

## 中压配电线通信系统脉冲噪声处理的阈值优化算法

李荣伟 吴乐南

(东南大学信息科学与工程学院 南京 210096)

**摘要:** OFDM 用于实现高速电力线通信越来越受关注。脉冲噪声是电力线信道的主要干扰之一。该文在消隐非线性输出 SNR 分析的基础上,提出了 OFDM 系统脉冲噪声处理的阈值优化算法。仿真结果显示,如果 OFDM 系统的子载波数足够大,则实际系统输出 SNR 与理论表达式可以很好吻合。对于给定的脉冲指数,存在一个最低最优阈值;不同的脉冲指数  $A$ ,其最低最优阈值不同, $A$  越小,最低最优阈值反而越大;消隐器输出 SNR 及其性能增益是信号脉冲噪声比(SINR)的函数:在低 SINR 和高 SINR 下,输出 SNR 呈线性变化,性能增益分别趋近于定值;在中间 SINR 下,消隐器输出 SNR 及其性能增益是 SINR 的非线性函数。本消隐非线性阈值的优化算法可以改进脉冲噪声检测算法的性能,进而大大改善 OFDM 系统中压配电线脉冲噪声环境中的总体性能。

**关键词:** 中压配电载波通信;交频分复用;脉冲噪声;消隐非线性;阈值最优化

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)11-2775-04

## Optimization Algorithm for Impulsive Noise Mitigation Schemes of Middle-Voltage Distribution Line Communication Systems

Li Rong-wei Wu Le-nan

(Radio Engineering Department, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** OFDM has received a considerable attention for realization of high-speed power line communications, and impulse noise is one of the main disturbances in power line. An optimization algorithm for impulsive noise mitigation in OFDM system is proposed based on the analysis of output SNR of blanking nonlinearity. Simulation results show that the proposed analysis provides very good prediction of the output SNR if the number of OFDM subcarriers is sufficiently large. For given impulsive index ( $A$ ), there is a minimal optimum threshold. As the decrease of  $A$ , the minimal optimum threshold becomes larger. The output SNR and performance gain are functions of Signal to Impulsive Noise Ratio (SINR) respectively. Under lower and higher SINR, the output SNR changes linearly; and performance gain close to a fixed value respectively. But under middle SINR region, SNR and gain are nonlinear functions of SINR. The optimization algorithm proposed can improve the performance of impulse detection algorithm; furthermore, heighten the overall performance of the OFDM receiver in impulsive noise environment.

**Key words:** Middle-voltage distribution line carrier communication; OFDM; Impulse noise; Blanking nonlinearity; Threshold optimization

### 1 引言

配电载波(DLC)技术是在 10kV 和 380V 线路上的载波通信,其传输环境比输电线恶劣得多。10kV 载波通道的干扰主要是背景噪声和尖脉冲,脉冲噪声是突发性的、高幅度的、发生率很低的非高斯噪声。它的来源很多,如设备开关切换产生的脉冲干扰,用电设备产生的噪声以及电力线耦合的外界电磁波等。影响最大的是尖脉冲,其频谱范围很宽,且幅度较高<sup>[1]</sup>,严重时尖脉冲可比背景噪声幅值高 40dB<sup>[2]</sup>。IEC 推荐在 10kV 中压配电通信中采用正交频分复用(OFDM)传输体制,考虑到电力线通信对其它通信的潜在辐射,10kV 配电网最大可用频带为 50~500kHz<sup>[3]</sup>。

脉冲干扰会对 OFDM 通信系统的性能造成重大的影响<sup>[4]</sup>,因此脉冲噪声的检测,对于 OFDM 系统的实现至关重要。文献[5]提出了多载波中压配电线载波系统时域和频域检测算法,在低信噪比下取得了良好的性能增益。由于该算法中阈值的选取非常关键,因此本文提出脉冲噪声消隐非线性(blanking nonlinearity)阈值最优化算法,并给出消隐器输出信噪比和性能增益的表达式。

### 2 OFDM 系统模型

为便于分析,这里采用图 1 所示的 OFDM 传输系统。首先在发射端,信息位通过 MPSK 或 MQAM 映射为基带符号  $S_k$ 。在一个符号间隔内  $N$  个复基带符号经过 IFFT 和 D/A 转换最后得到复基带 OFDM 符号<sup>[6]</sup>:

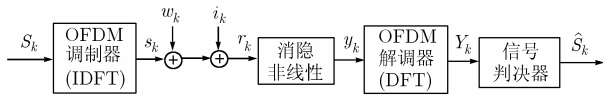


图 1 OFDM 系统传输框图

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j \frac{2\pi k t}{T_s}}, 0 < t < T_s \quad (1)$$

$N$  为子载波的数目,  $T_s$  为 OFDM 符号时间间隔。经过下变频, A/D 转换和理想同步后的时域接收信号可以表示为  $r_k = s_k + w_k + i_k$ ,  $k = 0, 1, \dots, N-1$ 。其中  $s_k = s(kT_s/T)$ ,  $w_k$  为加性高斯噪声(AWGN),  $i_k$  为脉冲噪声, 而且这里假定  $s_k$ ,  $w_k$ ,  $i_k$  相互独立。

文献[7]给出了脉冲噪声的多成分混令高斯噪声模型, 将噪声表示为  $u_k = w_k + i_k$ , 则

$$r_k = s_k + u_k, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

噪声的概率密度函数可表示为

$$f(u_k) = \sum_{l=0}^{L-1} p_l g(u_k | \sigma_l^2)$$

$g(u_k | \sigma^2)$  为均值为零, 方差为  $\sigma^2$  的复高斯过程的概率密度函数(PDF),  $\{p_0, p_1, \dots, p_{L-1}\}$  和  $\{\sigma_0, \sigma_1, \dots, \sigma_{L-1}\}$  为模型参数, 且有  $\sum_{l=0}^{L-1} p_l = 1$ 。

中压电力线信道中脉冲噪声可定义为 Middleton 的 A 类噪声模型<sup>[5]</sup>, 是式(2)模型的重要特例, 可表示为

$$\left. \begin{aligned} L_l &= \infty, \quad p_l = \frac{e^{-A^l}}{l!} \\ g(n | \sigma_l^2) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_l}} \exp\left[-\frac{n^2}{2\sigma_l^2}\right], \quad l = 0, 1, \dots, \infty \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

根据中压电力线信道噪声特性, 仿真中  $L_l = 3$ 。为了削弱脉冲噪声的能量, 在传统 OFDM 解调器前面可以添加消隐非线性模块<sup>[8]</sup>, 如图 1 所示。

$$y_k = \begin{cases} r_k, & |r_k| \leq T_{th}, \\ 0, & |r_k| > T_{th} \end{cases} \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

$T_{th}$  为判决阈值。当幅值较大的接收信号被判定包含脉冲噪声时, 式(4)会削弱该信号对系统的影响。最后将  $y_k$  送入基于 FFT 的传统 OFDM 解调器。为简化公式推导, 给出如下表达式:  $A_r = |r_k|$ ,  $A_s = |s_k|$ ,  $A_w = |w_k|$ ,  $A_y = |y_k|$ 。

### 3 消隐器输出端的信号噪声比

在消隐非线性算法中, 当采用不同的阈值  $T_{th}$  时, 输出信噪比(SNR)也相应不同。如果  $T_{th}$  太低, 大部分 OFDM 信号变为零, 进而输出 SNR 大大降低; 相反, 如果  $T_{th}$  接近于无穷大, 则脉冲噪声就可能降低系统性能。所以存在一个最优阈值  $T_{th\_opt}$  使得消隐器输出的 SNR 最大。要得到最优阈值, 首先要计算消隐器输出端的信噪比。

### 3.1 SNR 的定义

消隐非线性的输出形式为

$$y_k = K_0 s_k + d_k, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

右面第 1 项表示承载信息的有用信号按比例缩小的复本, 第 2 项为累积噪声或干扰,  $K_0$  为适当选择的比例因子。在发射机的消隐非线性分析中, 这种分解已经被 Bussgang 定理验证, 并且可以用式(5)的模型来分析发射机限幅非线性和信道噪声的联合作用<sup>[7,9]</sup>。式(5)中的最优比例因子满足  $E[d_k s_k^*] = 0$ , 通常认为因为零均值噪声过程 ( $d_k = y_k - K_0 s_k$ ) 与有用信号  $s_k$  不相关。其具体形式为<sup>[9]</sup>

$$K_0 = E[y_k s_k^*] / E[s_k^2] = E[y_k s_k^*] / 2 \quad (6)$$

当  $K_0$  按式(6)选择时, 脉冲噪声处理后的 SNR 可表示为

$$\begin{aligned} \gamma &= E[K_0 s_k^2] / E[y_k - K_0 s_k]^2 \\ &= \left( E[y_k^2] / 2K_0^2 - 1 \right)^{-1} \end{aligned} \quad (7)$$

这里  $E[y_k^2]$  表示非线性限幅器输出端信号的总功率。 $K_0$  和  $E[y_k^2]$  的计算在后文推导。根据第 2 节的系统模型,  $s_k$ ,  $w_k$  和  $i_k$  是互不相关的白色谱序列。因此, 噪声过程  $d_k$  也是白色的, 每个 OFDM 子信道的信噪比都是定值。式(7)的信噪比也可以用来刻画 OFDM 解调器输出的特性, 因为 SNR 在 OFDM 解调器(FFT)的输入端和输出端是相等的<sup>[10]</sup>。

### 3.2 最优比例因子和消隐输出端信号总功率

这里定义  $L$  个相互独立的事件  $I_0, I_1, \dots, I_{L-1}$  来表征方差分别为  $\sigma_0, \sigma_1, \dots, \sigma_{L-1}$  的脉冲噪声的发生。对于消隐非线性算法, 有  $E[y_k^2 | C] = 0$ , 则

$$E[y_k^2] = \sum_{l=0}^{L-1} E[y_k^2 | \bar{C}, I_l] P(\bar{C}, I_l) \quad (8)$$

当 OFDM 的子载波足够多时, 则 OFDM 信号可以建模为包络为瑞利包络分布的高斯过程<sup>[9-11]</sup>。因此联合概率  $P(\bar{C}, I_l)$  为

$$P(\bar{C}, I_l) = p_l \left( 1 - \exp\left(-T_{th}^2 / (2 + 2\sigma_l^2)\right) \right) \quad (9)$$

同样考虑到对于消隐非线性  $E[y_k s_k^* | C] = 0$ , 则由式(4)和式(6)可得

$$\begin{aligned} K_0 &= \frac{1}{2} \sum_{l=0}^{L-1} E[y_k s_k^* | \bar{C}, I_l] P(\bar{C}, I_l) \\ &= \frac{1}{2} \sum_{l=0}^{L-1} E[(s_k + u_k) s_k^* | \bar{C}, I_l] P(\bar{C}, I_l) \\ &= \frac{1}{2} \sum_{l=0}^{L-1} P(\bar{C}, I_l) \left\{ E[s_k^2 | \bar{C}, I_l] + E[u_k s_k^* | \bar{C}, I_l] \right\} \end{aligned} \quad (10)$$

对于脉冲噪声发生的情况, 利用贝叶斯理论可得

$$\begin{aligned} E[s_k^2 | \bar{C}, I_l] &= T_{\text{sigma}}^{-1} \int_0^\infty A_s^3 e^{-\frac{A_s^2}{2}} dA_s - T_{\text{sigma}}^{-1} \int_0^\infty A_s^3 e^{-\frac{A_s^2}{2}} Q_1\left(\frac{A_s}{\sigma_l}, \frac{T_{th}}{\sigma_l}\right) dA_s \end{aligned} \quad (11)$$

其中  $T_{\text{sigma}} = \left( 1 - \exp\left(-T_{th}^2 / (2 + 2\sigma_l^2)\right) \right)^{-1}$ , 等号右边第 1 项积分的计算结果为 2, 第 2 项积分可由 Nuttall 给出的

结果<sup>[12]</sup>来解析表达，简化后的  $E\left[|s_k|^2 \mid \bar{C}, I_l\right]$  可表示为

$$E\left[|s_k|^2 \mid \bar{C}, I_l\right] = 2 - \frac{T_{th}^2}{(1 + \sigma_i^2)^2 (T_{sigma} - 1)} \quad (12)$$

同理可得

$$E\left[|u_k|^2 \mid \bar{C}, I_l\right] = 2\sigma_i^2 - \frac{2\sigma_i^4 T_{th}^2}{(1 + \sigma_i^2)^2 (T_{sigma} - 1)} \quad (13)$$

$$E\left[A_y^2 \mid \bar{C}, I_l\right] = 2(1 + \sigma_i^2) - \frac{A_{th\_t}^2}{\frac{A_{th\_t}^2}{2(1 + \sigma_i^2)} - 1} \quad (14)$$

由式(12)和式(13)，再由正弦函数的对称性可对  $E\left[u_k s_k^* \mid \bar{C}, I_l\right]$  进行推导得到

$$E\left[u_k s_k^* \mid \bar{C}, I_l\right] = -\frac{\sigma_i^2 T_{th}^2}{(1 + \sigma_i^2)^2 (T_{sigma} - 1)} \quad (15)$$

根据式(9)，式(12)和式(14)，结合式(10)可得

$$K_0 = 1 - \sum_{l=0}^{L-1} \left(1 + T_{th}^2 / (2 + 2\sigma_i^2)\right) p_l T_{sigma} \quad (16)$$

这里需要指出，最优  $K_0$  是个实常数，意味着判决器输入端信号的星座点没有相位旋转。但是由于  $K_0 \leq 1$ ，信号星座点的幅度要缩小。将式(9)，式(14)代入式(8)，消隐器输出端信号的总功率可以表示为

$$E\left[|y_k|^2\right] = 2 + \sum_{l=0}^{L-1} p_l \left(2\sigma_i^2 - \left[T_{th}^2 + 2(1 + \sigma_i^2)\right] T_{sigma}\right) \quad (17)$$

将式(16)，式(17)代入式(7)可得消隐器输出端信噪比的表达式。当  $T_{th} \rightarrow \infty$  时，则有

$$\lim_{T_{th} \rightarrow \infty} \gamma = \left(\sum_{l=0}^{L-1} p_l \sigma_i^2\right)^{-1} \cong \frac{1}{\sigma_u^2} \quad (18)$$

消隐器输出端信噪比是阈值的函数，图 2 是有限子载波数 ( $N=1024$ ) 的 OFDM 系统仿真得到的输出 SNR 与阈值曲线图，脉冲噪声的方差为  $\sigma_u^2 = 0.05$ 。由图可以看出，仿真结果与理论分析非常吻合。阈值比较小 ( $T_{th} < 3$ ) 时不同脉冲指数  $A$  值的输出信噪比几乎相同；当  $T_{th} > 3$  时，随着  $A$  值的减小，同一阈值处的输出信噪比反而变大。随着阈值变大，各  $A$  值的输出信噪比曲线趋近于  $\gamma$  当  $T_{th} \rightarrow \infty$  时的值。虽然上述分析是在子载波数足够大的前提下进行的，但仿真结果显示，在子载波数较小时 (如  $N=128$ )，仿真曲线和理论曲线也基本吻合。

### 4 阈值的最优化

由式(10)，输出信噪比是阈值  $T_{th}$  的非单调函数，当  $T_{th}$  很小时，很大一部分 OFDM 信号被置零，从而导致输出 SNR 显著降低。相反当  $T_{th}$  趋近于无穷时，脉冲噪声也可能大大降低系统的性能。因此存在一个最优阈值使得输出信噪比达到最大。最优阈值可以通过求解如下方程得到

$$\frac{\partial}{\partial T_{th}} \left[ E\left[|y_k|^2 / K_0^2\right] \right] = 0 \quad (19)$$

为简化计算，取式(19)的对数形式，得到等价方程：

$$\frac{\partial \ln E\left[|y_k|^2\right]}{\partial T_{th}} - 2 \frac{\partial \ln K_0}{\partial T_{th}} = 0 \quad (20)$$

则最优消隐阈值  $T_{th\_opt}$  可通过求解下面方程来得到

$$\frac{\sum_{l=0}^{L-1} p_l / (1 + \sigma_i^2) T_{sigma}}{2 + \sum_{l=0}^{L-1} p_l \left(2\sigma_i^2 - \left[T_{th}^2 + 2(1 + \sigma_i^2)\right] T_{sigma}\right)} = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} p_l / (1 + \sigma_i^2)^2 T_{sigma}}{1 - \sum_{l=0}^{L-1} \left(1 + T_{th}^2 / (2 + 2\sigma_i^2)\right) p_l T_{sigma}} \quad (21)$$

等式左边易解析推导，但其解并不能表示为简单严密的解析形式，只可给出其数字解。与传统的接收机相比，带有非线性消隐器的 OFDM 接收机可获得的增益可表示为

$$I_{blank} = -10 \lg \left( \frac{\gamma(A_{th\_t} \rightarrow \infty)}{\gamma(A_{th\_t} = A_{th\_t\_opt})} \right) \quad (22)$$

图 3 给出了与信号脉冲噪声比(SINR)相对应的最优阈值，图 4 给出了与最优阈值相对应的消隐器性能曲线，图 4(a) 为输出信噪比，图 4(b) 为消隐器增益。其中 SINR 可以表示为  $SINR = \sigma_s^2 / \sigma_u^2 = 1 / \sigma_w^2 + \sigma_i^2$ 。如图 3 所示，非线性消隐的最优阈值随着  $A$  和 SINR 的变化而变化。首先，对于每一个给定的脉冲指数  $A$ ，存在一个最低最优阈值  $T_{th\_opt\_min}$ ，它的值随着  $A$  的减小，反而越来越大，但是变化不大。其次，最优阈值在达到  $T_{th\_opt\_min}$  前，随着 SINR 的增大而逐渐变小，相同 SINR 情况下， $A$  越大，最优阈值反而越小；达到  $T_{th\_opt\_min}$  后又快速增大到最高设置阈值，相同 SINR 情况下， $A$  越大，最优阈值越大。如图 4(a) 所示，在 SINR 较小 (如  $SINR < -8\text{dB}$ ,  $A=0.01$ )，和 SINR 较大 (如  $SINR > 20$ ,  $A=0.01$ ) 时，消隐器的输出信噪比呈线性变化，且不随  $A$  而变。在 SINR 取中间值时 (如  $-8\text{dB} < SINR < 20\text{dB}$ ,  $A=0.01$ )，输出信噪比为 SINR 的非线性函数，且这时对于相同的 SINR 值， $A$  越小，即噪声脉冲性越强，输出信噪比越高。如图 4(b) 所示，在 SINR 较小时 (如  $SINR < -8\text{dB}$ ,  $A=0.01$ )，消隐器增益  $I_{blank}$  逼近 20dB；而 SINR 较大 (如  $SINR > 20$ ,  $A=0.01$ ) 时，则逼近 0dB；在 SINR 取中间值时 (如  $-8\text{dB} < SINR < 20\text{dB}$ ,  $A=0.01$ )， $I_{blank}$  为 SINR 的非线性递减函数，而且这时对于同一 SINR 值， $A$  越小， $I_{blank}$  越大。

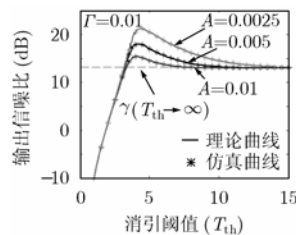


图 2 有限子载波 OFDM 系统消隐器输出端 SNR

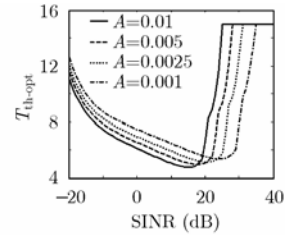


图 3 最优阈值与 SINR 的关系

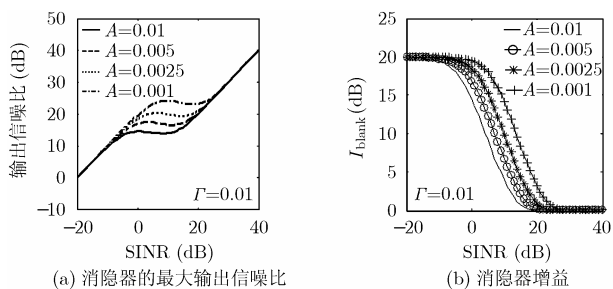


图 4 与最优阈值相对应的消隐器性能

以上现象可以这样解释：以  $A=0.01$  为例，当 SINR 很小 ( $<-8\text{dB}$ ) 时，脉冲噪声幅度比有用信号大得多，因此最优阈值较大，这时所有脉冲噪声均被检测出，并由零来代替，非线性消隐效果非常明显，输出信噪比线性增大，消隐器增益逼近 20dB。至于为什么会逼近 20dB，是因为  $\Gamma = 0.01$ ，A 类噪声中脉冲噪声部分与高斯噪声部分的能量比为 20dB。随着 SINR 增大，脉冲噪声的幅度逐渐减小，最优阈值也随之减小，直到脉冲幅度与有用信号幅度相当时 ( $\text{SINR}=15\text{dB}$ )，最优阈值达到最小(图 3)，这时消隐器的增益等于 0.73，已经相当有限了。当  $-8\text{dB} < \text{SINR} < 15\text{dB}$  时，输出信噪比变化缓慢，随着 SINR 的提高，消隐器增益持续下降。进一步观察发现，由于输出信噪比和消隐器增益是 SINR 的非线性函数， $\text{SINR}=15\text{dB}$  恰恰是其曲线的拐点。由图 4(b) 所示，当  $\text{SINR} > 15\text{dB}$  时，消隐器增益非常小，说明消隐非线性不再适用，该算法只在  $\text{SINR} < 15\text{dB}$  时才能获得有价值的增益。因此若阈值得当，本文脉冲检测算法在中低信噪比时性能都有所改进，也即本文算法对于幅度较大的脉冲噪声的检测和消除具有很好的性能，对于幅度较小的脉冲噪声还要借助其它算法。

## 5 结束语

针对文献[5]提出的基于 OFDM 的电力线信道时频域脉冲噪声消除算法，为提高该算法的检测性能，文章提出了阈值的优化算法。仿真结果显示，如果 OFDM 系统的子载波数足够大，则实际系统输出 SNR 与本文推导的消隐器输出 SNR 表达式可以很好吻合。基于 SNR 分析，文章还提出了消隐非线性阈值的优化算法。对仿真结果的分析表明：对于给定的脉冲指数，存在一个最低最优阈值，当 SINR 小于该阈值对应的 SINR 时，消隐器才能获得有价值的性能增益；不同的脉冲指数  $A$ ，其最低最优阈值不同， $A$  越小，最低最优阈值反而越大；消隐器输出 SNR 和性能增益是 SINR 的函数，在  $\text{SINR} < -8\text{dB}$  和  $\text{SINR} > 20\text{dB}$  下，输出 SNR 呈线性变化，性能增益分别趋近于 20dB 和 0dB；在中间 SINR 内，消隐器输出 SNR 和性能增益是 SINR 的非线性函数，而最低最优阈值点对应的 SINR 点恰好是 SINR-输出 SNR 和 SINR-性能增益曲线的拐点。运用该优化算法，可以改进脉冲噪声检测算法的

性能，进而大大改善 OFDM 系统中压配电网脉冲噪声环境中的总体性能。

## 参考文献

- [1] Chow P S. Bandwidth optimized digital transmission techniques for spectrally shaped channels with impulse noise. [Doctor dissertation], Stanford University, May 1993.
- [2] Cimmerian M and Dostert K. An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks[C]. Proceedings of the 4th International Symposium on Powerline Communications and Its Applications, Limerick, Ireland, April 5th-7th, 2000: 131-138.
- [3] Ramseier S, Arzberger M and Hauser A. MV and LV powerline communications: New proposed IEC standards[A]. IEEE Transmission and Distribution Conference, Baden, Switzerland, Vol.1,11-16, April 1999: 235-239.
- [4] Haring J and Winck H. OFDM Transmission corrupted by impulse noise, Proceedings Int. Symposium on Power-Line Communication and Its Applications, Limerick, Ireland, April 2000: 914-918.
- [5] 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. 电子与信息学报, 2006, 28(19): 1697-1702.
- [6] Proakis J. Digital Communications, 4th ed., McGraw-Hill, 2001: 719.
- [7] Kassam S A. Signal Detection in Non-Gaussian Noise. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1988.
- [8] Suraweera H A, Chai C, and Shentu J, et al. Analysis of impulse noise mitigation techniques for digital television systems. In Proc. 8th International OFDM Workshop, Hamburg, Germany, September 2003: 172-176.
- [9] Banelli P and Cacapardi S. Theoretical analysis and performance of OFDM signals in nonlinear AWGN channels. *IEEE Trans. on Commun.* 2000, 48(3): 430-441.
- [10] Haring J and Han Vinck A J. Iterative decoding of codes over complex numbers for impulsive noise channels. *IEEE Trans. on Inf. Theory*, 2003, 49(5): 1251-1260.
- [11] Wei S, Goeckel D L, and Kelly P E. A modern extreme value theory approach to calculating the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM systems. *IEEE Int. Conf. on Communication*, 2002, 3(28): 1686-1690.
- [12] Nuttall A H. Some integrals involving the QM function. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1975, 21(1): 95-96.

李荣伟：男，1974 年生，博士生，从事电力线载波通信、OFDM 技术等领域的研究。

吴乐南：男，1952 年生，教授，博士生导师，主要从事多媒体信号处理、数字广播、超窄带通信等方面的研究工作。