

A Study on Channel Estimation in Impulsive NB-PLC Channels*

Jing Wang¹, Hui Zhao¹, Yunbao Zeng², Wei Zhu², Long Zhao¹

¹Key Laboratory of Universal Wireless Communication, Ministry of Education Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing

²HiSilicon Technologies Co., Ltd., Beijing

Email: wjwendy1989@gmail.com

Received: Aug. 8th, 2013; revised: Sep. 2nd, 2013; accepted: Sep. 9th, 2013

Copyright © 2013 Jing Wang et al. This is an open access article distributed under the Creative Commons Attribution License, which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

Abstract: The additive impulsive noise is one of the serious interferences in narrow band power line communication (NB-PLC). With the widely used OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) technology, the influence of the impulsive noise can spread to every subcarrier after DFT in the receiver, which degrades the communication performance seriously. Therefore, a simple and effective interference cancelation scheme is required, for example, blanking nonlinearity has been widely used to suppress the impulsive noise due to its convenient operation. However, the nonlinear operation introduces inter-carrier interference (ICI), resulting in degradation in both system performance and the precision of channel estimation. In this paper, a new channel estimation method for OFDM transmission is proposed to reduce the affection of impulsive noise in power line channel, where the ICI part in the estimated channel response function can be iteratively cancelled. The simulation results show that the proposed method can improve the precision of channel estimation and reduce the bit error ratio (BER) significantly at the same time.

Keywords: NB-PLC; Impulsive Noise; Channel Estimation; Blanking Nonlinearity

窄带电力线通信中对抗突发脉冲的信道估计方法研究*

王 静¹, 赵 慧¹, 曾云宝², 朱 伟², 赵 龙¹

¹北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室, 北京

²海思半导体有限公司, 北京

Email: wjwendy1989@gmail.com

收稿日期: 2013年8月8日; 修回日期: 2013年9月2日; 录用日期: 2013年9月9日

摘 要: 在窄带电力线通信系统中, 时域突发脉冲是影响性能的最主要干扰之一。该系统中采用 OFDM 多载波方式, 接收机在频域进行处理时, 时域突发脉冲在 FFT 之后会扩展到整个频段上, 进而严重影响系统的性能。因此, 接收端需要采取有效的干扰消除机制。置零算法因其操作简单被广泛应用, 然而, 这种非线性操作会引入载波间干扰(ICI), 导致系统信道估计准确性降低和 BER 性能变差。本文在此种条件下提出一种新的信道估计方法, 迭代消除信道估计中的 ICI 部分, 来降低突发脉冲的影响。仿真结果表明本文提出的改进方案可以有效提高信道估计的准确性, 并使系统性能相应提升。

关键词: 窄带电力线; 突发脉冲; 信道估计; 置零算法

1. 引言

最近几年中, 电力线通信的研究受到越来越多的

*项目资助: 窄带电力线通信研究。

重视^[1,2]。其中, 窄带电力线通信(NB-PLC)工作在 3~500 KHz 频段内, 主要用于通信、抄表、自动控制等领域。由 ERDF 和 Maxim 发起的 G3 标准和由 PRIME

协会起草的 PRIME 协议是最先使用 OFDM 作为关键技术的窄带电力线方案, 相比之前单载波的传输技术, 能提供更高的比特速率、鲁棒性及灵活性。2010 年初, 为使世界范围内的产品能够彼此通用, IEEE 标准协会和 ITU-T 开始了 NB-PLC 技术的国际化进程。至今为止, IEEE 标准协会推行的 P1901.2 在本文截稿之时刚提出 vD0.07.01 版本, 而 ITU-T 已于 2011 年底完成了 G.9955(G.hnem 物理层规范)和 G.9956 (G.hnem 数据链路层协议)的制定工作^[3]。本文的研究是基于 G.9955 标准进行的。

电力线信道条件恶劣, 包含各种干扰与噪声。根据噪声特性, 可以将其分为五类^[4,5]: 1) 有色背景噪声; 2) 窄带干扰; 3) 异步于工频的周期性脉冲噪声; 4) 同步于工频的周期性脉冲噪声; 5) 非周期性突发脉冲。总的来说, 前三种噪声较稳定, 可以整体归为背景噪声, 而后两种时变性较强, 可归结为突发脉冲噪声。本文主要针对突发脉冲对系统进行的影响进行分析研究。

在 OFDM 系统中, 接收端经过 FFT 之后, 突发脉冲会扩展到 OFDM 符号的每个子载波上, 如果不采取措施, 系统性能会受到严重影响。因此很多降低突发脉冲影响的方法被提出, 比如在时域对突发脉冲进行“限幅”, “置零”, “限幅置零结合使用”等等^[6-9]。其中[8,9]提出了一种频域/时域结合操作的方案, 依赖于频域硬解调的结果反馈到时域判别特定采样点是否存在突发脉冲, 若存在, 再对其进行限幅或者置零处理, 该方案用增加复杂度来提升性能。然而在实际系统中, 置零算法因其操作简单被广泛应用, 本文也基于该方法进行研究。接收端经过置零算法后的 OFDM 符号不再正交, 引入的 ICI(载波间干扰)会破坏系统性能。在之前研究对抗突发脉冲, 提高解调性能的大多数文章中^[10,11], 接收端默认信道响应是已知的。然而在实际系统中, 要利用导频符号来估计信道响应, 可以采用 LS(最小二乘), MMSE(最小均方误差)算法等^[12]。然而在突发脉冲存在的情况下, 导频符号也会受到影响, 信道估计的准确性会降低。考虑到置零非线性操作引入的载波间干扰, 本文提出一种基于 LS 和 MMSE 改进的信道估计方法, 利用帧结构中已知的导频序列和信道估计符号, 迭代消除载波间干扰的部分, 大幅度提升信道估计的准确性, 有效降低了

系统的误码率。

2. 系统模型

根据 ITU-T G.9955 中的描述^[13], 物理层帧结构包含前导序列(Preamble), 信道估计符号(CES), 物理帧头(PFH)以及负载(Payload)。如图 1 所示, 帧结构包含整数个 OFDM 符号。其中, 前导序列包含 8 个相同的符号 S_1 以及 1 个 S_2 , 其中 S_1 是由随机序列生成器产生的伪随机序列, $S_2 = -S_1$, 目的是使接收端检测帧的到来、进行同步以及获取物理层参数, 比如信道估计和 OFDM 符号的定位等。CES 由 1 个 S_1 和 1 个 S_2 构成, 用来进行信道估计。PFH 中包含的是编码调制参数等信息, Payload 用来传输数据信息。

接收端可以利用已知的 Preamble 和 CES 共 11 个 OFDM 符号进行信道估计, 由于电力线多径信道是慢变的, 故可以使用估计出的信道响应对 PFH 和 Payload 进行均衡。

窄带电力线系统的传输模型如图 2 所示, 在本文中 N 代表子载波的数目, 也是 FFT(快速傅里叶变换)的大小。发送端经过 IFFT 之后, 一个 OFDM 符号周期内的时域信号为

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kn/N}, n=0,1,\dots,N-1 \quad (1)$$

其中 X_k 是第 k 个子载波上经过调制的信号, 其平均功率表示为 E_s 。考虑到电力线信道中存在突发脉冲噪声, 接收端采样信号可以写成如下形式

$$r_n = h_n \otimes x_n + z_n + I_n \quad (2)$$

其中, h_n 是电力线信道冲击响应; z_n 是背景噪声, 此处使用均值为 0, 方差为 σ_z^2 的高斯白噪; I_n 是服从伯努利 - 高斯随机过程的突发脉冲:

$$I_n = b_n g_n \quad (3)$$

b_n 服从伯努利随机过程, 其概率密度函数为:

$$P(b_n) = \begin{cases} p & \text{if } b_n = 1 \\ 1-p & \text{if } b_n = 0 \end{cases} \quad (4)$$

g_n 是均值为 0, 方差为 σ_g^2 的白复高斯噪声。在系统模型中假设所有随机过程都是独立的, 背景噪声和突发脉冲总和可以表示成 $\omega_n = z_n + b_n g_n$, 则得出 ω_n 的概率密度函数为



Figure 1. PHY frame structure
图 1. 物理层帧结构

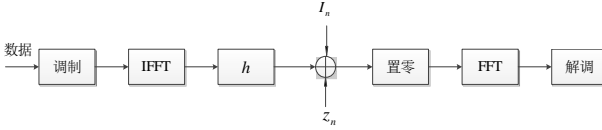


Figure 2. Block diagram of the transmission system
图 2. 传输系统模型

$$f_{\omega_n}(\omega) = \frac{1-p}{\pi\sigma_z^2} e^{-|\omega|^2/\sigma_z^2} + \frac{p}{\pi(\sigma_z^2 + \sigma_g^2)} e^{-|\omega|^2/(\sigma_z^2 + \sigma_g^2)} \quad (5)$$

传输信道的信噪比(SNR)与信干比(SIR)可以分别定义为

$$\text{SNR} = \frac{E_s}{\sigma_z^2}, \text{SIR} = \frac{E_s}{\sigma_g^2} \quad (6)$$

本文采用置零算法来对抗突发脉冲噪声的影响, 即当接收端采样点幅度值大于门限值时, 认为时突发脉冲, 将其设为零, 反之则保留。设 T 是判决当前采样点是否受到脉冲干扰的门限值, 通过置零算法后的输出表达式为

$$y_n = \begin{cases} r_n & |r_n| \leq T \\ 0 & |r_n| > T \end{cases} \quad (7)$$

门限值的选取是影响系统性能的重要因素, 当门限值过小时, 没有被突发脉冲干扰的信号也会被置零; 反之, 门限值过大会使突发脉冲得不到处理, 最优门限值的分析详见[11]。

3. 迭代算法

在接收端, 采样点经过置零操作后, 会进行 FFT 变到频域, 得到

$$Y_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-j2\pi kn/N} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n \in A} r_n e^{-j2\pi kn/N} \quad (8)$$

其中 N 是 FFT 大小, A 包含当前 OFDM 符号中所有没有被置零的采样点, 将(1)(2)带入(8), Y_k 可以进一步写成:

$$\begin{aligned} Y_k &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n \in A} (h_n \otimes x_n + \omega_n) e^{-j2\pi kn/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} H_m X_m \sum_{n \in A} e^{j2\pi(m-k)n/N} + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n \in A} \omega_n e^{-j2\pi kn/N} \\ &= \frac{N_A}{N} H_k X_k + \frac{1}{N} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} H_m X_m \sum_{n \in A} e^{j2\pi(m-k)n/N} \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n \in A} \omega_n e^{-j2\pi kn/N} \end{aligned} \quad (9)$$

其中 N_A 是集合 A 内的元素数目, 上式中第三步得出的依据是

$$\sum_{n \in A} e^{j2\pi(m-k)n/N} = \begin{cases} N_A & m = k \\ \text{else} & m \neq k \end{cases} \quad (10)$$

Preamble 和 CES 符号中的 X_k 是已知的, LS 信道估计与 MMSE 信道估计算法表达式分别为:

$$\hat{H}_{ls} = X^{-1}Y \quad (11)$$

$$\hat{H}_{lmmse} = R_{HH} \left(R_{HH} + \delta_n^2 (X^H X)^{-1} \right)^{-1} \hat{H}_{ls} \quad (12)$$

可见无论采用哪种估计方法, 都需要先利用 LS 算法估计信道状态响应, MMSE 算法相当于在 LS 算法基础上进行修正。

利用 LS 算法, 第 k 个子载波上的信道估计响应为

$$\begin{aligned} \hat{H}_k &= \frac{Y_k}{X_k} = \frac{N_A}{N} H_k + \frac{1}{N} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \frac{H_m X_m}{X_k} \sum_{n \in A} e^{j2\pi(m-k)n/N} \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n \in A} \frac{\omega_n}{X_k} e^{-j2\pi kn/N} \end{aligned} \quad (13)$$

当 $N_A = N$ 时, 意味着当前 OFDM 符号没有采样点被置零, (13)中的信道估计情况也退化为:

$$\hat{H} = \frac{Y_k}{X_k} = H_k + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\omega_n}{X_k} e^{-j2\pi kn/N} \quad (14)$$

从式(9)的前两项中可以看出置零算法是以降低有用信号幅度和引入 ICI 为代价抑制突发脉冲的干扰, 从而会导致信道估计的准确性有所下降。如式(13)所示, 其中第三部分是由背景噪声引入的, 会扩散到每个子载波, 是不可能被进一步去除的。为提高信道估计的准确性, 我们在此提出一种利用 Preamble 和 CES 来进行的迭代干扰消除算法。该算法依次在每个

OFDM 符号上进行操作, 以第 l 个符号为例, 信道估计具体步骤如下:

- LS 估计: 如公式(13)所示, 通过 LS 算法可以初始估计出信道转移函数 \hat{H}_k^l -initial
- 微调: 由于估计出的信道转移函数幅度有所衰减, 所以我们对其微调进行弥补

$$\begin{aligned}\hat{H}_k^l - m &= \frac{N}{N_A} \cdot \hat{H}_k^l - \text{initial} \\ &= H_k + \frac{1}{N_A} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \frac{H_m X_m}{X_k} \sum_{n \in A} e^{j2\pi(m-k)n/N} \\ &\quad + \frac{\sqrt{N}}{N_A} \sum_{n \in A} \frac{\omega_n}{X_k} e^{-j2\pi kn/N}\end{aligned}\quad (15)$$

- ICI 消除: 信道估计中 ICI 的部分可以利用第 $l-1$ 个 OFDM 符号估出的信道状态响应

$\hat{H}_k^{l-1}, k=0, 1, \dots, N-1$ 进行消除

$$\begin{aligned}\hat{H}_k^l &= \hat{H}_k^l - m - \frac{1}{N_A} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \frac{\hat{H}_m^{l-1} X_m}{X_k} \sum_{n \in A} e^{j2\pi(m-k)n/N} \\ &= H_k + \frac{1}{N_A} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \frac{(H_m - \hat{H}_m^{l-1}) X_m}{X_k} \sum_{n \in A} e^{j2\pi(m-k)n/N} \\ &\quad + \frac{\sqrt{N}}{N_A} \sum_{n \in A} \frac{\omega_n}{X_k} e^{-j2\pi kn/N}\end{aligned}\quad (16)$$

若采用 MMSE 算法则继续进行运算

$\hat{H}_{lmmse} = R_{HH} (R_{HH} + \delta_n^2 (X^H X)^{-1})^{-1} \hat{H}_{ls}$ 。改进的信道估计迭代算法具体操作过程如图 3 所示。

从(16)可以看出, $\hat{H}_k^{l-1}, k=0, 1, \dots, N-1$ 越接近实际信道情况, \hat{H}_k^l 估计越准确, 随着 l 的增长, \hat{H}_k^l 更加接近于不存在突发脉冲情况下 LS 算法估计出的信道转移函数。而在 \hat{H}_{ls} 估计准确的情况下, MMSE 算法的 \hat{H}_{lmmse} 也更加准确。本系统中利用 Preamble 和 CES 估计出信道转移函数后 \hat{H}_k , 该帧的 Payload 采取

迫零均衡的算法降低多径的影响, 频域信号均衡之后表达式为:

$$\begin{aligned}\hat{X}_k &= \frac{Y_k}{\hat{H}_k} = \frac{N_A}{N} X_k + \frac{1}{N} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} X_m \sum_{n \in A} e^{j2\pi(m-k)n/N} \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n \in A} \frac{\omega_n}{\hat{H}_k} e^{-j2\pi kn/N}\end{aligned}\quad (17)$$

然后再进行解调判决。由式(17)可以看出, 均衡后的信息存在载波间的干扰, 一定程度上会限制系统的解调性能。而如何降低脉冲干扰对于解调性能的影响, 很多文献也进行了研究^[8,9], 这些方法不是本文研究的重点, 为简单起见, 本文直接使用(17)进行解调判决。

4. 仿真结果分析

本章通过 Matlab 仿真来评估所提出的信道估计算法分别用于 LS 与 MMSE 算法所带来的性能增益。由于电力线信道的多径情况是慢变的, 所以在本仿真中我们将其设为固定的 4 径, 且 cp 的长度大于最大时延。导频序列和信道估计符号用来进行信道估计, 仿真参数如表 1 所示。

我们设定信道估计性能评估函数为 MSE(均方误差), 其值的大小代表估计的信道与实际信道的差别。MSE 表达式为

$$\text{MSE} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} |\hat{H}_n - H_n|^2}{\sum_{n=0}^{N-1} |H_n|^2}\quad (18)$$

图 4 展示了在 SNR = 30 dB, SIR = -15 dB 的条件下, MSE 与 BER 随着门限值 T 的变化情况。其中“LS”“LS/proposed”分别代表原始 LS 算法与经过改进的 LS 算法, “MMSE”“MMSE/proposed”分别代表原始 MMSE 算法和经过改进的 MMSE 算法。

图 4 左边是原始 LS/MMSE 算法和改进的算法估

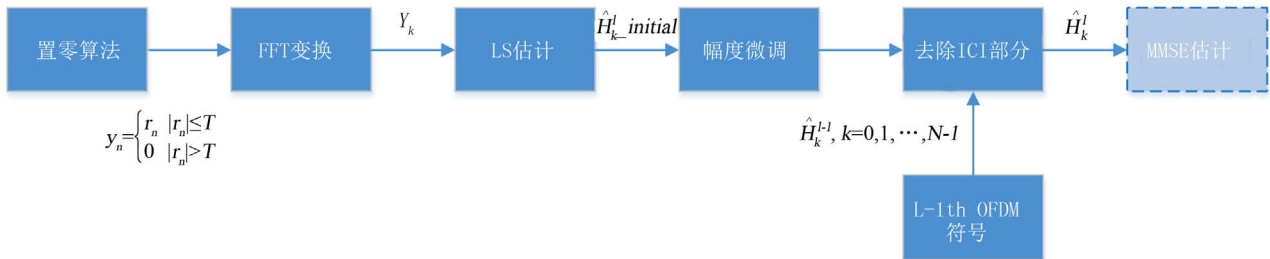


Figure 3. The flow-process diagram of proposed channel estimation scheme
图 3. 改进的信道估计流程图

Table 1. Simulation parameters
表 1. 仿真参数

| 参数 | 值 |
|------------|--------|
| FFT 大小 | 256 |
| CP 长度 | 16 |
| 调制方式 | QPSK |
| 子载波间隔(kHz) | 1.5625 |
| 带宽(kHz) | 200 |
| 突发脉冲概率 p | 0.05 |

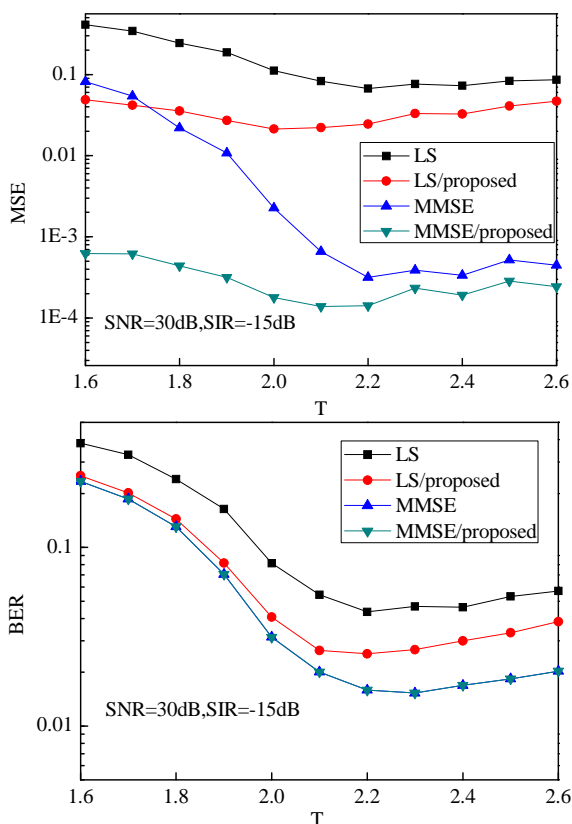


Figure 4. MSE and BER performance with variable threshold when $SNR = 30 \text{ dB}$, $SIR = -15 \text{ dB}$

图 4. $SNR = 30 \text{ dB}$, $SIR = -15 \text{ dB}$ 时 MSE, BER 随门限值的变化曲线

出的信道状态 MSE 曲线。可以看出无论是 MMSE 算法还是 LS 算法, 经过改进后 MSE 均有大幅度下降, LS 算法性能比 MMSE 算法性能要差一些。当门限值变化时, 信道估计性能存在一个最优值, 在 $T \in [2, 2.2]$ 之间取得。图 3 右边是各种算法估计出的信道响应进行均衡之后的解调性能, 可见信道估计越准确, 解调性能越好; 但是在本文研究范围内, PFH 和 Payload 进行均衡之后直接解调判决, 由于突发脉冲带来的载

波间干扰会给系统性能造成一个瓶颈, 所以可以看出 MMSE 算法改进前后, 解调性能差距不大, 此时性能提升的主要瓶颈在于如何去除突发脉冲的影响。

图 5 左边是 $SIR = -15 \text{ dB}$ 固定, $SNR \in [10 \text{ dB}, 40 \text{ dB}]$ 变化时, MSE 和 BER 随之相应变化的情况。可以看出本文提出的改进的算法能有效提升信道估计的准确性, 使相应算法的 MSE 降低。在 BER 与 SNR 的变化曲线中, 使用改进的 LS 算法相对于原始 LS 算法性能有所提升, BER 大约能下降 0.02; 而原始 MMSE 和改进的 MMSE 在 BER 性能上几乎无差别。

图 6 是 $SNR = 30 \text{ dB}$ 固定时, $SIR \in [-30 \text{ dB}, 0 \text{ dB}]$ 变化时, RMSE 与 BER 随之变化的情况, 可以看出 LS 和 MMSE 两种算法的 MSE、BER 都是随着 SIR 的提升而上升, 当 SIR 到 0 dB 以上时两个指标又快速下降。当 SIR 较低时, 突发脉冲功率比较高, 与底噪的区分度好, 置零算法的操作判别突发脉冲更准确, 在去除突发脉冲的同时也会减少一些高斯白噪, 所以信道估计和 BER 的性能都比较好, 本文提出的算法相比传统的 LS 和 MMSE 算法也有效降低了 MSE, 约降低为原来的十分之一。随着 SIR 的升高, 突发脉冲功率降低, 逐渐接近于 AWGN 底噪的功率, 与底噪的区分度越来越低, 置零操作带来的性能改善越来越有限, 很大一部分突发脉冲会淹没在底噪中, 所以 SIR 较高, 即突发脉冲不严重时, 本文提出的算法性能改善不是很明显, 几种算法 BER 性能都有变差的趋势。而当 SIR 升高到 0 dB 以上时, 脉冲干扰功率已经低到可以忽略, 即可以认为系统未受到干扰, BER 也会快速下降。

5. 总结

窄带电力线通信中, 信道中所存在的脉冲干扰会造成系统性能的下降, 置零算法以其操作的简便性得到普遍适用。而此操作在 OFDM 系统中会引入 ICI, 信道估计准确性也大幅度降低。本文提出一种利用导频符号和信道估计符号进行的改进算法, 可以适用于 LS 算法和 MMSE 算法, 迭代消除其中的 ICI 部分。经过仿真实验, 该算法有效的提高了信道估计的准确性, 降低信道估计的 MSE, 提升了系统性能。当突发脉冲干扰严重时, 如 $SIR \in [-30 \text{ dB}, -15 \text{ dB}]$, 改进的

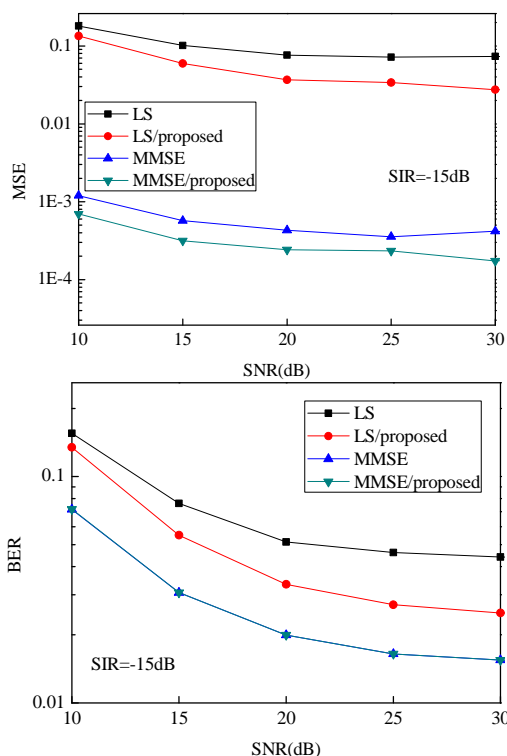


Figure 5. RMSE and BER performance with variable SNR when SIR = -15 dB

图 5. SIR = -15 dB 时 RMSE, BER 随 SNR 的变化曲线

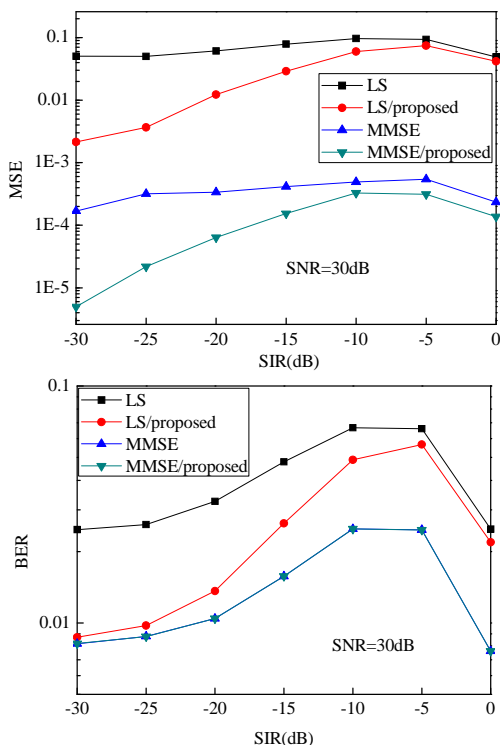


Figure 6. RMSE and BER performance with variable SIR when SNR = 30 dB

图 6. SNR = 30 dB 时 RMSE, BER 随 SIR 的变化曲线

信道估计算法效果提升更加明显。

参考文献 (References)

- [1] N-PE transmission system for narrow-band PLC and its channel properties. Proceedings of International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC 2013), Johannesburg, March 2013: 185-190.
- [2] T. Shonewe, A. J. H. Vink. Interleaving and nulling to combat narrow-band interference in PLC standard technologies PLC G3 and Prime. Proceedings of International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC 2013), Johannesburg, March 2013: 258-262.
- [3] V. Oksman, J. Zhang. GHNEM: The new ITU-T standard on narrowband PLC technology. Power Line Communications for Automation Networks and Smart Grid, 2011: 36-44.
- [4] K. S. Al-Mawali, Z. M. Hussain. Adaptive-threshold clipping for impulsive noise reduction in OFDM-based power line communication. Proceedings of the Advanced Technologies for Communications, 12-14 October 2009: 43-48.
- [5] M. Zimmermann, K. Dostert. Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2002, 44(1): 249-258.
- [6] H. A. Suraweera, C. Chai, J. Shentu and J. Armstrong. Analysis of impulsive noise mitigation techniques for digital television systems. Proceedings of 8th International OFDM Workshop (INOWo'03), Hamburg, January 2003: 172-176.
- [7] S. V. Zhidkov. Analysis and comparison of several simple impulsive noise mitigation schemes for OFDM receivers. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(1): 5-9.
- [8] K. Al. Mawali, A. Z. Sadik and Z. M. Joint time-domain/frequency-domain impulsive noise reduction in OFDM-based power line communications. Proceedings of the Australian Telecommunication Networks and Applications Conference (ATNAC), Adelaide, 7-10 December 2008: 138-142.
- [9] A. Mengi, A. J. H. Vinck. Successive impulsive noise suppression in OFDM. Proceedings of International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC 2010), Rio de Janeiro, 28-31 March 2010: 33-37.
- [10] C.-H. Yih. Iterative interference cancellation for OFDM signals with blanking nonlinearity in impulsive noise channels. IEEE Signal Processing Letters, 2012, 19(3): 147-150.
- [11] S. N. Zhidkov. Performance analysis and optimization of OFDM receiver with blanking nonlinearity in impulsive noise environment. IEEE Transaction on Vehicular Technology, 2006, 55(1): 234-242.
- [12] 袁清秀. 基于 OFDM 的低压电力线通信中信道估计的研究 [D]. 哈尔滨理工大学, 2008.
- [13] ITU-T G.9955. Narrowband OFDM Power Line Communication Transceivers-Physical Layer Specification, 2011.