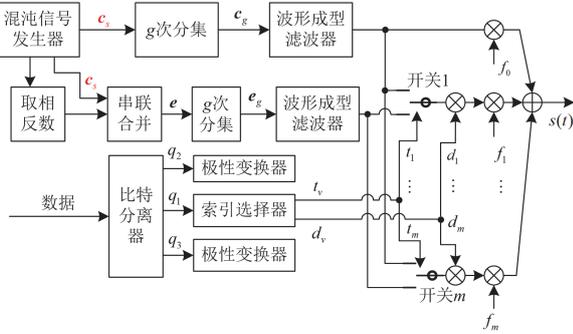


图 1 DM-TD-DCSK 发射机的结构框图

Fig. 1 Structure diagram of DM-TD-DCSK transmitter

第 v 帧的发送详细过程如下。为描述方便, 之后的内容中将 v 省略。假设此帧发送的序列为 $S_i = \{b_1, \dots, b_{q_1}, b_1, \dots, b_{q_2}, b_1, \dots, b_{q_3}\}$, 其中索引比特序列为前 q_1 个比特 $\{b_1, \dots, b_{q_1}\}$, 先调制比特序列为中间 q_2 个比特 $\{b_1, \dots, b_{q_2}\}$, 后调制比特序列为最后 q_3 个比特 $\{b_1, \dots, b_{q_3}\}$ 。首先, 通过极性转换器将上述先、后两种调制比特转换为极性序列 $m_f = \{m_{f,1}, m_{f,2}, \dots, m_{f,q_2}\}$ 、 $m_s = \{m_{s,1}, m_{s,2}, \dots, m_{s,q_3}\}$, 即将调制比特 0 和 1 对应转换为极性值 -1 和 +1, 并将两种极性序列输入索引选择器。

首先, 索引选择器将根据输入的索引比特针对 m 条载波生成一个开关控制序列 $t = \{t_1, t_2, \dots, t_j, \dots, t_m\} (1 \leq j \leq m)$, 当索引号为 j 的载波属于先激活载波时, 比特 t_j 为 1 时将控制对应开关与参考混沌信号支路相连; 否则 \bar{t}_j 为 0 时将控制开关与另一混沌信号支路相连。其次, 索引选择器还将根据输入的索引比特、极化后的先调制序列和后调制序列针对 m 条载波生成一个控制序列 $d = \{d_1, d_2, \dots, d_j, \dots, d_m\} (1 \leq j \leq m)$, 当索引号为 j 的载波属于先激活载波时, 则对应的 d_j 为 m_f 序列中的值且其顺序与 j 号载波在先激活载波组中的顺序一致, 若 j 号载波为后激活载波, 则 d_j 为 m_s 序列中的值且其顺序与 j 号载波在后激活载波组的顺序一致。

混沌信号的详细产生过程如下。混沌信号发生器生成长度为 S 的混沌序列并进行归一化处理得到

长度为 S 的序列 $c_s = [c_1, c_2, \dots, c_S]$ 。为使接收端有效区分先激活载波和后激活载波, 将采用先后激活载波传送不同形式的混沌序列。因此, 将利用 c_s 生成长度为 $2S$ 的序列 $c = [c_1, c_2, \dots, c_S, c_1, c_2, \dots, c_S]$ 和 $e = [c_1, c_2, \dots, c_S, -c_1, -c_2, \dots, -c_S]$ 分别传送先激活载波携带的比特和后激活载波携带的比特。先后激活载波发送的混沌序列与调制比特的对应关系如表 1 所示。当调制比特为 1 时, 将发送混沌序列 $c_1 = [c_1, c_2, \dots, c_S, c_1, c_2, \dots, c_S]$; 当调制比特为 0 时, 将发送混沌序列 $c_0 = [-c_1, -c_2, \dots, -c_S, -c_1, -c_2, \dots, -c_S]$ 。后调制比特组传送中, 当调制比特为 1 时, 将发送混沌序列 $e_1 = [c_1, c_2, \dots, c_S, -c_1, -c_2, \dots, -c_S]$; 调制比特为 0 时, 将发送混沌序列 $e_0 = [-c_1, -c_2, \dots, -c_S, c_1, c_2, \dots, c_S]$ 。为抵抗电力线信道中的大量噪声, 将长度为 S 的混沌参考序列分集 g 次得到长度为 gS 的混沌序列 c_g 。将长度为 $2S$ 的混沌信息序列分集 g 次得到长度为 $\beta (\beta = 2gS)$ 的混沌序列 e_g 。 c_g 和 e_g 经脉冲成形分别生成如下混沌信号。

表 1 先后激活载波发送序列与调制比特的对应关系

Table 1 Corresponding relationship between first and second activate carriers transmission sequence and modulated bits

载波	调制比特	发送序列
先激活载波	1	$c_1 = [c_1, c_2, \dots, c_S, c_1, c_2, \dots, c_S]$
	0	$c_0 = [-c_1, -c_2, \dots, -c_S, -c_1, -c_2, \dots, -c_S]$
后激活载波	1	$e_1 = [c_1, c_2, \dots, c_S, -c_1, -c_2, \dots, -c_S]$
	0	$e_0 = [-c_1, -c_2, \dots, -c_S, c_1, c_2, \dots, c_S]$

$$c(t) = \sum_{i=1}^{\beta} x_i [h(t - iT_C) + h(t - (S+i)T_C)] \quad (1)$$

$$e(t) = \sum_{i=1}^{\beta} x_i [-h(t - iT_C) + h(t - (S+i)T_C)] \quad (2)$$

$$x_i = c_{\lfloor \frac{i}{2S} \rfloor 2S} \quad (3)$$

式中: $c(t)$ 和 $e(t)$ 分别为先、后激活载波经混沌发生器生成的混沌样本; x_i 为符号持续时间内产生的第 i 个混沌样本; $h(t)$ 为脉冲成型滤波器在时域上的归一化脉冲响应; T_C 为码片周期。

综上, DM-TD-DCSK 方案发射机在第 v 帧内的发送信号为

$$s(t) = c(t) \left[\sum_{j=1}^m t_j d_j \cos(2\pi f_j t + \varphi_j) + \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \right] + e(t) \sum_{j=1}^m \bar{t}_j d_j \cos(2\pi f_j t + \varphi_j) \quad (4)$$

式中： t_j 、 \bar{t}_j 和 d_j 分别为 j 号载波对应的开关控制序列和极性调制序列； f_0 和 φ_0 分别为 0 号参考载波的频率和相位角； f_j 和 φ_j 分别为 j 号载波的频率和相位角。

1.2 接收机

DCSK 信号在电力线信道中传输时，会受到大量脉冲噪声和背景噪声的干扰。通常将脉冲噪声建模为 Bernoulli-Gaussian 过程^[10, 20, 23]，并且将背景噪声与脉冲噪声视为两种独立的噪声，因此信道的总噪声可以用式(5)表达。

$$U_n = u_G + p \cdot u_1 \quad (5)$$

式中： U_n 为电力线中的总噪声； p 为伯努利随机参数，即脉冲噪声存在的概率； u_G 为背景噪声； u_1 为脉冲噪声，且 u_G 和 u_1 相互独立。

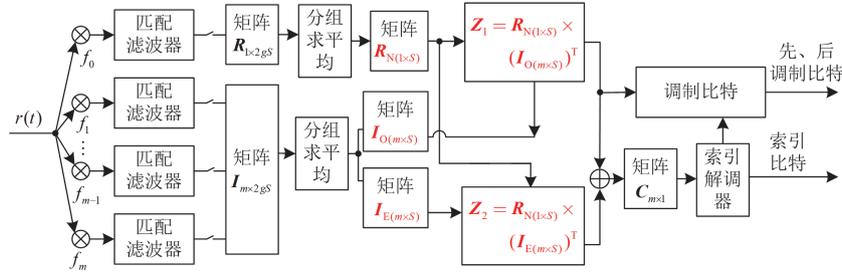


图 2 DM-TD-DCSK 接收机的结构框图

Fig. 2 Structure diagram of DM-TD-DCSK receiver

经采样后的参考信号和信息信号的抽样值分别被存储在矩阵 $R_{1 \times 2gS}$ 和矩阵 $I_{m \times 2gS}$ 中。为获得时间分集增益，将 $R_{1 \times 2gS}$ 中的数据每隔 S 列进行分组得到 $2g$ 个小组，对 $2g$ 组数据求平均得到 S 个抽样值的平均，并存入矩阵 $R_{N(1 \times S)}$ 。将矩阵 $I_{m \times 2gS}$ 中的数据按行每 S 个码片进行分组，每行得到 $2g$ 个小组，并将奇数组的数据按照组内排列顺序对 S 个抽样值求平均并存储在 $I_{O(m \times S)}$ 中，将偶数组的数据按照组内排列顺序对 S 个抽样值求平均并存储在 $I_{E(m \times S)}$ 中。将参考信号的平均值 $R_{N(1 \times S)}$ 分别与信息信号奇数组的平均值 $I_{O(m \times S)}$ 以及偶数组的平均值 $I_{E(m \times S)}$ 进行相关运算，并将结果分别存储在矩阵 Z_1 和 Z_2 中。将 Z_1 和 Z_2 相加，结果存储在矩阵 $C_{m \times 1}$ 中，再将结果输入索引解调器以恢复映射比特。相关矩阵 Z_1 和 Z_2 的计算公式为

$$Z_1 = R_{N(1 \times S)} \times (I_{O(m \times S)})^T \quad (7)$$

$$Z_2 = R_{N(1 \times S)} \times (I_{E(m \times S)})^T \quad (8)$$

基于上述电力线信道总噪声的建模，经过多径瑞利衰落电力线信道后，接收端收到的信号表达式如式(6)所示。

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l s(t - \tau_l) + U_n(t) \quad (6)$$

式中： L 为路径数； α_l 为信道系数； s 和 τ_l 分别为单位脉冲响应和相应的时延。假设最大延迟 τ_l 远小于一个混沌符号的持续时间，即 $0 < \tau_l \leq \beta$ ，因此符号间干扰可忽略不计，同时假定信道系数在一个符号周期内恒定不变。

图 2 为 DM-TD-DCSK 的接收机结构框图。第 v 帧信号的接收过程如下。首先通过对应的本地振荡器将 $m+1$ 条载波上的信息分离。之后，经匹配滤波器每隔 T_c 时刻进行采样，依次得到每条载波在一帧内的 β 个码片抽样值。

对 $C_{m \times 1}$ 求绝对值，选取绝对值最大的 q_2 条载波为先激活载波，并根据其载波标号利用组合法将索引比特恢复。剩余的绝对值小的 q_3 条载波为后激活载波。先后激活载波传送的调制比特由相关值 Z_1 和 Z_2 中元素的极性符号来恢复，若符号为正则判为“1”，符号为负则判为“0”。在索引解调器的控制下区分出先、后调制比特。最后，按照索引比特、先调制比特和后调制比特的顺序排列，即可恢复出一帧的传输比特。

2 性能分析

2.1 相关器输出

2.1.1 先激活载波

在第 v 帧符号的持续时间内，由开关控制序列选择的 i 号先激活载波对应相关器的输出值为 $Q_{v,i}$ ，其表达式如式(9)所示。

$$Q_{v,i} \approx \sum_{k=1}^S \left(\sum_{l=1}^L \alpha_{v,l} c_{v,k} b_l + u_{v,k}^i \right) \times \left(\sum_{l=1}^L \alpha_{v,l} c_{v,k} + u_{v,k} \right), 1 \leq i \leq q_2 \quad (9)$$

式中: $\alpha_{v,i}$ 为第 v 帧符号的持续时间内的信道增益; $c_{v,k}$ 为第 v 帧符号的第 k 个混沌码片; $u_{v,k}^i$ 为 i 号先激活载波对应的噪声; $u_{v,k}$ 为参考载波对应的噪声。

$u_{v,k}^i$ 和 $u_{v,k}$ 的均值为 0, 方差为 $(N_0 + N_1)/(4g)$, $N_1/2 = (N_0/2) \cdot \zeta$, 即 $N_1 = N_0 \zeta$ [24], 其中 N_0 和 N_1 分别为加性高斯白噪声的功率谱密度和电力线信道的功率谱密度。

因此, 当脉冲噪声和背景噪声都存在的情况下, $Q_{v,i}$ 的均值和方差分别为

$$E(Q_{v,i}) \approx \sum_{l=1}^L \alpha_{v,l}^2 E_c^v b_l = \mu_1^l \quad (10)$$

$$\text{Var}(Q_{v,i}) \approx \sum_{l=1}^L \alpha_{v,l}^2 E_c^v \left(\frac{N_0 + N_1}{2g} \right) + \frac{(N_0^2 + N_1^2)S}{16g^2} = \sigma_1^l \quad (11)$$

式中: $E_c^v = \sum_{k=1}^S c_{v,k}^2$ 代表在第 v 帧内混沌序列的能量;

b_l 为比特序列中的第 i 个比特; μ_1^l 和 σ_1^l 分别为脉冲噪声和背景噪声都存在时 $Q_{v,i}$ 的均值和方差。

而信道中无脉冲噪声只有背景噪声时 $Q_{v,i}$ 的均值和方差分别为

$$E(Q_{v,i}) \approx \sum_{l=1}^L \alpha_{v,l}^2 E_c^v b_l = \mu_1 \quad (12)$$

$$\text{Var}(Q_{v,i}) \approx \sum_{l=1}^L \alpha_{v,l}^2 E_c^v \left(\frac{N_0}{2g} \right) + \frac{N_0^2 S}{16g^2} = \sigma_1 \quad (13)$$

式中: μ_1 和 σ_1 分别为无脉冲噪声只有背景噪声存在时 $Q_{v,i}$ 的均值和方差。

2.1.2 后激活载波

在第 v 帧符号的持续时间, 由开关控制序列选择的 j 号后激活载波对应相关器的输出值为 $Q_{v,j}$, 其表达式如式(14)所示。

$$Q_{v,j} \approx \sum_{j=1}^S \left(\sum_{l=1}^L \alpha_{v,l} c_{v,k} b_j + u_{v,k}^j \right) \times \left(\sum_{l=1}^L \alpha_{v,l} c_{v,k} + u_{v,k} \right) (1 \leq j \leq q_3) \quad (14)$$

式中: $u_{v,k}^j$ 为 j 号后激活载波对应的噪声, $u_{v,k}^j$ 的均值为 0, 方差为 $(N_0 + N_1)/(4g)$ 。因此, 当脉冲噪声和背景噪声都存在的情况下, $Q_{v,j}$ 的均值和方差分别为

$$E(Q_{v,j}) \approx \sum_{l=1}^L \alpha_{v,l}^2 E_c^v b_j = \mu_2^l \quad (15)$$

$$\text{Var}(Q_{v,j}) \approx \sum_{l=1}^L \alpha_{v,l}^2 E_c^v \left(\frac{N_0 + N_1}{2g} \right) + \frac{(N_0^2 + N_1^2)S}{16g^2} = \sigma_2^l \quad (16)$$

式中: μ_2^l 和 σ_2^l 分别为脉冲噪声和背景噪声都存在

时 $Q_{v,j}$ 的均值和方差。

而无脉冲噪声只有背景噪声时 $Q_{v,j}$ 的均值和方差分别为

$$E(Q_{v,j}) \approx \sum_{l=1}^L \alpha_{v,l}^2 E_c^v b_j = \mu_2 \quad (17)$$

$$\text{Var}(Q_{v,j}) \approx \sum_{l=1}^L \alpha_{v,l}^2 E_c^v \frac{N_0}{2g} + \frac{N_0^2 S}{16g^2} = \sigma_2 \quad (18)$$

式中: μ_2 和 σ_2 分别为无脉冲噪声只有背景噪声存在时 $Q_{v,j}$ 的均值和方差。

2.2 误比特率分析

当采用 Bernoulli-Gaussian 过程建模电力线信道噪声时 [10, 23], DCSK 信号在 PLC 信道中传输时的总误比特率表示为

$$P_e^T = pP_e^I + (1-p)P_e \quad (19)$$

式中: P_e^T 是系统的总误比特率; P_e^I 是系统在脉冲噪声和背景噪声都存在情况下的误比特率; P_e 是系统在无脉冲噪声只有背景噪声存在时的误比特率。一帧中, q 个传输比特分为 3 种, 即 q_1 个索引比特、 q_2 个先调制比特和 q_3 个后调制比特, 即 $q = q_1 + q_2 + q_3$ 。因此, 系统误比特率由索引比特错误率和调制比特错误率组成, 由此得到系统在信道中脉冲噪声和背景噪声都存在以及信道中无脉冲噪声只有背景噪声时的误比特率分别为

$$P_e^I = \frac{q_1}{q} P_{in}^I + \frac{(q_2 + q_3)}{q} P_{mod}^I \quad (20)$$

$$P_e = \frac{q_1}{q} P_{in} + \frac{(q_2 + q_3)}{q} P_{mod} \quad (21)$$

式中: P_{in}^I 和 P_{mod}^I 分别为脉冲噪声和背景噪声都存在时的索引比特错误率和调制比特错误率; P_{in} 和 P_{mod} 分别为无脉冲噪声只有背景噪声时的索引比特错误率和调制比特错误率。

1) 索引比特错误率分析

在索引比特解调的过程中, 当先激活载波的相关值的最小绝对值小于后激活载波相关值的最大绝对值时, 就会发生错误。由此可推导出索引符号的错误率 P_{ci}^I 为

$$P_{ci}^I = 1 - \Pr(|Q_{v,i}^I|_{\min} > |Q_{v,j}^I|_{\max}) = 1 - \int_0^{+\infty} F_{|Q_{v,i}^I|_{\min}}(x) f_{|Q_{v,j}^I|_{\max}}(x) dx \quad (22)$$

式中: $|Q_{v,i}^I|_{\min}$ 是对所有先激活载波相关器的输出值先取绝对值再取最小值; $|Q_{v,j}^I|_{\max}$ 是对所有后激活载波相关器的输出值先取绝对值再取最大值;

$F_{|Q_{v,j}^I|_{\max}}(x)$ 是 $|Q_{v,j}^I|_{\max}$ 的累积分布函数(cumulative distribution function, CDF); $f_{|Q_{v,j}^I|_{\min}}(x)$ 是 $|Q_{v,j}^I|_{\min}$ 的概率密度函数(probability density function, PDF)。由于 $|Q_{v,i}^I|_{\min}$ 和 $|Q_{v,j}^I|_{\max}$ 分别是最小阶统计量和最大阶统计量, 可推导出

$$F_{|Q_{v,j}^I|_{\max}}(x) = \left[F_{|Q_{v,j}^I|}(x) \right]^{m-q_2} \quad (23)$$

$$F_{|Q_{v,j}^I|_{\min}}(x) = q_2 \cdot f_{|Q_{v,j}^I|}(x) \left[1 - F_{|Q_{v,j}^I|}(x) \right]^{q_2-1} \quad (24)$$

式中: $F_{|Q_{v,j}^I|}(x)$ 为 j 号后激活载波对应相关器输出值绝对值的累积分布函数; $f_{|Q_{v,i}^I|}(x)$ 和 $F_{|Q_{v,j}^I|}(x)$ 分别为 i 号先激活载波对应相关器输出值绝对值的概率密度函数和累积分布函数。由于 $|Q_{v,i}^I|$ 和 $|Q_{v,j}^I|$ 都服从折叠正态分布, 根据折叠正态分布的特点, $F_{|Q_{v,j}^I|}(x)$ 、 $F_{|Q_{v,i}^I|}(x)$ 和 $f_{|Q_{v,j}^I|}(x)$ 可以分别由 $|Q_{v,j}^I|$ 和 $|Q_{v,i}^I|$ 的均值和方差推导出, 如下所示:

$$F_{|Q_{v,j}^I|}(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{x - \mu_2^I}{\sqrt{2\sigma_2^I}} \right) + \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{x + \mu_2^I}{\sqrt{2\sigma_2^I}} \right) \quad (25)$$

$$F_{|Q_{v,i}^I|}(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{x - \mu_1^I}{\sqrt{2\sigma_1^I}} \right) + \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{x + \mu_1^I}{\sqrt{2\sigma_1^I}} \right) \quad (26)$$

$$f_{|Q_{v,j}^I|}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1^I}} \times \left(\exp \left[-\frac{(x - \mu_1^I)^2}{2\sigma_1^I} \right] + \exp \left[-\frac{(x + \mu_1^I)^2}{2\sigma_1^I} \right] \right) \quad (27)$$

将式(25)代入式(23), 式(26)、式(27)代入式(24), 可得到 $F_{|Q_{v,j}^I|_{\max}}(x)$ 和 $F_{|Q_{v,j}^I|_{\min}}(x)$ 的表达式, 再将它们代入式(22), 则得到索引符号在脉冲噪声和背景噪声都存在时的错误率 P_{ei}^I , 如附录 A 式(A1)所示。与 P_{ei}^I 的推导类似, 当 $N_1 = 0$, 可得索引符号在无脉冲噪声只有背景噪声存在时的错误率 P_{ei} , 如附录 A 式(A5)所示。

因此, 在 PLC 信道下, 当脉冲噪声和背景噪声都存在时, 系统的索引比特错误率可表示为

$$P_{in}^I = \frac{P_{ei}^I}{q_1} \quad (28)$$

而当信道中无脉冲噪声只有背景噪声时, 系统的索引比特错误率可表示为

$$P_{in} = \frac{P_{ei}}{q_1} \quad (29)$$

2) 调制比特错误率分析

在恢复调制比特的过程中, 要考虑索引比特的错误率、DCSK 信号 P_{x1}^I 和经过时间分集奇偶变换后的 DCSK 信号 P_{x2}^I 的影响, 当脉冲噪声和背景噪声都存在时, 调制比特的错误率 P_{mod}^I 和调制比特的符号错误率 P_{DCSK}^I 可分别表示为

$$P_{mod}^I = P_{DCSK}^I (1 - P_{ei}^I) + \frac{1}{2} P_{ei}^I \quad (30)$$

$$P_{DCSK}^I = \frac{q_2}{q_2 + q_3} P_{x1}^I + \left(\frac{q_3}{q_2 + q_3} \right) P_{x2}^I \quad (31)$$

$$P_{x1}^I = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{(q_2+1)(1+\zeta)}{gq\gamma_b} + \frac{(q_2+1)^2(1+\zeta)^2 S}{8g^2 q^2 \gamma_b^2} \right)}} \right] \quad (32)$$

$$P_{x2}^I = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{q_3(1+\zeta)}{gq\gamma_b} + \frac{q_3^2(1+\zeta)^2 S}{8g^2 q^2 \gamma_b^2} \right)}} \right] \quad (33)$$

式中: $\gamma_b = \frac{(q_2 + q_3 + 1)E_c^v}{qN_0} \sum_{i=1}^L \alpha_i^2$; $\zeta = N_1 / N_0$ 。

将式(32)、式(33)代入式(31)可得到当脉冲噪声和背景噪声都存在时的 P_{DCSK}^I , 再将得到的 P_{DCSK}^I 代入式(30)中即可得到在脉冲噪声和背景噪声都存在时的调制比特错误率 P_{mod}^I 。

当无脉冲噪声只有背景噪声存在时, 调制比特的错误率 P_{mod} 可计算为

$$P_{mod} = P_{DCSK} (1 - P_{ei}) + \frac{1}{2} P_{ei} \quad (34)$$

$$P_{DCSK} = \left(\frac{q_2}{q_2 + q_3} \right) P_{x1} + \left(\frac{q_3}{q_2 + q_3} \right) P_{x2} \quad (35)$$

$$P_{x1} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{(q_2+1)}{gq\gamma_b} + \frac{(q_2+1)^2 S}{8g^2 q^2 \gamma_b^2} \right)}} \right] \quad (36)$$

$$P_{x2} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{q_3}{gq\gamma_b} + \frac{q_3^2 S}{8g^2 q^2 \gamma_b^2} \right)}} \right] \quad (37)$$

将式(36)、式(37)代入式(35), 可得到只有背景噪声存在时的 P_{DCSK} , 再将得到的 P_{DCSK} 代入式(34)中即可得到无脉冲噪声只有背景噪声存在时的调制比特错误率 P_{mod} 。

3) 系统总的误比特率分析

将脉冲噪声和背景噪声都存在情况下的索引比特错误率 P_{in}^I 和调制比特错误率 P_{mod}^I 代入式(20), 可得到此种情况下的总误比特率 P_e^I 。将只有背景噪声存在情况下的索引比特错误率 P_{in} 和调制比特错误

率 P_{mod} 代入式(21), 可得到此种情况下的总误比特率 P_e 。再将 P_e^1 和 P_e 代入式(19)中即可得到 DM-TD-DCSK 在 PLC 信道上传输的总误比特率 P_e^T 。

若考虑 L 条独立同分布且衰落系数相等的瑞利衰落信道, 则 γ_b 的概率密度函数可表示为

$$f(\gamma_b) = \frac{\gamma_b^{L-1}}{(L-1)! \gamma_c^{-L}} \cdot \exp\left(-\frac{\gamma_b}{\gamma_c}\right) \quad (38)$$

式中: $\sum_{i=1}^L E[\alpha_i^2] = 1$; $\gamma_c = \frac{E_b}{N_0} \cdot E[\alpha_j^2] = \frac{E_b}{N_0} \cdot E[\alpha_i^2]$ ($j \neq i$) 是每个通道的平均信噪比; E_b 是每个比特的能量。

综上, DM-TD-DCSK 系统在 L 条瑞利衰落 PLC 信道上的平均误比特率可表示为

$$P_z = \int_0^{+\infty} P_e^T f(\gamma_b) d\gamma_b \quad (39)$$

式中: P_z 是电力线信道中多径瑞利衰落的平均比特错误率; P_e^T 是由式(15)推导的系统在 PLC 信道上的总误比特率。

2.3 能量效率和频谱效率分析

在混沌序列长度为 β 、发送载波数目为 m 的条件下, DCSK 方案、GCI-DCSK 方案和 DM-TD-DCSK 方案的能量效率和频谱效率分析如表 2 所示。DCSK 的能量效率为 $1/2E_c^v$, GCI-DCSK 的能量效率为 $(q_1 + q_2)/(q_2 + 1)E_c^v$, DM-TD-DCSK 的能量效率为 $(q_1 + q_2 + q_3)/(m+1)E_c^v$ 。DCSK 的频谱效率为 $1/(2\beta T_c)$, GCI-DCSK 的频谱效率为 $(q_1 + q_2)/((m+1)\beta T_c)$, DM-TD-DCSK 的频谱效率为 $(q_1 + q_2 + q_3)/((m+1)\beta T_c)$ 。由表 2 可知, DM-TD-DCSK 方案在频谱效率和能量效率方面均优于 DCSK 方案和 GCI-DCSK 方案。

表 2 DCSK、GCI-DCSK 和 DM-TD-DCSK 的能量效率和频谱效率分析

Table 2 Comparisons of energy efficiency and spectral efficiency between DCSK, GCI-DCSK, and DM-TD-DCSK

方案	能量效率	频谱效率
DCSK	$1/2E_c^v$	$1/(2\beta T_c)$
GCI-DCSK	$(q_1 + q_2)/(q_2 + 1)E_c^v$	$(q_1 + q_2)/((m+1)\beta T_c)$
DM-TD-DCSK	$(q_1 + q_2 + q_3)/(m+1)E_c^v$	$(q_1 + q_2 + q_3)/((m+1)\beta T_c)$

3 仿真结果与分析

此部分在多径瑞利衰落的电力线信道下, 对 DM-TD-DCSK 方案的 BER 性能进行了仿真。分析了不同参数对 DM-TD-DCSK 系统 BER 的影响, 并

在相同扩频因子下与 GCI-DCSK 和 DCSK 分别进行 BER 性能比较。仿真中, 考虑等增益的多径瑞利衰落信道, 路径数 L 为 3, 每一径的平均功率增益分别为 $E(\alpha_1^2) = E(\alpha_2^2) = E(\alpha_3^2)$, 各径的延时分别为 $\tau_1 = 0$, $\tau_2 = 2$, $\tau_3 = 5$ 。此外, 为展示本方案在不同扩频因子下的 BER 性能, 本文将图 3、图 6—图 8 的扩频因子 β 设置为 600, 图 4 和图 5 的扩频因子 β 设置为 800。

图 3 分析了 PLC 信道下不同脉冲噪声发生概率对 DM-TD-DCSK 方案 BER 性能的影响。仿真中将 S 设置为 30, β 设置为 600, 将脉冲噪声发生的概率 p 设为 4 种情况, 分别为 0.005、0.01、0.05 和 0.1。从图 3 中可以看出, 误比特率的仿真曲线和理论推导曲线能够较好地吻合, 证明了 BER 理论公式推导的正确性。当 p 为 0.005, 即脉冲噪声发生的概率最小时, 系统的 BER 性能最好, 能降低到 10^{-3} 以下, 接近 10^{-4} 。随着 p 的增大, 系统的 BER 性能逐渐变差, 这是由于随着 p 的增大, 信道中的脉冲噪声增多, 信号受到的干扰随之增大, 导致系统的误比特率上升。

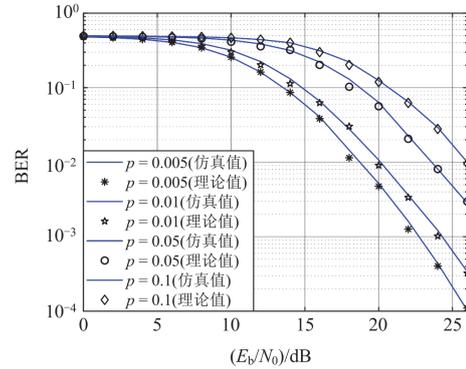


图 3 p 变化对 DM-TD-DCSK 方案 BER 性能的影响
Fig. 3 BER performance of DM-TD-DCSK with different p

图 4 研究了不同分集次数 g 对 DM-TD-DCSK 方案 BER 性能的影响, 仿真中将扩频因子 β 设置为 800, 脉冲噪声的发生概率 p 设置为 0.01, 分集次数 g 分别为 4、5、10 和 20。从图中可以看出, 当信噪比(signal to noise ratio, SNR)为 26 dB 时, 随着分集次数从 4 增加到 20, 系统所对应的 BER 依次降低。这是由于对发送信号进行分集操作, 改善了系统中的噪声, 有效提高了系统的 BER 性能, 且分集次数越多, BER 性能的提高越明显。

图 5 研究了不同混沌码片数 S 对系统 BER 性能的影响情况, 仿真中分集次数 g 固定为 5, 而 S 分别取 20、40、60 和 80。如图 5 所示, 当 SNR 为 26 dB

时, 随着混沌码片数 S 从 20 增加到 80, 系统的扩频因子依次为 200、400、600 和 800, 系统的 BER 逐渐增大, BER 性能逐渐变差。

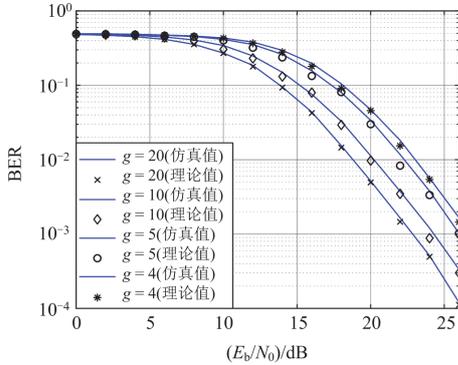


图 4 分集次数 g 对 DM-TD-DCSK 方案 BER 性能的影响
Fig. 4 BER performance of DM-TD-DCSK with different g

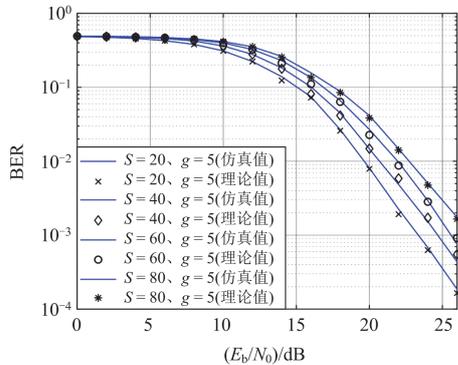


图 5 码片数 S 对 DM-TD-DCSK 方案 BER 性能的影响
Fig. 5 BER performance of DM-TD-DCSK with different S

图 6 研究了不同路径数 L 对 DM-TD-DCSK 方案 BER 性能的影响, 仿真中将扩频因子 β 设置为 600, 载波数目为 12, 脉冲噪声概率 p 设置为 0.01, 分集次数 g 为 10, 路径数 L 分别为 3、4 和 5。可以看出, 当信噪比为 26 dB 时, 随着路径数从 3 增加到 5, 系统所对应的 BER 性能逐渐得到改善。

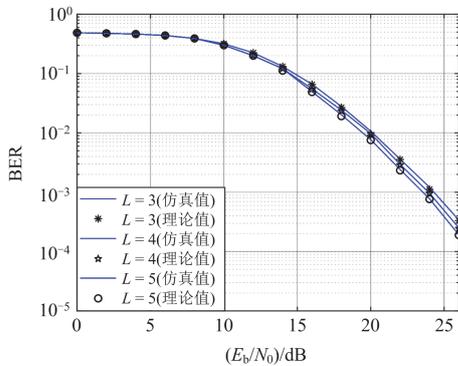


图 6 不同路径数 L 对 DM-TD-DCSK 方案 BER 性能的影响
Fig. 6 BER performance of DM-TD-DCSK with different L

在电力线信道下 DM-TD-DCSK 与 DCSK 的 BER 性能比较如图 7 所示。仿真中将两种方案的扩频因子 β 均设为 600, 分集次数 g 设为 10, p 分别取 0.005、0.01、0.05 和 0.1。可以看出, 在 p 取不同值的情况下, DM-TD-DCSK 的 BER 性能均优于 DCSK。并且当 SNR 大于 18 dB 时, DCSK 的 BER 下降变缓。证明 DM-TD-DCSK 在 PLC 信道中的 BER 性能明显优于 DCSK 系统, 该方案拥有较强的抗脉冲噪声的能力。

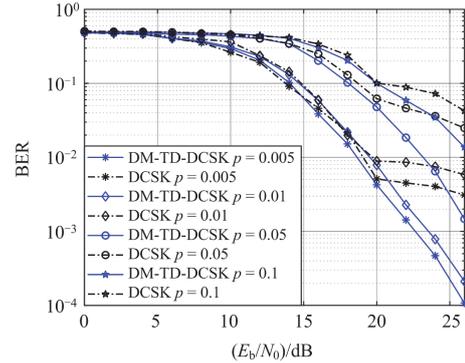


图 7 电力线信道下 DM-TD-DCSK 方案与 DCSK 系统的 BER 性能对比

Fig. 7 BER performance comparison between DM-TD-DCSK and DCSK over power line channel

在电力线信道下 DM-TD-DCSK 与 GCI-DCSK 的 BER 性能比较如图 8 所示。仿真中将两种方案的扩频因子 β 均设为 600, 载波数均设置为 12, DM-TD-DCSK 的分集次数 g 设为 10, p 分别取 0.005、0.01、0.05 和 0.1。可以看出, 当 p 取 4 种值的情况下, DM-TD-DCSK 的 BER 性能总是优于 GCI-DCSK。证明 DM-TD-DCSK 在 PLC 信道中的 BER 性能明显优于 GCI-DCSK 系统, 具有较强的抗脉冲噪声的能力。

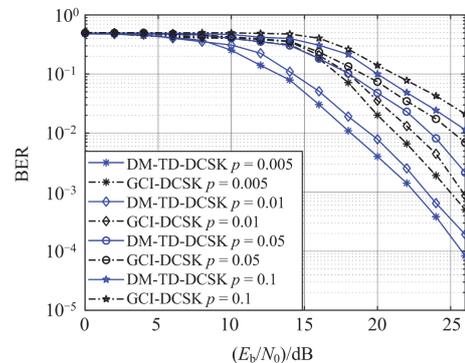


图 8 电力线信道下 DM-TD-DCSK 方案与 GCI-DCSK 系统的 BER 性能对比

Fig. 8 BER performance comparison between DM-TD-DCSK and GCI-DCSK over power line channel

4 结论

针对电力线信道中存在的背景噪声、脉冲噪声和多径衰落等现象, 本文提出了一种 DM-TD-DCSK 方案。该方案采用双模式索引调制技术和时间分集技术, 将除参考载波外的所有载波分为先后激活载波全部用于信息传输, 并通过多次发送获得分集增益, 有效提高了系统的频谱效率、能量效率和 BER 性能。然而, 两种技术同时也增大了 DM-TD-DCSK 发送机和接收机的复杂度。本文推导了 DM-TD-DCSK 方案的 BER 理论公式并通过仿真验证了理论公式的正确性。本文还研究了系统各参数与 BER 性能的关系。分集次数 g 的增大能够有效降低系统的 BER, 且混沌序列码片数 S 的适当减小也能够有效降低系统的 BER。在扩频因子相同的条件下, 通过对 DM-TD-DCSK、DCSK 和 GCI-DCSK 在 PLC 信道中 BER 性能进行比较, 证明 DM-TD-DCSK 系统具有较优的传输能力。

附录 A

当脉冲噪声和背景噪声都存在时索引符号的

$$P_{ei}^I = 1 - \frac{q_2}{\sqrt{\pi \left(\frac{q\gamma_b(1+\zeta)}{g(q_2+q_3+1)} + \frac{(1+\zeta)^2 S}{8g^2} \right)}} \times \int_0^{+\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left[\frac{x - \frac{q\gamma_b}{q_2+q_3+1}}{\sqrt{\frac{q\gamma_b(1+\zeta)}{g(q_2+q_3+1)} + \frac{(1+\zeta)^2 S}{8g^2}}} \right] + \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left[\frac{x + \frac{q\gamma_b}{q_2+q_3+1}}{\sqrt{\frac{q\gamma_b(1+\zeta)}{g(q_2+q_3+1)} + \frac{(1+\zeta)^2 S}{8g^2}}} \right] \times \left[\exp \left[-\frac{\left(x - \frac{q\gamma_b}{q_2+q_3+1} \right)^2}{\frac{q\gamma_b(1+\zeta)}{g(q_2+q_3+1)} + \frac{(1+\zeta)^2 S}{8g^2}} \right] + \exp \left[-\frac{\left(x + \frac{q\gamma_b}{q_2+q_3+1} \right)^2}{\frac{q\gamma_b(1+\zeta)}{g(q_2+q_3+1)} + \frac{(1+\zeta)^2 S}{8g^2}} \right] \right] \times \quad (A1)$$

$$\left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{x - \frac{q\gamma_b}{q_2+q_3+1}}{\sqrt{\frac{q\gamma_b(1+\zeta)}{g(q_2+q_3+1)} + \frac{(1+\zeta)^2 S}{8g^2}}} \right] + \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{x + \frac{q\gamma_b}{q_2+q_3+1}}{\sqrt{\frac{q\gamma_b(1+\zeta)}{g(q_2+q_3+1)} + \frac{(1+\zeta)^2 S}{8g^2}}} \right] \right]^{q_2-1} dx$$

$$F_{|Q_{v,j}|}(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left[\frac{x - E_c^v b_{v,j}}{\sqrt{\sum_{l=1}^L \alpha_{v,l}^2 E_c^v \frac{N_0}{g} + \frac{N_0^2 S}{8g^2}}} \right] + \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left[\frac{x + E_c^v b_{v,j}}{\sqrt{\sum_{l=1}^L \alpha_{v,l}^2 E_c^v \frac{N_0}{g} + \frac{N_0^2 S}{8g^2}}} \right] \quad (A2)$$

错误率 P_{ei}^I 和当无脉冲噪声只有背景噪声存在时索引符号的错误率 P_{ei} 的具体推导过程如下所述。

1) P_{ei}^I 的推导: 将式(25)代入式(23), 式(26)和式(27)分别代入式(24)中, 可得到 $F_{|Q_{v,j}|_{\max}}(x)$ 和 $F_{|Q_{v,j}|_{\min}}(x)$ 的表达式。之后, 将 $F_{|Q_{v,j}|_{\max}}(x)$ 和 $F_{|Q_{v,j}|_{\min}}(x)$ 代入式(22), 则可得到索引符号在脉冲噪声和背景噪声都存在时的错误率 P_{ei}^I , 如式(A1)所示。

2) P_{ei} 的推导: P_{ei} 代表当信道中无脉冲噪声只有背景噪声存在时索引符号的错误率, 其推导过程类似于 P_{ei}^I 的推导过程。当 $N_l = 0$ 时, 可得索引符号在无脉冲噪声只有背景噪声存在时的 j 号后激活载波对应相关器输出的绝对值的累积分布函数 $F_{|Q_{v,j}|}(x)$ 和 i 号先激活载波对应相关器输出的绝对值的累积分布函数 $F_{|Q_{v,i}|}(x)$ 、概率密度函数 $f_{|Q_{v,j}|}(x)$ 的公式, 分别如式(A2)、式(A3)和式(A4)所示。

将 $F_{|Q_{v,j}|}(x)$ 、 $F_{|Q_{v,i}|}(x)$ 和 $f_{|Q_{v,j}|}(x)$ 代入到式(22)中可得当信道中无脉冲噪声只有背景噪声存在时索引符号的错误率 P_{ei} , 如式(A5)所示。

$$F_{|Q_{v,i}|}(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{x - E_c^v b_{v,i}}{\sqrt{\sum_{l=1}^L \alpha_{v,l}^2 E_c^v \frac{N_0}{g} + \frac{N_0^2 S}{8g^2}}} \right) + \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{x + E_c^v b_{v,i}}{\sqrt{\sum_{l=1}^L \alpha_{v,l}^2 E_c^v \frac{N_0}{g} + \frac{N_0^2 S}{8g^2}}} \right) \quad (\text{A3})$$

$$f_{|Q_{v,i}|}(x) = \frac{1}{\sqrt{\sum_{l=1}^L \alpha_{v,l}^2 \pi \left(E_c^v \frac{N_0}{g} + \frac{N_0^2 S}{8g^2} \right)}} \times \left(\exp \left[\frac{(x - E_c^v b_{v,i})^2}{\sum_{l=1}^L \alpha_{v,l}^2 E_c^v \frac{N_0}{g} + \frac{N_0^2 S}{8g^2}} \right] + \exp \left[\frac{(x + E_c^v b_{v,i})^2}{\sum_{l=1}^L \alpha_{v,l}^2 E_c^v \frac{N_0}{g} + \frac{N_0^2 S}{8g^2}} \right] \right) \quad (\text{A4})$$

$$P_{ci} = 1 - \frac{q_2}{\sqrt{\pi \left(\frac{q\gamma_b}{g(q_2 + q_3 + 1)} + \frac{S}{8g^2} \right)}} \times \int_0^{+\infty} \left[\frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{x - \frac{q\gamma_b}{q_2 + q_3 + 1}}{\sqrt{\frac{q\gamma_b}{g(q_2 + q_3 + 1)} + \frac{S}{8g^2}}} \right) + \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{x + \frac{q\gamma_b}{q_2 + q_3 + 1}}{\sqrt{\frac{q\gamma_b}{g(q_2 + q_3 + 1)} + \frac{S}{8g^2}}} \right) \right]^{m-q_2} \times \left(\exp \left[-\frac{\left(x - \frac{q\gamma_b}{q_2 + q_3 + 1} \right)^2}{\frac{q\gamma_b}{g(q_2 + q_3 + 1)} + \frac{S}{8g^2}} \right] + \exp \left[-\frac{\left(x + \frac{q\gamma_b}{q_2 + q_3 + 1} \right)^2}{\frac{q\gamma_b}{g(q_2 + q_3 + 1)} + \frac{S}{8g^2}} \right] \right) \times \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{x - \frac{q\gamma_b}{q_2 + q_3 + 1}}{\sqrt{\frac{q\gamma_b}{g(q_2 + q_3 + 1)} + \frac{S}{8g^2}}} \right) + \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{x + \frac{q\gamma_b}{q_2 + q_3 + 1}}{\sqrt{\frac{q\gamma_b}{g(q_2 + q_3 + 1)} + \frac{S}{8g^2}}} \right) \right]^{q_2-1} dx \quad (\text{A5})$$

参考文献

- [1] GALLI S, SCAGLIONE A, WANG Z. For the grid and through the grid: the role of power line communications in the smart grid[J]. Proceedings of the IEEE, 2011, 99(6): 998-1027.
- [2] 曹旺斌, 高莹, 梁晓林, 等. 基于倒 L 型匹配衰减器的宽带 PLC 信号阻抗匹配[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(23): 159-166.
CAO Wangbin, GAO Ying, LIANG Xiaolin, et al. Broadband PLC signal impedance matching based on an inverted L-type matched attenuator[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(23): 159-166.
- [3] VERMA N, KUMAR N, GUPTA S, et al. Review of sub-synchronous interaction in wind integrated power systems: classification, challenges, and mitigation techniques[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2023, 8(2): 1-26.
- [4] 严康, 陆艺丹, 覃芳璐, 等. 配电网用户侧异构电力物联设备网络风险量化评估[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(11): 64-76.
YAN Kang, LU Yidan, QIN Fanglu, et al. Network security risk assessment of UPIDs in the distribution system[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(11): 64-76.
- [5] 黄宇翔, 陈皓勇, 牛振勇, 等. 基于“能量-信息-价值”三层网络的虚拟电厂架构及运行关键技术综述[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(24): 169-187.
HUANG Yuxiang, CHEN Haoyong, NIU Zhenyong, et al. A review of virtual power plant architecture and key operational technologies based on a “energy-information-value” three-layer network[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(24): 169-187.
- [6] 徐位凯, 王德清, 王琳. 矢量多载波多元差分混沌移位键控在水声信道下的性能研究[J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版), 2020, 32(5): 719-725.
XU Weikai, WANG Deqing, WANG Lin. Vector

- multicarrier M-ary differential chaos shift keying for underwater acoustic communication[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2020, 32(5): 719-725.
- [7] LIN Zixian, XU Weikai, SUN Haixin, et al. A hybrid DCSK scheme combining cyclic shift keying and code index modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2023, 27(9): 2303-2307.
- [8] KANG Peng, ZHU Ziqiang, LIN Zhijian, et al. Design of chaotic-based PPM-PI-DCSK modulation for wireless communications[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2023, 12(10): 1662-1666.
- [9] ZHANG Gang, CHEN Xibiao, HU Yanan. Singular value decomposition optimizes multi-level orthogonal code index modulation DCSK system[J]. IEEE Communications Letters, 2024.
- [10] KADDOUM G, TADAYON N. Differential chaos shift keying: a robust modulation scheme for powerline communications[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2017, 66(1): 31-35.
- [11] CAI Xiangming, XU Weikai, WANG Lin, et al. Design of joint position and constellation mapping assisted DCSK scheme subject to Laplacian impulsive noise[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(2): 463-467.
- [12] 苗美媛, 田峰, 王琳, 等. 针对电力线通信信道下脉冲噪声的鲁棒混沌传输系统优化设计综述[J]. 电子与信息学报, 2024(5): 1761-1773.
- MIAO Meiyuan, TIAN Feng, WANG Lin, et al. Survey on optimised design of robust chaotic transmission systems for impulsive noise under power line communication channels[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2024(5): 1761-1773.
- [13] 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.
- [14] 柳粟杰, 杨烈君, 谢肇鹏. 一种 M 进制短参考置换索引的差分混沌移位键控系统[J]. 半导体光电, 2024, 45(3): 485-492.
- LIU Sujie, YANG Liejun, XIE Zhaopeng. Differential chaos shift keying system with M-ary short reference permutation index[J]. Semiconductor Optoelectronics, 2024, 45(3): 485-492.
- [15] 杨华, 王宇, 徐思远, 等. 跳时短参考载波索引差分混沌移位键控通信方案[J]. 通信学报, 2022, 43(3): 113-123.
- YANG Hua, WANG Yu, XU Siyuan, et al. Time hopping short reference carrier index differential chaos shift keying communication scheme[J]. Journal on Communications, 2022, 43(3): 113-123.
- [16] CHENG Guixian, CHEN Xuan, LIU Wansong, et al. GCI-DCSK: generalized carrier index differential chaos shift keying modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2019, 23(11): 2012-2016.
- [17] CAI Xiangming, XU Weikai, HONG Shaohua, et al. General carrier index aided dual-mode differential chaos shift keying with full mapping: design and optimization[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(11): 1665-1677.
- [18] KADDOUM G, SOUJERI E. NR-DCSK: a noise reduction differential chaos shift keying system[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2016, 63(7): 648-652.
- [19] 阎昕宇, 杨华, 徐思远, 等. 降噪载波索引差分混沌键控通信系统[J]. 北京邮电大学学报, 2022, 45(3): 74-80.
- YAN Xinyu, YANG Hua, XU Siyuan, et al. Noise reduction carrier index differential chaos shift keying modulation system[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2022, 45(3): 74-80.
- [20] MIAO Meiyuan, WANG Lin, CHEN Guanrong, et al. Design and analysis of replica piecewise M-ary DCSK scheme for power line communications with asynchronous impulsive noise[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2020, 67(12): 5443-5453.
- [21] ALAM M M, ISLAM M R, KOOHESTANI M, et al. Prediction of time diversity gain for earth-to-satellite microwave link design based on real time rain intensity measurement[J]. IEEE Access, 2023, 11: 53588-53597.
- [22] BORA A S, PHAN K T, HONG Y. Diversity analysis of OTFS over block time-varying channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(9): 14062-14067.
- [23] GHOSH M. Analysis of the effect of impulse noise on multicarrier and single carrier QAM systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 1996, 44(2): 145-147.
- [24] OUYANG Shuiqing, LIU Guojin, HUANG Tiancong, et al. Impulsive noise suppression network for power line communication[J]. IEEE Communications Letters, 2024, 28(11): 2628-2632.

收稿日期: 2025-02-24; 修回日期: 2025-05-30

作者简介:

代洲(1987—),男,博士,副教授,高级工程师,研究方向为智能电网、装备制造; E-mail: daizhou87@qq.com

程桂仙(1986—),女,通信作者,博士,副教授,研究方向为电力线通信、无线传感网络; E-mail: chgx86@126.com

(编辑 魏小丽)