

电力线通信中的基于峰值估计和反馈补偿的自适应噪声抑制

谭周文¹, 刘宏立¹, 詹杰², 马子骥¹, 刘述钢²

(1. 湖南大学电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082; 2. 湖南科技大学物电学院, 湖南 湘潭 411201)

摘要: 针对传统消隐限幅门限依赖于噪声特征参数及门限偏差较大的问题, 提出一种基于峰值估计和反馈补偿的自适应电力线噪声抑制 (ANMPEFC) 算法。采用 SLM 映射预处理方法降低发射信号 PAPR, 提出利用峰值信息对接收信号进行脉冲频率估计的方法, 建立了峰值频率与脉冲特征之间的关系, 根据估计脉冲频率对接收信号自适应选择峰值消隐和反馈补偿方法进行处理, 在门限偏差条件下对提出算法与现有算法性能进行了分析。结果表明, 所提噪声抑制算法能应用于未知噪声特征的电力线脉冲噪声环境中, 性能优于现有的脉冲噪声抑制算法。

关键词: 电力线通信; 峰值估计; 脉冲噪声; 反馈补偿; OFDM; 消隐

中图分类号: TP911, TM73

文献标识码: A

Adaptive noise mitigation based on peak estimate and feedback compensation in power line communication

TAN Zhou-wen¹, LIU Hong-li¹, ZHAN Jie², MA Zi-ji¹, LIU Shu-gang²

(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China;

2. College of Physics and Electronic Science, Hunan University of Science and Technology, Xiangtan 411201, China)

Abstract: According to the problem that the threshold for traditional blanking depends on the characteristic parameters of noise and exist large deviation, an adaptive noise mitigation algorithm based on peak estimate and feedback compensation (ANMPEFC) in power line communication was proposed. First, SLM mapping preprocessing method was employed to reduce the PAPR of emission signal, peak information was used to estimate the frequency of the received signal and the relationship between peak frequency and impulse characteristics was established. Next, received signal was processed by blanking block and feedback compensation block adaptively according to estimated pulse frequency. Finally, performance of proposed algorithm and existing algorithms were analyzed based on threshold deviation. According to the results from simulation, it is clearly demonstrated that the proposed ANMPEFC can work in power line impulse noise environment without knowing the noise characteristics and has better performance in contrast to existing impulse noise suppression algorithm.

Key words: power line communication, peak estimation, impulse noise, feedback compensation, OFDM, blanking

1 引言

电力线通信由于可直接利用现有电力网络进行通信而引起了人们极大的兴趣, 在智能电网中,

主要用于电力传输, 在其上存在变化的线路阻抗, 频率选择性衰落以及各种噪声, 因而电力线不适合用来进行信号的传输。为了克服电力线通信的各种缺陷, 正交频分复用 (OFDM) 技术已被用于高速

收稿日期: 2017-04-28; 修回日期: 2017-11-14

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61771191, No.61540012); 中央高校基本科研基金资助项目 (No.1053214004); 湖南省自然科学基金资助项目 (No.2017JJ2052, No.2015JJ2060); 教育部产学研合作协同育人基金资助项目 (No.201601004010); 湖南省普通高校教学改革研究基金资助项目 (No.XJT2016-400)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61771191, No.61540012), The Fundamental Research Fund for the Central Universities(No.1053214004), The Natural Science Foundation of Hunan Province (No.2017JJ2052, No.2015JJ2060) Ministry of Education Cooperative Education Project (No.201601004010), Teaching Reform Project of Hunan Ordinary colleges and Universities (No.XJT2016-400)

通过电力线通信进行远程电网配置、动态定价以及先进的计量和负载控制已成为可能^[1]。现存电力线

电力线通信的主要技术^[2]。OFDM 技术把信道划分成若干个子信道, 各子信道相互正交且频谱相互交

叠, 具有频谱利用率高、能够有效对抗频率选择性衰落和噪声干扰的特点, 已成为多个电力线通信标准的调制技术^[3]。噪声干扰是影响电力线通信性能最关键的因素之一^[4], 其时刻存在于电力线环境中, 会增加信号的误码率, 降低通信的质量, 严重时可能导致通信完全失效。电力线上的噪声一般可以分为 5 种类型, 分别是有色背景噪声、窄带噪声、异步于工频的周期脉冲噪声、同步于工频的周期脉冲噪声以及异步脉冲噪声, 前 3 种噪声特征随时间变化而缓慢变化, 因而称其为背景噪声, 后 2 种噪声随时间变化波动较大称为脉冲噪声^[5,6]。背景噪声的平均功率较小, 但是频谱很宽且持续存在, 有可能部分或完全覆盖信号频谱。脉冲噪声对通信系统的性能损害最大, 它主要由电力线上开关的瞬变引起, 脉冲时间从微秒到毫秒不等^[7], 其功率谱密度常常超过背景噪声功率谱密度 10~15 dB, 最高达到 50 dB。由于其干扰幅度大, 持续时间短, 且具有随机性, 在数据传输中会产生突发比特错误, 严重影响通信系统的性能^[8]。

为了抑制脉冲噪声, 不同文献提出了各种对脉冲噪声进行抑制的方法。文献[9,10]提出了传统的消隐限幅 (blinking/clipping) 脉冲噪声抑制方法, 这些方法在时域对接收信号进行消隐、限幅操作。这些方法实现方便, 复杂度比较低, 缺点是需要预先知道噪声的状态信息, 当电力线噪声表现出瞬变特性时, 噪声特征参数的微小变化将引起噪声抑制性能的急剧下降。Ndo 等^[11,12]提出了另一种基于检测理论的自适应门限估计方法, 该方法能够根据矩估计方法得到的噪声参数自适应地计算噪声的消隐门限, 但它使电路的复杂性和计算量增加^[13], 噪声抑制的性能也大大降低。文献[14]提出了一种不需要噪声特征参数降低脉冲噪声的方法, 对 OFDM 解调信号在频域进行脉冲噪声补偿, 通过迭代方法降低通信系统的脉冲噪声, 该方法对轻度脉冲噪声能产生较好的抑制效果, 当脉冲噪声幅度增加或使用高阶调制时, 噪声抑制效果将大大降低, 不能根据噪声变化自适应调整抑制算法。文献[15, 16]提出了一种不需脉冲噪声参数的噪声抑制方法, 该方法利用脉冲噪声在时域上的稀疏特性, 用接收信号的零载波对脉冲噪声进行估计, 但该方法的应用受限于离散傅里叶变换计算的大小以及零子载波的个数²⁰¹⁷²⁸³⁻²。在通常情况下该条件很难满足, 且计算复杂度比较大。文献[17]提出了一种 OFDM 电力线信道的时频域脉冲噪声消除算法, 该算法利用频域冗余对被脉冲噪声污染的样本进行恢复, 其去噪性能取决于脉

冲噪声处理阈值的选取。文献[18]提出了基于负熵的分数低阶独立分量分析 (ICA) 算法去除混合噪声中的脉冲噪声, 能保护混合信号中的纯净信号, 且不需噪声的特征参数, 但其实现的噪声抑制效果有限。

综上所述, 针对电力线通信中存在脉冲噪声的情况, 各种噪声抑制算法各有优缺点, 同一种方法在处理不同脉冲噪声时性能差别很大。为了达到系统的最佳性能, 需要根据不同的脉冲噪声情况自适应采用不同的噪声抑制算法。此外, 在实际通信情况地下, 噪声的特征参数常常不可预知, 即使获得了噪声的特征参数, 在时变电力信道环境下, 噪声特征参数也会随时间发生变化, 在这种情况下, 依赖于噪声特征参数的噪声抑制算法性能将大大降低。基于以上这些情况, 本文提出一种基于峰值估计和反馈补偿的自适应噪声抑制方法 (ANMPEFC, adaptive noise mitigation based on peak estimation and feedback compensation), 该算法的实现不依赖于噪声特征参数, 能适应噪声特征不稳定的噪声环境, 同时, 根据不同噪声情况, 系统能自适应地选择不同噪声抑制方法进行噪声处理。首先, 对发送信号应用选择性映射方式 (SLM) 降低信号峰均功率比 (PAPR), 使发送 OFDM 符号的幅值变化降低, 同时将每一个 OFDM 信号的峰值信号编码发出。其次, 对接收信号进行峰值频率估计, 根据估计的不同峰值频率信息对接收信号进行不同的噪声抑制处理。为了评估算法的性能, 本文搭建了背景噪声和脉冲噪声共存的电力线通信信道环境。通过仿真实验, 在门限偏差条件下对系统峰值消隐输出信噪比以及消隐丢失概率进行了分析, 并对提出算法与已有噪声抑制算法的比特误码率输出性能进行了仿真比较。

2 系统模型

电力线通信是一个复杂的发送接收过程, 整个通信过程由许多环节构成。为了分析噪声抑制算法的性能, 需要搭建完整的通信系统模型。此外, 噪声是电力线上时刻存在的干扰, 严重影响系统的通信质量, 因此, 在通信系统模型的基础上对噪声特性进行建模也是十分必要的。

2.1 信号传输模型

图 1 是一个完整的电力线 OFDM 通信系统结构, OFDM 将串行数据并行地调制在多个正交的子载波上, 这样可以降低每个子载波的码元速率, 增大码元的符号周期, 提高系统的抗衰落和干扰能力。

在发送端, 输入的二元比特数据 b_n 首先映射成

8PSK 调制的复信号 x_n ，串并转换模块将这些映射的基带信号组成 M 个长度为 N 的数据块，如式(1)所示。

$$\mathbf{S}_n^{(m)} = [S_0^{(m)}, S_1^{(m)}, \dots, S_{N-1}^{(m)}]^T, n=0,1,2,\dots,L, N-1, m=1,2,\dots,M$$

* MERGEFORMAT (1)

然后，这些符号送入 OFDM 调制器产生时域信号，如式(2)所示。

$$s_k^{(m)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S_n^{(m)} e^{j2\pi kn/N}, k=0,1,\dots,L, N-1$$

* MERGEFORMAT (2)

其中， N 是子载波的个数， m 是组成的数据块个数。随后， $s_k^{(m)}$ 被送往 PAPR 处理单元，得到降低 PAPR 的 OFDM 信号 $\bar{s}_k^{(m)}$ 。为了有效抑制码间干扰，在每一个 PAPR 处理后的 OFDM 符号前加上循环前缀，加循环前缀后的信号可以表示为

$$\mathbf{g}_k^{(m)} = \begin{cases} \bar{s}_{k+N}^{(m)}, & k = -N_{GI}, -N_{GI} + 1, \dots, -1 \\ \bar{s}_k^{(m)}, & k = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases}$$

* MERGEFORMAT (3)

信号经过并串转换以及模数转换后发送到电力线上。

$$\mathbf{r}'_k = \mathbf{g}_k * \mathbf{h}(k) + \boldsymbol{\omega}_k + \mathbf{i}_k$$

* MERGEFORMAT (4)

其中， $*$ 表示卷积操作， $\boldsymbol{\omega}_k$ 和 \mathbf{i}_k 分别表示电力信道上的背景噪声和脉冲噪声， $\mathbf{h}(k)$ 表示电力线信道脉

脉冲噪声建模为高斯混合模型以及 Middleton A 类噪声模型，这几类模型均能很好地模拟电力线通信系统中的脉冲噪声。文献[22]采用 Middleton A 类噪声模型对电力线脉冲噪声消除方法进行了分析，文献[23]提出了一种通过相关硬件实现脉冲噪声的方法。

考虑到电力线上噪声的幅度特性以及脉冲事件的时间特性，本文采用一类特殊的 Middleton A 类噪声 (BG, bernoulli-gaussian) 模型对电力线噪声进行建模。BG 模型将脉冲噪声的幅度视为高斯过程，模型的时间特性通过伯努力过程进行表征^[24]。该模型中脉冲噪声的发生是一个伯努力高斯随机过程，总的噪声表示为

$$\mathbf{u}_k = \boldsymbol{\omega}_k + \mathbf{i}_k, k=0,1,\dots,L, N-1$$

* MERGEFORMAT (5)

其中， \mathbf{u}_k 是总的噪声成分， $\boldsymbol{\omega}_k$ 是代表背景噪声的加性高斯白噪声， \mathbf{i}_k 是脉冲噪声，可以进一步表示为

$$\mathbf{i}_k = b_k \mathbf{g}_k, k=0,1,\dots,L, N-1$$

* MERGEFORMAT (6)

其中， \mathbf{g}_k 是均值为 0 的高斯白噪声， b_k 表示伯努力过程，其概率密度函数为

$$P_r(b_k) = \begin{cases} p, & b_k = 1 \\ 1-p, & b_k = 0 \end{cases} k=0,1,\dots,L, N-1$$

* MERGEFORMAT (7)

其中， p 表示脉冲噪声发生的概率。某一时间段内

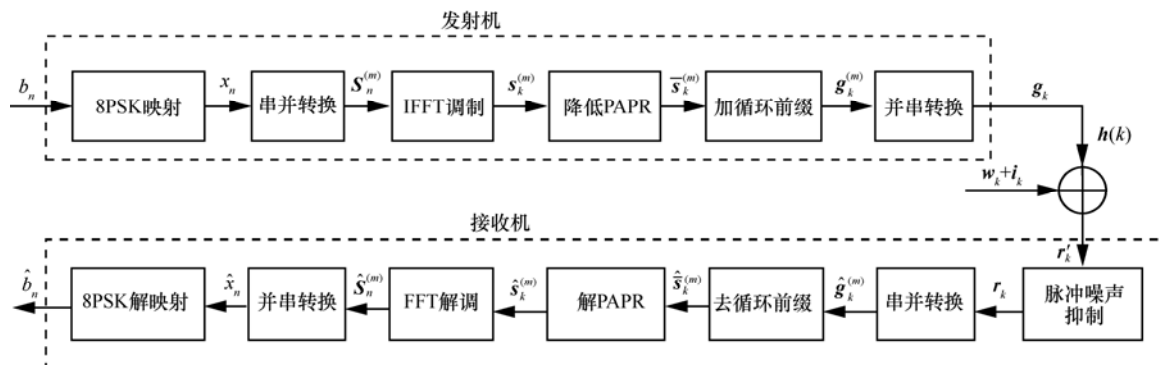


图 1 电力线 OFDM 通信系统结构

冲响应。在接收端，信号的处理过程与发送过程相对应，具体实现时可采用相应的操作进行处理。²⁰¹⁷²⁸³⁻³

2.2 系统噪声模型

脉冲噪声的存在给电力线通信带来了严重的威胁，为了分析脉冲噪声的特性，许多学者对符合脉冲噪声特性的模型进行了研究。文献[19]将脉冲噪声建模为 Nakagami 模型，文献[20]和文献[21]将

噪声的概率密度可以表示为

$$P_{u_k}(u_k) = (1-p)G(u_k, 0, \sigma_\omega^2) + pG(u_k, 0, \sigma_i^2 + \sigma_\omega^2)$$

* MERGEFORMAT (8)

其中， $G(\cdot)$ 是高斯概率密度函数

$$G(x, \mu, \sigma_x^2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma_x^2}\right)$$

* MERGEFORMAT (9)

式(8)中的 σ_ω^2 和 σ_i^2 分别是加性高斯白噪声和脉冲噪声的方差。 $SNR = 10\lg\left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_\omega^2}\right)$ 表示信号与背景噪声的功率比， $SINR = 10\lg\left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_i^2}\right)$ 表示信号与脉冲噪声的功率比。根据参考文献[25]对电力线噪声的分类方法，本文将电力线噪声分为两大类型：重度脉冲噪声 $p > 0.15$ 和轻度脉冲噪声 $p < 0.15$ ，它们分别对应电网负荷的用电高峰和用电低谷。

3 问题分析

现有噪声抑制算法中，对脉冲噪声的处理主要在接收端对信号进行时域的非线性处理，这些方法的优点是实现方便，通过对接收信号在时域进行处理，可以方便对脉冲噪声进行抑制， y_k 为处理后的信号。具体的实现方法有消隐方法，如式(10)所示。

$$y_k = \begin{cases} r_k, & |r_k| \leq T \\ 0, & |r_k| > T \end{cases}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

* MERGEFORMAT (10)

其中， r_k 是接收信号， T 是消隐门限。除了消隐方法，限幅是另一种噪声处理的方法，如式(11)所示。

$$y_k = \begin{cases} r_k, & |r_k| \leq T \\ T e^{j\arg(r_k)}, & |r_k| > T \end{cases}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

* MERGEFORMAT (11)

其中， T 是消隐门限。此外，将消隐和限幅结合起来的方法为

$$y_k = \begin{cases} r_k, & |r_k| \leq T_1 \\ T_1 e^{j\arg(r_k)}, & T_1 \leq |r_k| \leq T_2 \\ 0, & T_2 \leq |r_k| \end{cases}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

* MERGEFORMAT (12)

其中， T_1 是限幅门限， T_2 是消隐门限。由以上 3 个非线性处理器可以看出，要想实现非线性噪声抑制的功能，必须获得线性处理器的噪声门限 T 。现有的方法主要通过实际测试获得噪声的特征参数，然后，根据噪声参数确定非线性处理器的门限。在实际电力线通信系统中，噪声的特征参数往往是不容易获取的，需要花费大量的时间和精力进行测量²⁰¹⁷²⁸³⁻⁴此外，即使通过实际测试得到了噪声的特征参数，电力线信道的时变特性也将引起噪声参数的变化，进而引起门限电平的极大偏差，最终带来噪声处理算法性能的严重下降。为了说明这一问题，图 2

对门限变化引起系统输出信噪比的变化进行了分析。图 2 显示，在脉冲概率 $p = 0.1$ 的情况下，随着门限偏差的增大，系统的输出信噪比与真实的信噪比的相对增益越来越大。在门限偏差 $e = 0.35$ ， $SINR = -11$ dB 时，系统的信噪比相对增益接近 2.5 dB，即使在门限偏差较小 ($e = 0.1$) 的情况下，系统的信噪比相对增益也在 0.5 dB 以上。因此，在脉冲噪声不稳定的情况下，不适宜使用固定门限的消隐方法。

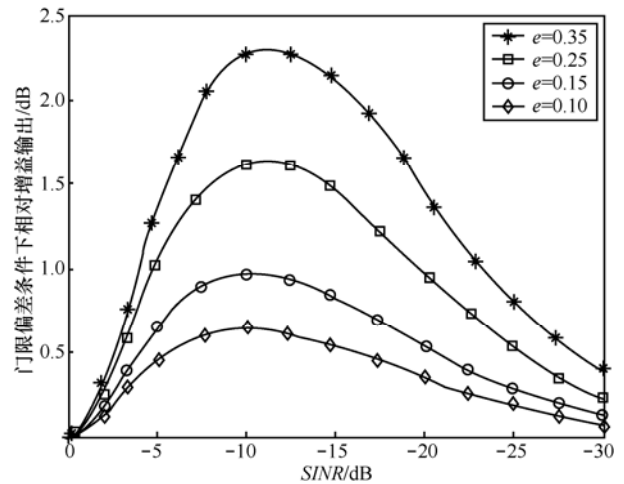


图 2 不同消隐门限偏差条件下相对信噪比增益输出 ($p=0.1$)

4 ANMPEFC 算法

从第 3 节的分析可以看出，对接收信号进行噪声抑制需要确定消隐或限幅门限，这些门限需要根据噪声的特征参数确定，实际情况下很难得到噪声的特征参数。针对该问题，本节首先提出了基于峰值估计和反馈补偿的自适应脉冲噪声抑制算法，然后，介绍了 PAPR 降低方法及峰值频率估计处理，最后分析了硬判决反馈补偿的算法。

4.1 噪声抑制总体结构

图 3 是所提 2 个脉冲噪声抑制系统，它由发射和接收 2 个部分组成。在发射端，二进制信息位被映射成 8PSK 基带复信号 S_n ，为了降低信号的 PAPR，采用 SLM 方法对其进行处理。然后，

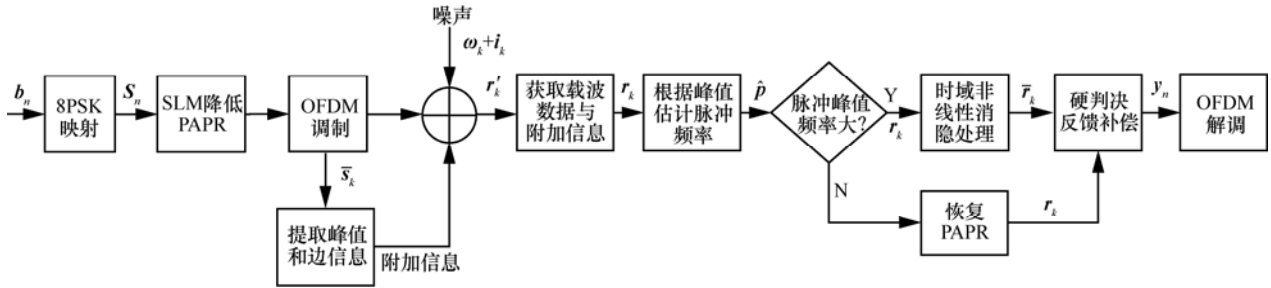


图 3 脉冲噪声抑制系统

信号送往 OFDM 调制单元进行逆的傅里叶变换，在此基础上获得的每个 OFDM 符号的峰值和 SLM 映射信息。经过模数转换处理后被送往电力线上，其中，峰值信息采用编码的方式分开进行发送。接收端依次取出每个 OFDM 符号以及峰值和相位序列信息，根据接收的峰值信息对每一个 OFDM 符号进行峰值估计，确定脉冲噪声的峰值频率特性。根据脉冲峰值频率与脉冲噪声特征之间的关系建立查找表，依据查找表得到的脉冲噪声情况对噪声进行相应的处理。

在重度噪声情况下，系统采用时域非线性消隐处理和硬判决反馈补偿相结合的方式对噪声进行抑制，其中，非线性消隐处理的门限为接收 OFDM 符号的峰值信号。在轻度噪声情况下，系统只对接收信号进行硬判决反馈补偿处理。噪声抑制处理后的信号最后输入 OFDM 解调模块。

4.2 SLM 降低信号 PAPR

在宽带电力线通信中，使用的 OFDM 子载波数目比较多，当所有通信子载波都以相同的相位相加时，信号将出现较大的峰值平均功率比，此时信号的功率不仅会超过功率放大器的线性范围，同时也会使接收端很难将 OFDM 峰值信号从接收信号中识别出来。为了增加接收端峰值估计脉冲噪声的准确性，本文采用选择性映射 SLM 方法降低发送信号的 PAPR，在不改变原始信息的情况下采用相位序列向量对发送信号转换，从中选择具有最小 PAPR 的一组信号进行发送。假定原始发送的一个 OFDM 符号表示为 $\mathbf{S} = [S_0, S_1, \dots, S_{N-1}]^T$ ，随机产生 U 个长度为 N 的不同相位序列向量为

$$\mathbf{W}^{(u)} = [W_0^{(u)}, W_0^{(u)}, \dots, W_{N-1}^{(u)}]^T, u = 1, 2, \dots, U$$

* MERGEFORMAT (13)

将发送信号与 U 个不同相位序列向量相乘，得

$$\bar{\mathbf{S}}^{(u)} = [S_0^{(u)} W_0^{(u)}, S_1^{(u)} W_1^{(u)}, \dots, S_{N-1}^{(u)} W_{N-1}^{(u)}]^T, u = 1, 2, \dots, U$$

* MERGEFORMAT (14)

将信号经过逆离散傅里叶变换可以得到

$$s_k^{(u)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \bar{S}_n^{(u)} e^{j2\pi kn/N}, k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

* MERGEFORMAT (15)

U 个发送信号的 PAPR 可以表示为

$$PAPR(s_k^{(u)}) = 10 \lg \left(\frac{\max_{n=0,1,\dots,N-1} |s_k^{(u)}|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |s_k^{(u)}|^2} \right), k = 0, 1, \dots, N-1$$

* MERGEFORMAT (16)

从产生的 U 个信号中选择具有最小 PAPR 的信号进行发送，传输的基带信号可以表示为

$$\bar{s}_k = \arg \min_{0 \leq u \leq U-1} \{PAPR(s_k^{(u)})\}$$

* MERGEFORMAT (17)

选择不同 U 值可以不同程度地降低信号的 PAPR，可以选择互补累积概率分布来表征 PAPR 的降低程度，如式(18)所示。

$$\begin{aligned} CCDF &= (\Pr\{PAPR > PAPR_0\})^U \\ &= (1 - \Pr\{PAPR \leq PAPR_0\})^U \\ &= (1 - (1 - e^{-PAPR_0})^N)^U \end{aligned}$$

* MERGEFORMAT (18)

图 4 是采用 SLM 方法降低信号 PAPR 的仿真结果，发送信号采用 8PSK 调制，子载波个数为 1024，相位序列向量集合由 $W \in \{+1, -1, +j, -j\}$ 确定。由图 4 可以看出，理论结果与仿真结果非常吻合，发送信号的 PAPR 随着 U 值的不同而发生变化， U 值的增加能够带来 PAPR 性能的提高，当 U 达到 16 时，PAPR 的降低随 U 的变化不再明显。此外，当选定互补累积概率分布为 10^{-3} 时， $U = 64$ 的 PAPR 比 $U = 2$ 时提高了大约 2.5 dB，PAPR 的降低有助于接收端峰值估计准确度的提高。

4.3 峰值频率估计

在未知噪声特征参数的情况下，传统消隐方法无法对接收信号进行自适应消隐操作。为了克服传统方法对脉冲噪声特征参数的依赖，本节设计脉冲噪声频率特性估计算法。该算法将接收的 OFDM 时

域符号与对应的峰值进行比较，根据比较结果判断脉冲噪声的频率大小。利用信号峰值估计脉冲噪声频率的方法如图 5 所示，其中， Fra 表示估计的 OFDM 符号个数， N 表示子载波个数。

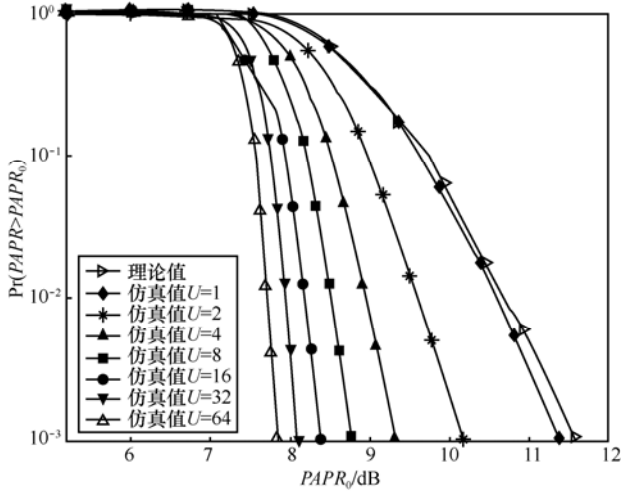


图 4 发送信号 PAPR 降低效果

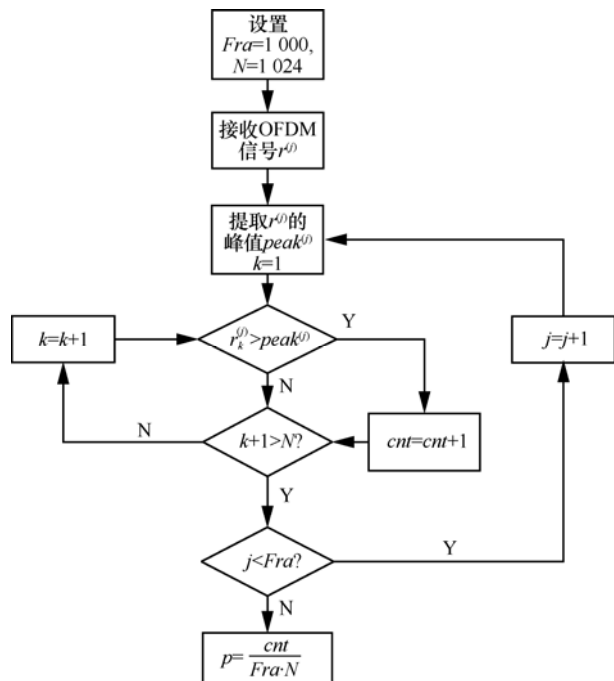


图 5 峰值估计频率流程

具体估计步骤如下。

1) 接收的第 j 个 OFDM 符号的第 k 个值 $r_k^{(j)}$ 与其对应的峰值符号 $peak^{(j)}$ 相比较，如果 $r_k^{(j)} > peak^{(j)}$ ，则认为接收信号的对应位置被脉冲噪声污染，计数器变量 cnt 加 1。否则，进入步骤 2)。

2) 判断是否完成对一个 OFDM 符号进行峰值比较判别，如果已完成对一个 OFDM 符号比较判别，则进入步骤 3)。否则， $k = k + 1$ ，跳到步骤 1)

进入 OFDM 符号的下一个位置值进行处理。

3) 判断是否完成全部 OFDM 符号的峰值识别，如完成，则进入步骤 4)。否则， $j = j + 1$ ，跳回步骤 1)继续下一个 OFDM 符号的峰值估计处理。

4) 根据得到的 cnt 值计算指定 OFDM 符号的脉冲频率，根据预存的查找表得到对应脉冲噪声频率 p 。

估计的峰值频率与实际的脉冲噪声的概率对应关系如图 6 所示，从图 6 可以看出，估计的脉冲概率与实际的脉冲噪声概率成正比例关系，估计值能够反映出实际脉冲噪声的变化情况。在信号与脉冲信噪功率比一定时，估计的脉冲噪声概率曲线几乎重合，反映出估计的脉冲噪声概率几乎不受信噪比的影响。图 7 表示估计的噪声概率与实际概率之间的比值情况，单位是 dB，横坐标是实际的脉冲噪声概率。从图 7 可以看出，当信噪比较低时，估计的脉冲噪声概率与实际的噪声概率比值不稳定，对应关系不是很明显，当信噪比达到 8 dB 时，估计的脉冲噪声概率与实际的噪声概率基本满足线性关系。从图 7 还可以看出，发送端相位序列 U 发生变化时，对估计的脉冲噪声概率影响不大，因此，峰值噪声估计不需考虑发送端相位序列 U 的选择。

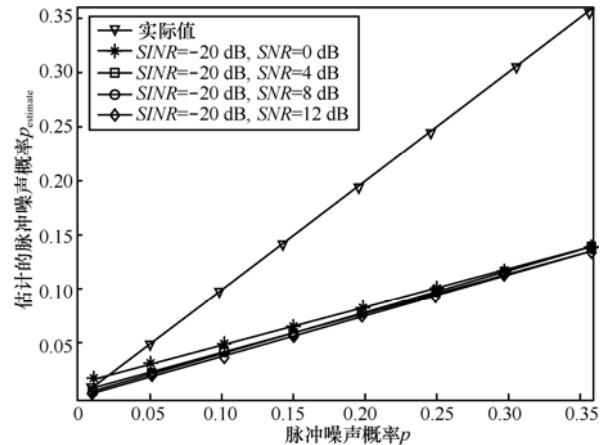


图 6 峰值频率与脉冲噪声关系

4.4 硬判决脉冲补偿

由 4.1 节可知，为了弥补非线性消隐处理的不足，接收端采用硬判决反馈补偿系统对接收信号进行处理。在重度脉冲噪声条件下，硬判决反馈补偿系统可以补偿非线性消隐功能的缺陷，消除残留的

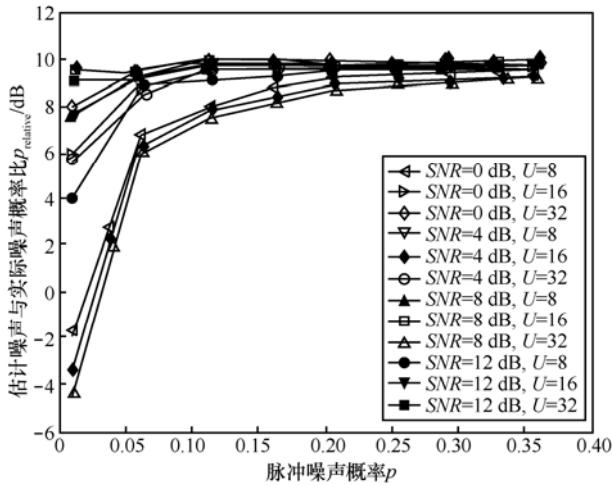


图 7 峰值估计频率与脉冲噪声概率对数比

脉冲噪声。在较弱的脉冲噪声条件下，不需对接收信号进行非线性消隐操作，直接将其输入硬判决反馈补偿模块处理即可得到较高的输出性能。具体的硬判决过程如图 8 所示，其具体实现步骤如下。

1) 对接收的信号 r_k 进行 FFT 变换转换到频域，如式(19)所示。

$$R_k = S_k + W_k + I_k, k = 0, 1, 2, L, N-1$$

* MERGEFORMAT (19)

其中， S_k 是输入原始信号的傅里叶变换， W_k 是背景噪声的傅里叶变换， I_k 是脉冲噪声的傅里叶变换。本文主要分析噪声对系统性能的影响，为了简化分析，在此认为信道的响应是恒定的常数。

2) 将产生的信号输入到硬判决模块，有导频子载波的位置插入已知导频符号，既无数据调制也无导频的子载波插入零，该模块将子载波上的数据按 8PSK 方式进行解调得到 \hat{S}_k 。总的噪声（包含背景噪声和脉冲噪声项）可以从 \hat{S}_k 和 R_k 这 2 个信号的差得到，如式(20)所示。

$$\hat{D}_k = R_k - \hat{S}_k, k = 0, 1, 2, L, N-1$$

* MERGEFORMAT (20)

3) D_k 经过离散逆傅里叶变换转换到时域得到 \hat{d}_k ，在时域中，根据噪声序列的波峰检测将脉冲噪声恢复出来， D_k 的平均功率为

$$S = \sqrt{\sum_{k=0}^{N-1} |\hat{d}_k|^2}$$

* MERGEFORMAT (21)

脉冲的波峰检测方法为

$$\hat{P}_k = \begin{cases} \hat{d}_k, & |\hat{d}_k| \geq C \cdot S \\ 0, & |\hat{d}_k| < C \cdot S \end{cases}$$

* MERGEFORMAT (22)

其中， C 是检测门限值，是一个常数，与实际测试的噪声有关，可以通过仿真方法确定。

4) 得到的时域脉冲噪声 \hat{P}_k 经过离散傅里叶变换重新转换到频域，得到 \hat{P}_k 。将初始输入的信号与该信号相减，可以得到消除残留脉冲噪声的信号为

$$y_k = R_k - \hat{P}_k, k = 0, 1, 2, L, N-1$$

* MERGEFORMAT (23)

输出得到的信号最终送往接收机进行解调。使用硬判决反馈补偿不依赖最佳门限的确定，在噪声影响较弱的情况下能够达到系统的最优性能。

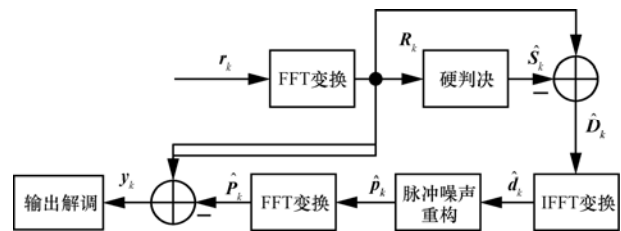


图 8 硬判决反馈补偿

5 算法输出性能分析

本节对基于峰值消隐的输出性能进行讨论，主要从消隐输出信噪比和消隐丢失概率对算法进行分析。在不同的脉冲噪声条件下，将 ANMPEFC 算法与文献[10]提出的传统去噪方法和文献[11]提出的去噪算法进行对比。

5.1 消隐门限误差分析

在实际电力线通信系统中，由于用电器在不同时间段的工作情况不同，电力线噪声在用电高峰和用电低峰时段表现出不同的特征。传统研究方法大都依据现有噪声特性得到噪声抑制的门限，然而，噪声特征恒定不变的电力线噪声是不存在的。针对这一情况，本文考虑一种从一个平稳状态过渡到另一个平稳状态的脉冲噪声情况。通过改变式(8)中脉冲噪声的 p 值模拟电力线噪声的时变特性，具体实现原理如图 9 所示。整个过程分为 2 个状态；第一个状态为开始状态，脉冲特征参数为 $p = 0.05$ ，该噪声代表电力线上的轻脉冲噪声状态；第二个状态为噪声保留状态，脉冲特征参数为 $p = 0.25$ ，该噪声代表电力线上的重脉冲噪声状态。当噪声从一个状态切换到另一个状态时，噪声的特征会发生明显变化，这些变化将对噪声抑制算法的估计门限产生影响。

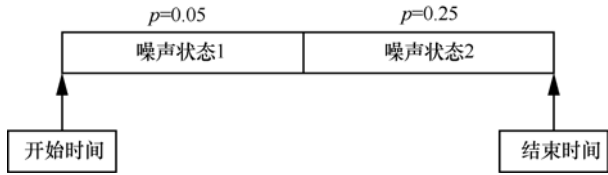


图 9 脉冲噪声状态变化

在文献[10]提出的传统去噪算法中，其去噪的门限可以由式(24)得到。

$$T_{\text{th}} = \sqrt{\frac{2(1+\sigma_{\omega}^2)+(1+\sigma_{\omega}^2+\sigma_i^2)}{\sigma_i^2} \ln\left(\left[\frac{1+\sigma_{\omega}^2+\sigma_i^2}{1+\sigma_{\omega}^2}\right] \frac{1-\sigma_{\omega}^2}{1-\sigma_{\omega}^2-\sigma_i^2} \frac{p-1}{p}\right)}$$

* MERGEFORMAT (24)

由式(24)可以看出，文献[10]去噪算法的门限估计与噪声特征参数有关，只有在知道噪声特征参数的基础上才能得到这些噪声门限。因此，当电力线上噪声特征发生变化时，根据式(24)得到的消隐门限将会产生偏差。图 10 对噪声消隐门限在各个 SINR 条件下随脉冲发生率 p 的变化进行了分析。如图 10 所示，横坐标表示不同的 SINR 值，纵坐标表示脉冲噪声状态从轻噪声 $p_1 = 0.05$ 变化到重噪声 $p_2 = 0.25$ 情况下门限偏差的相对变化情况。去噪算法的门限偏差计算方法为

$$T_{\text{re}} = \frac{T_{\text{me}} - T_{\text{ac}}}{T_{\text{ac}}}$$

* MERGEFORMAT (25)

其中， T_{re} 表示门限相对偏差， T_{me} 表示测量得到的门限， T_{ac} 表示真实的估计门限。图 10 中星号线表示噪声状态变化时 ANMPEFC 算法门限偏离最优门限的程度，其中最优门限值根据仿真分析方法经过多次搜索得到。方框线表示噪声状态变化时，文献[11]去噪算法估计门限相对真实门限的偏差。这些误差曲线均是对 1 000 个 OFDM 符号进行仿真方法得到的。从图 10 可以看出，ANMPEFC 算法和文献[11]去噪算法的门限稳定性明显优于文献[10]去噪算法，受噪声变化干扰比较小，门限估计偏差值在 0.02 范围内波动。文献[10]消隐算法门限估计偏差较大，当脉冲噪声从轻度干扰情况变化到重度干扰时，其门限的相对变化在 $\text{SINR} = -25 \text{ dB}$ 时达到了 0.114。

5.2 峰值消隐输出信噪比

为了分析消隐输出性能，假定 OFDM 调制的子载波足够大。在此情况下，接收信号的实部和虚部近似为高斯随机变量。采用 Bussgang 理论对非线性处理器性能进行分析，其输出可以表示成有用信号 s_k 和失真信号 d_k 的和，处理后的信号为

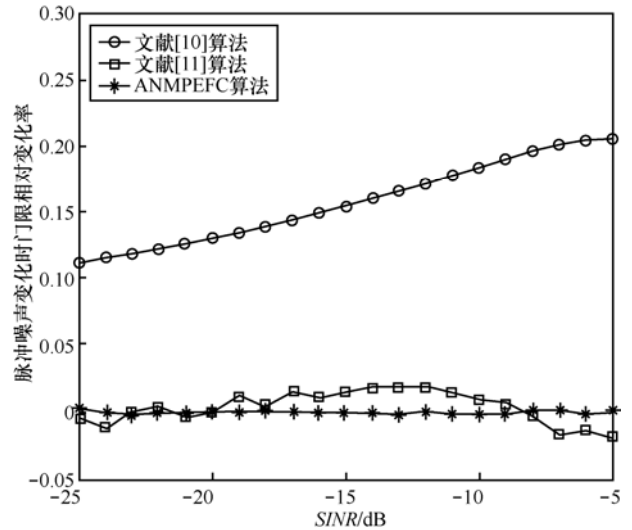


图 10 去噪算法门限偏差曲线 ($p_1 = 0.05, p_2 = 0.25$)

$$y_k = \alpha s_k + d_k$$

* MERGEFORMAT (26)

其中， α 是一个实值常数，当满足 $E[d_k s_k^*] = 0$ 时， E 表示期望操作， α 可以表示为

$$\alpha = \frac{E[y_k s_k^*]}{E[s_k s_k^*]} = \frac{1}{E[s_k s_k^*]} E[y_k s_k^*]$$

* MERGEFORMAT (27)

其中，* 表示复数共轭。

假定信号和噪声满足 $\sigma_s^2 = \frac{1}{2} E[|s_k|^2] \equiv 1$ ，

$\sigma_{\omega}^2 = \frac{1}{2} E[|\omega_k|^2]$ ， $\sigma_i^2 = \frac{1}{2} E[|i_k|^2]$ 。为了量化表示消除脉冲噪声的效果，使用非线性处理器的输出信噪比评价消隐输出性能。

$$\text{SNR} = \frac{E[|\alpha s_k|^2]}{E[|y_k - \alpha s_k|^2]} = \frac{2\alpha^2}{E[|y_k|^2] - 2\alpha^2}$$

* MERGEFORMAT (28)

在已知脉冲特征参数的情况下，式(28)中 α 可以表示为

$$\alpha = 1 - \left(1 + \frac{T^2}{2(1+\sigma_{\omega}^2)}\right) (1-p) e^{-\frac{T^2}{2(1+\sigma_{\omega}^2)}} -$$

$$\left(1 + \frac{T^2}{2(1+\sigma_{\omega}^2+\sigma_i^2)}\right) p e^{-\frac{T^2}{2(1+\sigma_{\omega}^2+\sigma_i^2)}}$$

* MERGEFORMAT (29)

$$E[|y_k|^2] = 2(1+\sigma_{\omega}^2 + p\sigma_i^2) -$$

$$(1-p) \left(T^2 + 2(1+\sigma_{\omega}^2)\right) e^{-\frac{T^2}{2(1+\sigma_{\omega}^2)}} -$$

$$p \left(T^2 + 2(1+\sigma_{\omega}^2 + \sigma_i^2)\right) e^{-\frac{T^2}{2(1+\sigma_{\omega}^2+\sigma_i^2)}}$$

* MERGEFORMAT (30)

ANMPEFC 算法中的峰值消隐输出信噪比根据仿真方法给出, 其输出按照式(31)进行计算。

$$SNR_{SLM} = \frac{E[|s_k|^2]}{E[|y_k - \bar{s}_k|^2]}$$

* MERGEFORMAT (31)

当脉冲噪声状态发生变化时, 各种去噪算法在门限偏差存在的情况下输出信噪比如图 11 所示, 这些去噪算法的门限偏差由 4.1 节确定。其中, ANMPEFC 算法和文献[11]去噪算法的门限偏差设定为 0.02, 文献[10]去噪算法的门限偏差设为 0.114。

从图 11 可以看出, ANMPEFC 算法中消隐输出信噪比随选定相位序列 U 值的不同而发生变化。当选定相位序列数值 U 增大时, 系统的输出信噪比逐渐增大, 该信噪比的提高是以增加发送端信号的计算复杂度换取的。在噪声状态从轻噪声 ($p_1 = 0.05$) 变化到重噪声 ($p_2 = 0.25$) 的情况下, ANMPEFC 算法的输出信噪比明显高于文献[10]去噪算法和文献[11]去噪算法, 其性能最高到 1.6 dB 左右。此外, 由于文献[11]去噪算法门限偏差相比文献[10]去噪算法较小, 其输出的信噪比要高于文献[10]去噪算法信噪比。以上情况说明, 在噪声状态不稳定的电力通信系统中, 传统依赖于噪声特征参数确定的消隐门限是不可靠的, 其噪声门限偏差严重影响系统的输出性能。本文提出的 ANMPEFC 算法采用峰值估计门限作为消隐门限, 受噪声的干扰比较小, 对噪声的变化具有顽健性。

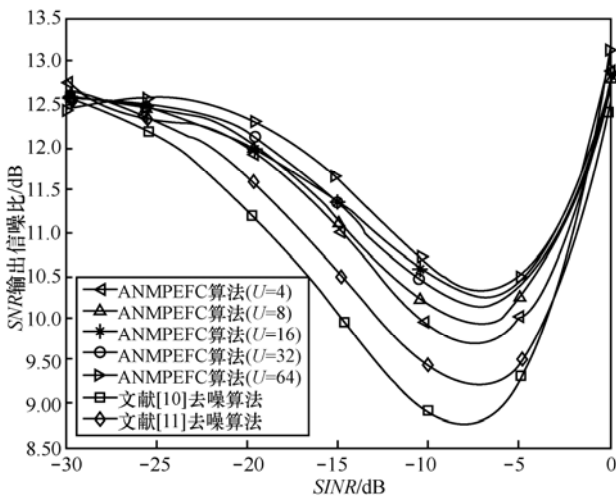


图 11 去噪算法输出信噪比变化曲线 ($p_1 = 0.05, p_2 = 0.25$)

5.3 消隐丢失概率分析

为了进一步研究门限偏差的影响, 本节对消隐

丢失概率进行分析。消隐丢失概率表示接收信号幅度 ($A_r = |r_k|$) 被脉冲噪声干扰但幅度小于消隐门限 ($A_r < T$) 的概率, 它可以用来评价消隐算法的输出性能, 具体表示为

$$P_b = P(A_r < T | H_1)P(H_1) = [1 - F_{A_r}(T | H_1)]P(H_1)$$

* MERGEFORMAT (32)

其中, $P(H_1) = p$ 表示脉冲噪声发生这一事件的概率, $F_{A_r}(T | H_1)$ 表示条件累积分布函数, 具体可以写成

$$F_{A_r}(T | H_1) = \int_{-\infty}^T f_{A_r}(r | H_1) dr$$

* MERGEFORMAT (33)

在脉冲噪声发生的条件下, 文献[10]算法消隐接收信号的幅度概率密度函数呈 $\sigma^2 = \sigma_s^2 + \sigma_o^2 + \sigma_i^2$ 的瑞利分布。其概率密度函数为

$$f_{A_r}^{tra}(r | H_1) = \frac{r}{(\sigma_s^2 + \sigma_o^2 + \sigma_i^2)} \exp\left(-\frac{r^2}{2(\sigma_s^2 + \sigma_o^2 + \sigma_i^2)}\right)$$

* MERGEFORMAT (34)

根据式(32)~式(34)可以得到文献[10]算法消隐方法的消隐丢失概率为

$$P_b^{tra} = \exp\left(-\frac{T^2}{2(\sigma_s^2 + \sigma_o^2 + \sigma_i^2)}\right)p$$

* MERGEFORMAT (35)

其中, T 是消隐过程中采用的门限, 不同的算法对应不同的门限值。当采用 SLM 方法对发送信号进行 PAPR 处理时, 接收信号的幅度概率密度函数是子载波个数 N 和相位序列 U 的函数, 其消隐输出的丢失概率将随每个 OFDM 符号的峰值发生变化, 其消隐丢失概率 P_b 可以采用仿真的方式得到。

图 12 是采用不同去噪算法在噪声状态变化下得到的消隐丢失概率输出值, 各种去噪算法的门限偏差确定方法类似于 5.2 节。从图 12 可以看出, 理论分析给出的消隐丢失概率与实际仿真的结果非常吻合, 其证明了仿真方法的正确性。当噪声从一种状态切换到另一种状态时, ANMPEFC 算法的消隐丢失概率性能要优于文献[10]消隐丢失概率和文献[11]丢失概率的性能。另一方面, 增加发送端相位序列的个数 U 可以带来消隐丢失概率的下降, 相位序列个数越大, 得到的消隐丢失概率越小。此外, 所有消隐方法的丢失概率与 $SINR$ 是成反比例的, 随着 $SINR$ 的减小, 消隐丢失概率性能越来越好。当 $SINR$ 为 0 时, 各种消隐操作的

丢失概率接近一致。

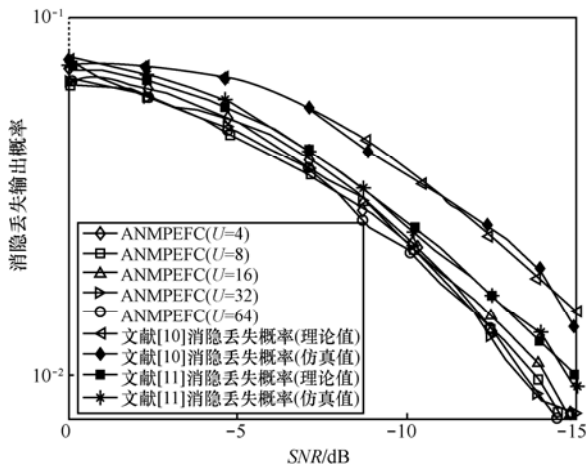


图 12 去噪算法消隐丢失概率变化曲线($p_1 = 0.05, p_2 = 0.25$)

6 算法整体仿真结果

在本节中，采用计算机对提出算法在各种噪声状态下的输出误比特率进行整体仿真。仿真所用的信号传输模型如 2.1 节所示，噪声模型采用 2.2 节所述伯努利高斯模型。OFDM 系统仿真使用的载波总数为 $N = 1024$ ，其中，数据子载波数为 256，采用 8PSK 调制，硬判决反馈模块常数 $C = 1.2$ 。文献[10]提出的去噪算法和文献[11]提出的自适应去噪算法用于和 ANMPEFC 算法进行比较。以下从轻度脉冲噪声和重度脉冲噪声 2 种噪声情况对系统的误码率进行分析。

6.1 重度脉冲噪声误比特率输出

当峰值估计器检测到脉冲频率 $p > 0.15$ 时，ANMPEFC 算法判断噪声为重度脉冲噪声。随后，系统分 2 个步骤对脉冲噪声进行抑制。首先，将接收的信号用峰值消隐非线性处理器进行处理，消隐门限为检测到的峰值，超过峰值的信号被置为 0。随后，处理完成之后的信号输入到硬判决反馈补偿模块，进一步对残留的脉冲进行处理。不同去噪算法输出的比特误码率曲线如图 13 所示。在静态噪声情况下，提出的 ANMPEFC 算法选择相位序列的个数 $U = 64$ 。从图 13 可以明显看出，ANMPEFC 算法的输出误比特率明显优于文献[10]去噪算法和文献[11]去噪算法。在 $SINR$ 的中间区域，3 种噪声抑制算法的误比特率输出随 $SINR$ 的上升呈正比例增加，在 $SINR$ 较大和较小的情况下，输出的比特误码率急剧地下降。这一现象可以根据脉冲噪声的特性进行理解。当 $SINR$ 非常小时，脉冲噪声的能量非常大，和有用信号相比，接收机可以很轻松地将脉冲从有用信号中区分出来，因而，得到较好的

比特误码率输出。当 $SINR$ 非常大时，此时的脉冲能量比较弱，噪声对信号的干扰比较小，系统通过解调判决能够将原始信号恢复出来。另一方面，图 13 中给出了噪声状态从重度脉冲噪声 $p = 0.25$ 向轻度脉冲噪声 $p = 0.05$ 切换时各算法的输出误比特率，去噪算法的门限偏差确定方法类似于 4.2 节。由于脉冲噪声特性发生变化，文献[10]去噪算法的消隐门限估计出现较大偏差。与静态噪声下的输出性能相比，去噪算法的输出比特误码率曲线发生了较大的偏移，性能也大大降低。而 ANMPEFC 算法和文献[11]去噪算法在未知噪声特征参数的情况下，其输出性能曲线比较稳定，未受到噪声变化的影响。该算法需要在发送端对信号进行适当的处理，但处理复杂度在系统可接受的范围之内。

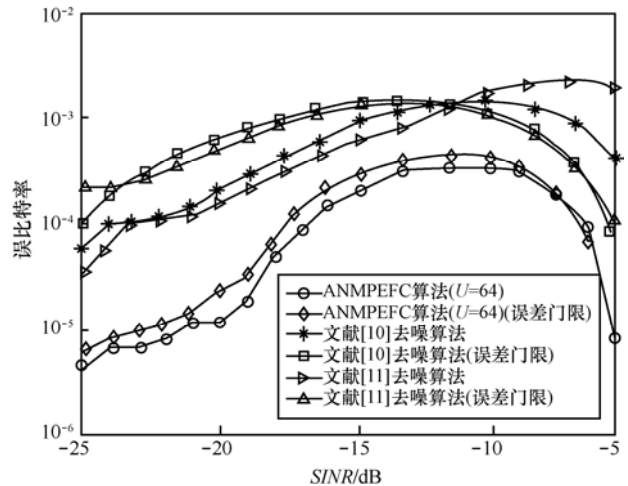


图 13 去噪算法输出误比特率曲线($p_1 = 0.25, p_2 = 0.05$)

6.2 轻度脉冲噪声误比特率输出

当峰值估计器检测到脉冲频率 $p < 0.15$ 时，ANMPEFC 算法判断噪声为轻度脉冲噪声。此时，脉冲噪声的能量大大降低，噪声中的背景噪声对系统性能表现出较大的影响。在该噪声情况下，ANMPEFC 算法将接收信号直接送入硬判决反馈补偿模块对噪声进行处理。图 14 给出的是静态噪声情况和噪声状态变化情况下的去噪算法输出误比特率。从图 14 可以看出，在静态噪声情况下，误比特率的输出可以分为 2 个部分，在 $\frac{E_b}{N_0} < 6$ dB 的区域，各种抑制算法的性能基本相同。当信噪比增加时($\frac{E_b}{N_0} < 6$ dB)，ANMPEFC 算法的性能明显提高，且与信噪比的增加呈正比例关系。文献[10]去

噪算法与文献[11]去噪算法性能基本相同，它们的性能要远差于 ANMPEFC 算法。例如，在 $\frac{E_b}{N_0} < 8 \text{ dB}$ 时，ANMPEFC 算法的误比特率性能要比其他算法提高 0.4 个数量级以上，而在 $\frac{E_b}{N_0} > 8 \text{ dB}$ 时，性能的提高呈直线上升。当噪声状态从 $p = 0.05$ 变化到 $p = 0.25$ 时，文献[10]去噪算法消隐门限出现偏差，此时去噪算法的输出比特误码率曲线发生了明显的偏移，性能表现得更差，文献[11]去噪算法性能稳定性较好。ANMPEFC 算法不需要关注噪声的变化情况，其输出性能曲线稳定，抑制噪声的效果非常理想。

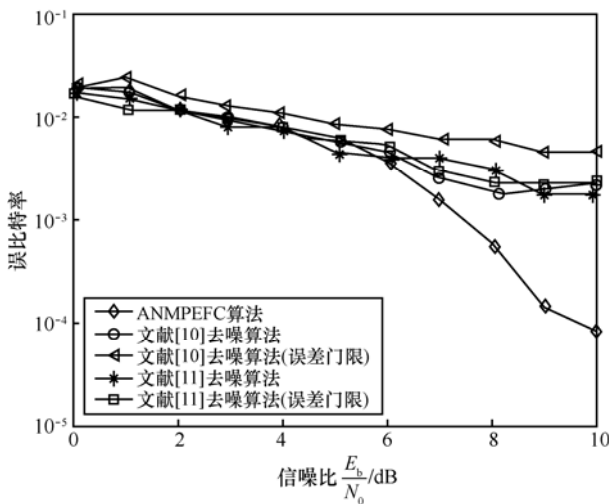


图 14 去噪算法输出误比特率变化曲线 ($p_1 = 0.05, p_2 = 0.25$)

7 结束语

本文提出了一种基于峰值估计和反馈补偿的噪声抑制方法。首先，采用 SLM 方法降低信号 PAPR，将选定相位序列边信息和 OFDM 符号的峰值信息进行发送。然后，提出利用 OFDM 符号峰值信息估计脉冲频率，根据估计的噪声频率对不同噪声采用不同噪声抑制处理。最后，在存在误差门限条件下对峰值消隐输出信噪比、消隐丢失概率以及系统输出误比特率进行了仿真分析。仿真结果表明，与现有去噪算法相比，ANMPEFC 算法不需预先知道噪声特征参数，能够适应噪声的变化情况，具有稳定的输出性能。在不同的噪声条件下，提出算法能根据估计的噪声情况自适应对噪声进行处理，抑制噪声的性能明显优于现有的去噪算法。

参考文献:

- [1] RABIE K M, ALSUSAE E. On improving communication robustness in PLC systems for more reliable smart grid applications[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2015, 6(6): 2746-2756.
- [2] 徐志强, 翟明岳, 赵宇明. 多导体电力电缆载波通信系统中的资源分配[J]. 通信学报, 2010, 31(1): 51-58.
- [3] 肖丽萍, 赵静. 电力线 OFDM 系统整数频偏估计算法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(19): 3234-3239.
- [4] XIAO L P, ZHAO J. Integer frequency offset estimation algorithm of orthogonal frequency division multiplexing system in power line communication channels[J]. Proceedings of CSEE, 2014, 34(19): 3234-3239.
- [5] HIMEUR Y, BOUKABOU A. Robust image transmission over powerline channel with impulse noise[J]. Multimedia Tools and Applications, 2017, 76(2): 2813-2835.
- [6] 卢文冰, 张慧, 赵雄文, 等. 网络参数对低压宽带电力线信道的影响[J]. 电工技术学报, 2016, 31(S1): 221-229.
- [7] LU W B, ZHANG H, ZHAO X W, et al. The effect of network parameters for low-voltage broadband power line channels[J]. Transaction of China Electromechanical Society, 2016, 31(S1): 221-229.
- [8] 李凤飞, 刘光熹, 胡国荣. 一种适用于电力线通信系统的抗窄带噪声方法[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(4): 84-87.
- [9] LI F F, LIU G X, HU G R. Narrowband noise rejection for power line communication system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(4): 84-87.
- [10] JUWONO F H, GUO Q, CHEN Y, et al. Linear combining of nonlinear preprocessors for OFDM-based power-line communications[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2016, 7(1): 253-260.
- [11] HIMEUR Y, BOUKABOU A. An adaptive recursive noise compensator for impulsive noise mitigation over OFDM power line communication[J]. AEU-International Journal of Electronics and Communications, 2016, 70(1): 105-112.
- [12] AL-MAWALI K S. Time-domain techniques for impulsive noise reduction in OFDM-based power line communications: a comparative study[C]//International Conference on Communication, Computer and Power. 2009: 368-372.
- [13] ZHIDKOV S V. On the analysis of OFDM receiver with blanking nonlinearity in impulsive noise channels[C]// International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems. IEEE, 2004: 492-496.
- [14] NDO G, SIOHAN P, HAMON M. Adaptive noise mitigation in impulsive environment: application to power-line communications[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25(2): 647-656.
- [15] NDO G, SIOHAN P, HAMON M H, et al. Optimization of turbo decoding performance in the presence of impulsive noise using soft limitation at the receiver side[C]//IEEE Global Telecommunications Conference. 2008: 1-5.
- [16] PETER A O. Power line communication (PLC) impulsive noise mitigation: a review[J]. Journal of Information Engineering and Applications, 2014, 4(10): 86-104.
- [17] ZHIDKOV S V. Impulsive noise suppression in OFDM-based communication systems[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2003, 49(4): 944-948.
- [18] ZHANG H M, YANG L, HANZO L. Compressed impairment sensing-assisted and interleaved-double-FFT-aided modulation

- improves broadband power line communications subjected to asynchronous impulsive noise[J]. IEEE Access, 2016, 4: 81-96.
- [16] REN G, QIAO S, HEI Y. Asynchronous impulsive noise mitigation in OFDM using adaptive threshold compressive sensing[C]//2014 IEEE 15th Annual Wireless and Microwave Technology Conference. 2014: 1-5.
- [17] 李荣伟, 吴乐南. 多载波电力线通信系统脉冲噪声处理方法研究[J]. 电子与信息学报, 2006, 28(9): 1697-1702.
- LI R W, WU L N. Signal processing algorithm for multi-carrier middle-voltage distribution line channel with impulse noise[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2006, 28(9): 1697-1702.
- [18] 邱天爽, 李冰, 查代奉. 基于分数低阶 ICA 的混合噪声中脉冲噪声的消除方法[J]. 通信学报, 2011, 32(9): 77-81.
- QIU T S, LI B, ZHA D F. Elimination of pulse-noise from mixed-noise based on fractional lower order ICA[J]. Journal on Communications, 2011, 32(9): 77-81.
- [19] MENG H, GUAN Y L, CHEN S. Modeling and analysis of noise effects on broadband power-line communications[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(21): 630-637.
- [20] BLUM R S, ZHANG Y, SADLER B M, et al. On the approximation of correlated non-gaussian noise PDFs using gaussian mixture models[C]//The 1st Conference on the Applications of Heavy Tailed Distributions in Economics, Engineering and Statistics. 1999.
- [21] BERT L D, CALDERA P, SCHWINGSHACKL D, et al. On noise modeling for power line communications[C]//IEEE International Symposium on Power Line Communications and ITS Applications. 2011:283-288.
- [22] 郭涛, 胡国荣. 基于稀疏贝叶斯学习的 MIMO 电力线脉冲噪声消除[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(14): 95-100, 135.
- GUO T, HU G R. Impulsive noise mitigation on MIMO power line based on sparse bayesian learning[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(14): 95-100, 135.
- [23] 王毅, 田富公, 侯兴哲, 等. 基于 System Generator 的宽带电力线脉冲噪声实现方法[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(12): 218-223.
- WANG Y, TIAN F G, HOU X Z, et al. Implementation method of impulsive noise for broadband power line communication based on system generator[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017,41(12): 218-223.
- [24] HERATH S P, TRAN N H, LE-NGOC T. Optimal signaling scheme and capacity limit of PLC under Bernoulli-Gaussian impulsive noise[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(1):97-105.
- [25] CHIEN Y, CHEN R, TSAO Y W, et al. Signal-quality-aware impulsive noise mitigation for OFDM-based power-line communications[C]//2015 IEEE International Conference on Consumer Electronics. 2015: 174-175.

作者简介:



谭周文 (1981-), 男, 湖南娄底人, 湖南大学博士生, 主要研究方向为电力线通信、数字信号处理等。



刘宏立 (1963-), 男, 湖南常德人, 湖南大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线传感器网络、移动通信系统、电力载波通信、智能信息处理与传输技术等。



詹杰 (1973-), 男, 湖南常德人, 湖南科技大学教授, 主要研究方向为无线传感网络定位、移动通信等。



马子骥 (1978-), 男, 湖南长沙人, 湖南大学讲师, 主要研究方向为下一代智能通信网络、数字信号处理等。

刘述钢 (1978-), 男, 湖南邵阳人, 湖南科技大学讲师, 主要研究方向为智能电网通信关键技术。