

多载波电力线通信系统脉冲噪声处理方法研究

李荣伟 吴乐南

(东南大学无线电工程系 南京 210096)

摘要 OFDM用于实现高速电力线通信已经越来越受关注。脉冲噪声是电力线信道的主要干扰之一,它是突发性、高幅度和低概率的噪声。持续时间很短的脉冲包含了所有子信道的频谱成分,会影响所有子信道上传输符号的判决。该文分析了时域和频域两种检测算法的虚警率和漏检率等性能,提出接收机通过计算时域和频域中接收符号的幅值来检测脉冲的存在及其在OFDM符号内的起始位置。被脉冲噪声污染的样本利用保护频带的冗余来进行恢复,仿真结果显示在选择合适的阈值的情况下,该算法在低信噪比下取得了良好的性能增益。

关键词 中压配电载波通信, 交频分复用, 脉冲噪声, 噪声检测, 信号恢复

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)09-1697-06

Signal Processing Algorithm for Multi-carrier Middle-Voltage Distribution Line Channel with Impulse Noise

Li Rong-wei Wu Le-nan

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

Abstract OFDM has received a considerable attention for realization of high-speed power line communications. Impulse, one of the main disturbances in power line, is a type of bursty, high amplitude, and low probability noise. Such impulses with very short duration will contain spectral components on all subchannels, and thus impact the decision of symbols transmitted on all subcarriers. This paper analyzes the performance of selected impulse noise detectors. The receiver detects impulse emergence and its position within an OFDM symbol by amplitude calculation combined in time and frequency domain. Samples corrupted by impulse noise are reconstructed using redundancy of the guard band in the frequency domain. Simulation results show that the proposed algorithm has a good performance for low signal-to-noise ratios, if the proper threshold is selected.

Key words Middle-voltage distribution line carrier communication, OFDM, Impulse noise, Noise detection, Symbol reconstruction

1 引言

以中压配电网电力线作为信号载体实现通信,是90年代中期以来各国电力与通信研究的一项前沿技术。该技术在电网自动化和自动抄表领域已广泛应用,对电网的市场化运行有特别重要的意义。近几年来,电力线通信技术的研究与应用范围不断扩大,涉及的领域主要有:各种表计量读数的自动抄收,用户需求侧管理(DSM),负荷的自动监视与自动切换,远端用户的电源供电质量、电压稳定、干扰、谐波等的监测。

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^[1],严重时尖脉冲可比背景噪声幅值高40dB^[2]。

IEC推荐在10kV中压配电网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^[3]。脉冲干扰会对OFDM通信系统的性能造成重大的影响^[4],因此脉冲噪声的检测,对于OFDM系统的实现至关重要。接收机一旦检测到脉冲噪声,就可以用来解决多种问题:首先,译码器可以用脉冲信息来标记不可靠的符号,这对卷积码的软判决译码具有特殊的意义;其次,脉冲信息可以反馈给自适应均衡器,来消除脉冲噪声污染符号对自适应过程的影响;再次,脉冲噪声检测器的输出可以作为噪声消除器的输入。当前解决脉冲噪声影响的主要方法还是信道编码。另外一种方法就是文献[5]描述的算法,但是这种算法当脉冲形状不能准确估计时会出现重大错误。

第2节将简要描述OFDM系统,并且获得信号时域和频域采样的概率密度函数(PDF)。而第3,4,5节,将分别分析脉冲噪声的时域、频域检测性能,和利用频域冗余来消除时域脉冲的算法。

2 OFDM 系统

一个 OFDM 信号包含 M 个被正交幅度调制(QAM)或 M-ary 相位键控(MPSK)调制的正弦型子载波。图 1 给出了 OFDM 发射机的原理框图。数字信息被映射为复星座点,再通过逆离散傅里叶变换(IDFT)进行调制。D/A 转换器的输出信号经低通滤波后,被搬移到与载波频率相应的频段,连续地送入信道。

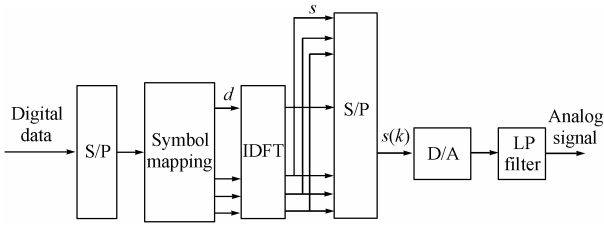


图 1 OFDM 发射机原理框图
Fig.1 The OFDM transmitter structure

因此,发射信号的基带采样可以表示为

$$s(k) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} d_i \exp\left(\frac{j2\pi ik}{M}\right), \quad k = 0, \dots, M-1 \quad (1)$$

这里 d_i 为相应的星座点。

为了使所用低通滤波器的阶数不至于过高,频带边缘几个子载波的幅度被设为零。这些子载波通常称未调制子载波或虚子载波。虚子载波的数量是系统的设计参数,依赖于滤波器特性和子载波间隙。本文将利用虚子载波来进行脉冲噪声的频域检测。如果频域中使用长度为 L 的保护间隔,则边缘的 L 个符号 $a_l, l=0,1,\dots,L-1$, 就被设为 0。

图 2 给出了 OFDM 接收机的原理框图。在接收端,信号又被搬移回基带,送入与发射机低通滤波器相匹配的滤波器。滤波信号在 $kT' + \tau$ 时刻采样,这里 T' 为接收机的采样周期, τ 为采样相位偏移。所得的信号采样进行 DFT,就得到了频域信号。在理想情况下(载波频率和采样频率能够完全恢复), $T' = T, \tau = 0$, 则接收信号的频域采样为

$$r(k) = s(k) + w(k) + w_{imp}(k) \quad (2)$$

这里 $w(k)$ 表示实部和虚部相互独立的高斯噪声, $w_{imp}(k)$ 表示脉冲噪声样本。

在接收端, DFT 模块的输出为

$$R(i) = \sum_{k=0}^{M-1} r(k) \exp\left(\frac{j2\pi ki}{M}\right), \quad i = 0, \dots, M-1 \quad (3)$$

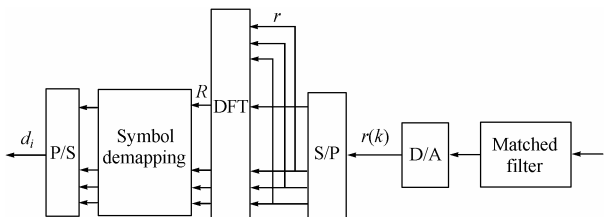


图 2 OFDM 接收机的原理框图
Fig.2 The OFDM receiver structure

由于 IDFT 和 DFT 是可逆变换对,则有

$$Y(i) = d_i + W(i) + W_{imp}(i), \quad i = 0, \dots, M-1 \quad (4)$$

这里 $W(i)$ 为 AWGN 的频域采样,具有与 $w(k)$ 相同的统计特性, $W_{imp}(i)$ 表示脉冲噪声的影响^[6,7]。脉冲的 DFT 含有所有的频谱分量,所以加性脉冲会破坏所有子载波。

3 脉冲噪声的时域检测算法

假设脉冲噪声的某些采样的幅值要比接收的多载波符号高得多,则脉冲噪声的时域检测算法当发射机和接收机相距很远时是很有效的,因为这时信号严重衰减,其幅度大大低于脉冲幅度。如果符号功率超过阈值,接收机就认为有脉冲噪声发生,并将变量 CSI(q)(信道状态信息)置 1。计算 M 个信号采样(不包括保护间隔)的功率:

$$P(q) = \frac{1}{M} \sum_{k=q(M+L)+L}^{(q+1)(M+L)-1} [r(k)]^2 \quad (5)$$

如果功率超过功率阈值 P_{th} , 就认为脉冲发生了:

$$CSI_p(q) = \begin{cases} 1, & P(q) \geq P_{th} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (6)$$

这种算法的困难是多载波符号具有很高的峰平比,功率阈值的合适基准 P_{th} 由调制子载波的数量和单载波最大功率决定。一个多载波信号是由许多独立 QAM 信号相加得到的,根据中心极限定理,其概率密度函数近似为高斯函数,其均值和标准差由星座点数和星座点间距决定。如果将阈值定得大大高于平均功率,可以把由多载波信号的峰值功率所引起的脉冲虚警率减小到低于所需的误比特率。尽管高阈值可以降低虚警率,但是将同时降低脉冲的检测概率。

为了提高脉冲检测概率,我们可以监测接收信号的时域采样。定义阈值比较器的输出为

$$d_{th}(k) = \begin{cases} 1, & |r(k)| \geq A_{th_t} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (7)$$

这里 A_{th_t} 为幅度阈值。通过时域样本比较所得的信道状态信息为

$$CSI_t(q) = \begin{cases} 1, & \sum_{k=q(M+L)+L}^{(q+1)(M+L)-1} d_{th}(k) \geq m_t \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (8)$$

当脉冲噪声出现时,接收信号 $r(k)$ 可表示为式(2)的形式, $s(k)$ 和 $w(k)$ 均可建模为零均值的高斯随机变量。在这一假设条件下,接收信号可表示为

$$r(k) = y(k) + w_{imp}(k) \quad (9)$$

这里 $y(k) = s(k) + w(k)$ 通常为零均值标准差为 σ_y 的随机变量。在脉冲出现且其幅度为 A_i 的情况下,接收信号的采样超过阈值 A_{th_t} 的概率可表示为

$$\begin{aligned} P(|r(k)| > A_{th_t} | A_i, \text{impulse}) &= P(y + A_i > A_{th_t}) + P(y + A_i < -A_{th_t}) \\ &= Q\left(\frac{A_{th_t} - A_i}{\sigma_y}\right) + Q\left(\frac{A_{th_t} + A_i}{\sigma_y}\right) \end{aligned} \quad (10)$$

这里

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \quad (11)$$

在脉冲发生的情况下，接收信号采样 $r(k)$ 超过阈值的概率为

$$P(|r(k)| > A_{th_t} | \text{impulse}) = \int \left[Q\left(\frac{A_{th_t} - A_i}{\sigma_y}\right) + Q\left(\frac{A_{th_t} + A_i}{\sigma_y}\right) \right] p(A_i) dA_i \quad (12)$$

幅度阈值的选择依赖于标准偏差 σ_y ，如果定义相对阈值为 $A_{th_t_rel} = A_{th_t} / \sigma_y$ ，则当脉冲发生时，采样 $r(k)$ 超过阈值的概率为

$$P(|r(k)| > A_{th_t} | \text{impulse}) = \int \left[Q\left(A_{th_t_relative} - \frac{A_i}{\sigma_y}\right) + Q\left(A_{th_t_relative} + \frac{A_i}{\sigma_y}\right) \right] p(A_i) dA_i \quad (13)$$

当脉冲发生时，采样 $r(k)$ 未超过阈值的概率为

$$P(|r(k)| < A_{th_t} | \text{impulse}) = 1 - P(|r(k)| > A_{th_t} | \text{impulse}) \quad (14)$$

那么没有脉冲发生，而 $r(k)$ 超过阈值的概率为

$$P(|r(k)| > A_{th_t} | \text{no impulse}) = P(r > A_{th_t}) + P(r < -A_{th_t}) = 2Q\left(\frac{A_{th_t}}{\sigma_y}\right) = 2Q(A_{th_t_rel}) \quad (15)$$

由式(7)和式(8)得，当有至少 m_f 个采样超过阈值时， $CSI(q)$ 被设为 1。那么无脉冲噪声却误检测到脉冲的概率，也就是虚警率为

$$P(\text{false alarm}) = \sum_{k=m_f}^M \binom{M}{k} \left[P(|r(k)| > A_{th_t} | \text{no impulse}) \right]^k \cdot \left[1 - P(|r(k)| > A_{th_t} | \text{no impulse}) \right]^{M-k} \quad (16)$$

而有脉冲噪声但是却没有检测到的概率，即漏检率为

$$P(\text{impulse not detected}) = \sum_{k=0}^{m_f-1} \binom{M}{k} \left[P(|r(k)| > A_{th_t} | \text{impulse}) \right]^k \cdot \left[1 - P(|r(k)| > A_{th_t} | \text{impulse}) \right]^{M-k} \quad (17)$$

当脉冲幅度为定值即 $\Pr(A_i = \text{const.}) = 1$ 的情况下(这里令 $A_i = 2\sigma_y$)，图 3 给出了参数 m_f 在一定范围内变化时，虚警率和漏检率的变化曲线：显然，当 m_f 增大时，虚警率减小，而漏检率增大。并且同一 m_f 值的两条概率曲线的交点

的概率是下降的。这里假设脉冲噪声的长度等于观测间隔的长度。

无论是虚警率还是漏检率都依赖于脉冲的幅度 A_i 。随着期望脉冲长度的减小，虚警率减小，而漏检率增大。而且由图 3， m_f 的最优值等于脉冲长度的一半，这时虚警率和漏检率都达到了最小，这个最小值为 m_f 达到最优值时两种概率曲线交点处的概率。

4 脉冲噪声的频域检测算法

脉冲噪声的频域检测算法是利用虚载波来进行的：首先，由于脉冲能量被扩展到所有子载波，因此在频域寻找大的采样值就失去了意义。其次，被分配到一个子载波上的比特数可能大大超过 2。对于方形和交叉 QAM 星座点且独立同分布的信息来说，子载波在定义的符号间隔内有最大能量的概率是最小的。比如 64-QAM 方形星座点，子载波上功率最大的概率为 4/64。然而，这仍然是一个有效星座点。因此，频域阈值必须比最大载波功率大得多。另一方面，如果星座点接近于复平面的原点，只有大幅度脉冲能被检测到。而且，与特殊子载波上的脉冲噪声相对应的复平面向量可以具有任意方向。这一向量与信号向量(即星座点)之和的功率也可能小于阈值，即使脉冲功率超过阈值。

如上所述，相对于能检测大量且功率集中于较窄频带内的脉冲的时域检测来说，在频域只能检测到幅度很大的脉冲噪声。电力线信道的脉冲噪声主要是由任意位置，任意时刻的瞬时开关操作引起的。其形状类似于阻尼正弦波如图 4 所示，持续时间大约 50 μs 。这种幅度很大而只有几个样本长度的脉冲噪声，由于其直流分量不为零，功率主要集中于给定频段的高端^[10]。如第 2 节所述，有 M_{vir} 个子载波为虚子载波，其上不加载信号，也就不发射能量。换句话说，如果脉冲噪声发生，大功率信号将主要出现在这一频带内。因此，如果至少 m_f 个虚子载波的幅度超过阈值 A_{th_f} ，我们就可以判决脉冲发生了。

$$CSI_f(q) = \begin{cases} 1, & \sum_{i=M-M_{vir}}^{M-1} d_{th_f}(i) \geq m_f \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (18)$$

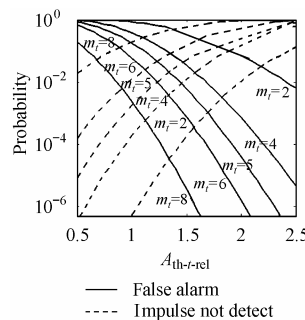


图 3 脉冲噪声时域检测算法的虚警率和漏检率

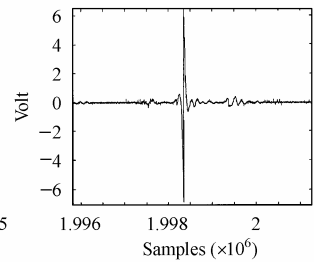


图 4 电力线脉冲噪声波形图 Fig.4 The shape of impulse

Fig.3 The probability of false alarm and of impulse undetected of time domain detect

这里

$$d_{th_f}(i) = \begin{cases} 1, & |R(i)| \geq A_{th_f} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (19)$$

且 $R(i) = F[r(k)]$ 为信号 $r(k)$ 的频谱。

虚警率和漏检率依赖于背景噪声的方差和脉冲噪声的频谱。为了计算这些概率，这里假定背景噪声 $w(k)$ 为零均值的高斯噪声。其频谱 $W(i) = F[w(k)]$ 的实部和虚部是彼此独立的零均值、方差为 σ_w^2 的高斯变量。脉冲噪声频谱 $I(i) = F[i(k)]$ 的实部和虚部彼此独立，均值为零，方差为 σ_I^2 。频谱 $R(i)$ 的实部和虚部在与虚子载波相对应的频带内的概率密度函数(pdf)为

$$f_{R_c}(x) = \int_{-\infty}^{\infty} f_w(x-y)f_I(y)dy \quad (20)$$

这里 $f_w(x)$ 和 $f_I(x)$ 分别为变量 $W(i)$ 和 $I(i)$ 的 pdf。

$$f_w(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_w} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_w^2}\right) \quad (21)$$

$$f_I(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_I} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_I^2}\right) \quad (22)$$

$f_{R_c}(x)$ 是零均值、方差为 $\sigma_w^2 + \sigma_I^2$ 的高斯函数。由于 $R(i)$ 的实部和虚部都是零均值，方差为 $\sigma_w^2 + \sigma_I^2$ 的高斯变量，所以其绝对值的 pdf 为

$$f_{|R|}(x) = \frac{x}{\sigma_w^2 + \sigma_I^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2(\sigma_w^2 + \sigma_I^2)}\right) U(x) \quad (23)$$

这里 $U(x)$ 为单位阶跃函数

$$U(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (24)$$

在有脉冲噪声发生的情况下，接收信号的频谱成分超过阈值的概率为

$$\Pr(|R| > A_{th_f} | \text{impulse}) = \int_{A_{th_f}}^{\infty} f_{|R|}(x) dx \quad (25)$$

接收信号的频谱成分低于阈值的概率为

$$\Pr(|R| < A_{th_f} | \text{impulse}) = 1 - \Pr(|R| > A_{th_f} | \text{impulse}) \quad (26)$$

那么脉冲漏检率为

$$\begin{aligned} & \Pr(\text{impulse not detected}) \\ &= \sum_{k=0}^{m_f-1} \binom{M_{vir}}{k} \left[\Pr(|R| > A_{th_f} | \text{impulse}) \right]^k \\ & \cdot \left[1 - \Pr(|r(k)| > A_{th_f} | \text{impulse}) \right]^{M_{vir}-k} \end{aligned} \quad (27)$$

这里 M_{vir} 为虚子载波的数量。

当没有脉冲噪声发生，而接收信号的频谱成分超过阈值的概率是背景噪声谱的绝对值大于 A_{th_f} 的概率

$$\begin{aligned} & \Pr(|R| > A_{th_f} | \text{no impulse}) \\ &= \int_{A_{th_f}}^{\infty} f_{|W|}(x) dx = \int_{A_{th_f}}^{\infty} \frac{x}{\sigma_w^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_w^2}\right) U(x) dx \end{aligned} \quad (28)$$

运用式(27)，我们可以计算虚警率：

$$\begin{aligned} & \Pr(\text{false alarm}) \\ &= \sum_{k=m_f}^{M_{vir}} \binom{M_{vir}}{k} \left[\Pr(|r(k)| > A_{th_f} | \text{no impulse}) \right]^k \\ & \cdot \left[1 - \Pr(|r(k)| > A_{th_f} | \text{no impulse}) \right]^{M_{vir}-k} \end{aligned} \quad (29)$$

图5给出了虚警率和漏检率的分布曲线，显然最优的阈值为 $m_f = 3$ ， $A_{th_f} = 3.27$ 。

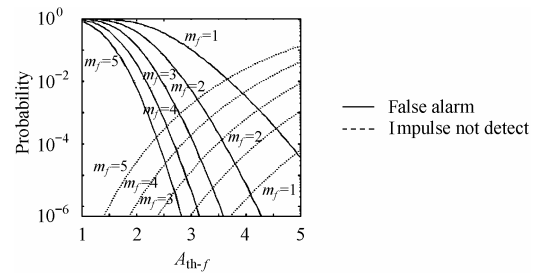


图5 脉冲噪声频域检测算法的虚警率和漏检率

Fig.5 The probability of false alarm and of impulse undetected of frequency domain detect

5 脉冲噪声的时频域检测及信号重建

如前所述，脉冲检测的时域算法和频域算法各有优势。为了综合二者的优点，降低脉冲虚警率和漏检率，我们采用了时频域结合的方法。当以下条件满足时，我们可以说脉冲发生了：

$$\text{CSI}_l(q) = \begin{cases} 1, & \sum_{k=q(M+L)+L}^{(q+1)(M+L)-1} d_{th}(k) \geq m_l \\ 1, & \sum_{i=M-M_{vir}}^{M-1} d_{th_f}(i) \geq m_f \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (30)$$

其中 $d_{th}(k)$ 和 $d_{th_f}(i)$ 分别满足式(7)和式(19)。

为了确定脉冲在符号中的位置，就需要计算时域滑窗中 $\sum d_{th}(k)$ 的值。如果始于第 l_b 个样本的 L_{imp} 个样本的 $\sum d_{th}(k)$ 值大于始于其它样本的 L_{imp} 个样本的 $\sum d_{th}(k)$ 值，即

$$l_b = \arg \max_l \left[\sum_{k=l}^{l+L_{imp}-1} d_{th}(k) \right] \quad (31)$$

则可以判决长度为 L_{imp} 的脉冲开始于第 l_b 个样本。

确定了脉冲的起始位置，在脉冲长度已知的情况下，就可以得到被脉冲噪声破坏的样本。设 OFDM 系统的子载波数为 64，其中 8 个属于保护频段，即 $M = 64$ ， $M_{vir} = 8$ ，保护子信道以外的每个子信道传送 2 比特信息，调制方法为

DQPSK。为了确保 IDFT 模块输出端的符号序列为实值，必须附加 Hermitian 对称性条件，即调制器中的频域符号被设定为

$$\tilde{d}_k = \begin{cases} d_k, & 1 \leq k \leq N/2 - 1 \\ d_k, & M/2 + 1 \leq k \leq M - 1 \\ R(d_0), & k = 0 \\ \text{Im}(d_0), & k = M/2 \end{cases} \quad (32)$$

图 6 给出了各种信号处理阶段的时域和频域符号。发射机时域和频域符号分别如图 6(a)和 6(b)所示。接收信号中，脉冲的位置通过前述方法来确定，相应的样本采用幅度置零方法(amplitude nulling)来处理，即

$$r_{kz} = \begin{cases} 0, & y_k \text{ 被脉冲噪声破坏} \\ r_k, & \text{其他} \end{cases} \quad (33)$$

对信号 r_{kz} 进行 DFT，其频谱为 $R_z(k) = \text{DFT}(r_{kz})$ ，其中包括保护频段的频谱成分，但是这部分频谱应该等于 0。应该指出样本 r_{kz} 包含一个零序列，由于 DFT 是线性变换，如果我们成功复原被脉冲噪声破坏的符号 p_k ，那么 DFT 后将得到与原始信号相同的频谱。所以可以利用这一点来恢复缺失的样本 p_k ，通过解系统的 L_{imp} 个复线性方程

$$\sum_{n=l_b}^{l_b+L_{\text{imp}}-1} p_n \exp\left(-j\frac{2\pi kn}{M}\right) = -R_z(k) \quad (34)$$

这里 $R_z(k)$ 为相应于保护频段的 DFT 系数。通过估计 p_k 和 r_{kz} ，信号 $r_{\text{est},k} = r_{kz} + p_k$ 就形成了，进而数字信息就得到了。但这种信号恢复算法没有考虑背景噪声的影响。

图 7 给出了子载波数 M 分别为 16, 64, 128 和 256 时，虚载波数为 $M/8$ 的 OFDM 系统在电力线信道上的差错性能。为了体现脉冲噪声检测和信号重建算法的性能，没有考虑电力线信道衰减特性的影响，背景噪声采用高斯噪声，脉冲噪声采用文献[8,9]中的模型。为了体现脉冲检测和信号重建算法的性能，系统没有使用信道编码。如图 7 所示，随着子信

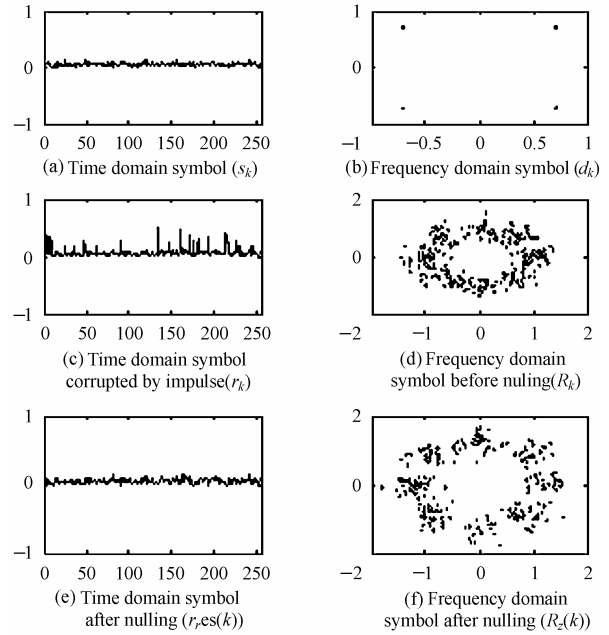


图 6 脉冲噪声消除的步骤图

Fig.6 Steps to cancel the impulse noise

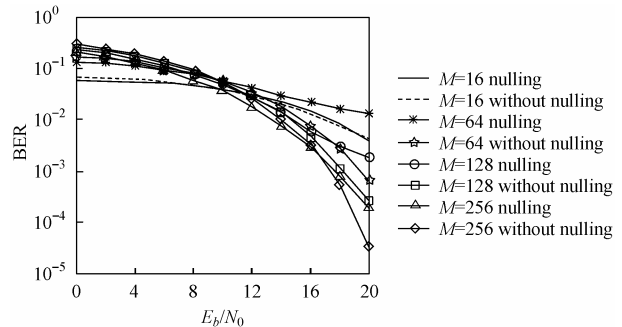


图 7 中压电力线脉冲信道 DQPSK-OFDM 系统性能

Fig.7 The performance of DQPSK-OFDM systems over middle-voltage distribution line channel

道数 M 的增大，系统性能越来越好，但当 M 大于 256 时，系统性能改善不大。当阈值取的较大时，中高信噪比的性能没有变坏，低信噪比时的性能有少量改善，例如 $M=16$ 的情况。当阈值取的较小时，低信噪比时的性能可以改上 1—2dB，而高信噪比时的性能却下降较多，如 $M=64$ 和 $M=128$ 的情况。如果阈值取的得当，中低信噪比时的性能都有所改进，而高信噪比时的性能只有些许下降，如 256 时的情况。由此可以看出，阈值的选择是本文算法的关键。

6 结束语

电力线脉冲噪声信道中的脉冲检测和信号恢复是实现 OFDM 系统的重要问题。脉冲噪声存在的信息在接收端可以用来：解码器可以将当前符号标记为“不可靠”，实现软判决译码；可反馈到接收机的自适应单元；脉冲检测器的输出可被噪声消除器用来消除脉冲噪声。

对于 OFDM 电力线信道中时域和频域脉冲检测算法性能的分析结果，可以确定脉冲检测的可靠性，这是通信系统

的设计参数。本文所提出的 OFDM 电力线信道的时频域脉冲噪声消除算法, 利用频域冗余来估计被脉冲噪声破坏的样本。估计的样本与未被脉冲噪声破坏的样本相加就得到了系统的数字信息。该算法在中高信噪比的脉冲信道环境下取得了很好的性能。

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, 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, 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, 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] Oppenheim A V, Schaffer R W, *et al.* 著, 刘树棠, 黄建国译. 离散时间信号处理. 西安: 西安交通大学出版社, 2001: 559-562.
- [6] Proakis J G 著, 张力军, 张宗橙, 郑宝玉等译. 数字通信(第三版).北京: 电子工业出版社, 2001: 477-481.
- [7] Lechleider J. An adaptive impulse noise canceller for digital subscriber lines. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM92), Orlando, FL, USA, Dec.1992: 36-39.
- [8] David Middleton. Non-Gaussian noise models in signal processing for telecommunications: new methods and results for class A and class B noise models. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1999, 45(4): 1129-1149.
- [9] 李荣伟, 吴乐南. 10kV 中压配电网载波信道的建模. 电路与系统学报已录用.
- [10] Vaseghi S V. *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction*, Second Edition. John Wiley & Sons Ltd, 2000: 355-377.
- 李荣伟: 男, 1974 年生, 博士生, 从事电力线通信, 通信信号处理方面的研究工作.
- 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.