

# 基于低压电力线正交频分复用系统虚载波改进信道估计算法

陈 可, 胡晓光

(北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191)

**摘要:** 分析低压电力线信道特性, 提出了一种增加导频密度的信道估计算法。该算法用导频取代系统部分虚载波, 再将新的正交频分复用符号中的导频进行重新分布, 实现导频在系统子载波中等频率间隔分布, 依靠导频频率间隔的减小, 达到提高信道估计精度的目的; 为了防止虚载波数量的减少导致符号间干扰的增加, 对滤波器的设计进行了改进, 将传统的升余弦窗函数与改进升余弦窗函数进行线性组合。此外, 将低密度奇偶校验码应用于系统中, 得到更加精确的信道频率响应特性。仿真结果表明, 该信道估计算法可获得比传统正交频分复用系统更低的信道估计均方误差和误码率, 且不降低系统符号传输速率。

**关键词:** 正交频分复用; 信道估计; 低密度奇偶校验; 虚载波; 滤波器; 误码率; 通信

**中图分类号:** TN 914.66

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.04.025

## 0 引言

大量实际测量结果表明, 低压配电网一方面具有噪声干扰强、线路衰减大、多径传输和频率选择性衰落严重的特点; 另一方面, 由于电网上负载不断接入/切出、电器开关等各种随机事件, 使得低压电力线拓扑结构复杂<sup>[1]</sup>, 而正交频分复用 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 技术具有抗多径时延、抗频率选择性衰落、传输速率高、频带利用率高、均衡技术简单等优点<sup>[2]</sup>。因此, OFDM 技术成为目前低压电力线通信研究热点之一<sup>[3]</sup>。

由于低压电力线信道的频率选择性, 经过其传输的信号必然发生失真或畸变。为了能够在接收端对信号进行准确的解调, 首先需要对信号进行均衡, 这就需要对信道进行估计以获得均衡所需的信道状态信息<sup>[4-7]</sup>。综合数据传输速率和信道特性考虑, 实际 OFDM 系统通常采用基于导频的信道估计方法: 在发送端适当位置插入导频, 接收端利用导频恢复导频位置的信道信息, 然后利用某种插值(如线性、三次样条<sup>[8]</sup>、拉格朗日<sup>[9]</sup>、低通滤波器、变换域等)算法获得所有时段的信道信息。这些算法运算简单, 易于实现, 但是不能有效地跟踪信道特性的缓慢变化, 且在信噪比较低的情况下, 信道估计误差比较大<sup>[10]</sup>。为了抑制频率选择性衰落, 提高信道估计精度, 通常的方法是在 OFDM 符号中插入额外的导频来减小导频频率间隔, 但该方法会因为额外的导频取代了部分数据子载波, 从而降低系统的符号传输速率。

基于以上分析, 本文提出了一种不降低系统符号

传输速率的高精度信道估计算法。该算法用导频取代系统部分虚载波, 再将新的 OFDM 符号中的导频进行重新分布, 实现导频在系统子载波中等频率间隔分布, 依靠导频频率间隔的减小, 达到提高信道估计精度的目的, 并将低密度奇偶校验 LDPC (Low Density Parity Check) 码用于 OFDM 系统中, 从而得到更加精确的信道频率响应特性。将改进算法与传统算法进行比较, 仿真结果表明, 改进算法能有效地跟踪低压电力线信道特性, 具有良好的信道估计性能。

## 1 电力线信道特性及 OFDM 系统模型

### 1.1 低压电力线信道特性分析

根据文献[2]中电力线信道主要是具有频率选择性衰减特性的多径信道, 采用“由上而下”的建模方法, 考虑的信号频率范围为 1~20 MHz, 对低压电力线信道建模, 用频率响应函数表示为:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i A(f, d_i) e^{-j2\pi\tau_i} \quad (1)$$

其中,  $H(f)$  为信道频率响应;  $i$  为路径号;  $N$  为总路径数;  $g_i$  为第  $i$  条路径的加权系数;  $A(f, d_i)$  为衰减系数,  $A(f, d_i) = e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k)d_i}$ ,  $\alpha_0$ ,  $\alpha_1$  和  $k$  为衰减参数,  $k$  一般取 0.5~1,  $f$  为信号频率,  $d_i$  为第  $i$  条路径的长度;  $\tau_i = d_i \sqrt{\epsilon_r} / c_0$ , 为第  $i$  条路径传输延迟,  $c_0$  为光速,  $\epsilon_r$  为电力线介电常数。

低压电力线上存在多种噪声<sup>[1]</sup>, 主要有有色背景噪声、窄带噪声、与工频同步的周期性噪声、与工频异步的周期性噪声、异步冲激噪声。低压电力线信道上的背景噪声一般为非高斯分布。对于 OFDM 通信系统, 非高斯噪声对系统性能的影响可等效为高斯噪声的影响, 因此, 本文采用式(1)作为低压电力线多径信道模型, 采用高斯噪声作为电力线信道

收稿日期: 2012-01-04; 修回日期: 2013-01-20  
基金项目: 国家自然科学基金资助项目(50870511)  
Project supported by the National Natural Science Foundation of China(50870511)

噪声模型。

## 1.2 低压电力线 OFDM 系统模型

OFDM 的基本原理是将高速率的数据流分解为多路低速数据流,然后在多个子载波上同时传输数据。由于数据被分解到多个低速的子载波上进行并行传输,所以符号持续时间变长,降低了由多径时延扩散引起的符号间干扰 ISI(Inter Symbol Interference)。在每个 OFDM 符号中插入保护间隔后,可有效避免 ISI。在保护间隔内,OFDM 进行周期扩展,可以避免引起信道间干扰 ICI(Inter Channel Interference)。虽然在传统 OFDM 系统中插入保护间隔可避免 ISI、减小 ICI,但当信号经过低压电力线传输后,由于多径衰落的影响,到达接收端的所有子载波上的信号幅度可能不同,某些子信道由于深度衰落可能会被完全淹没。因此,即使在大多数子载波上都能实现无差错检测,但整个系统的误码率 BER(Bit Error Rate)受幅度很小的个别子信道的影响变得很高。为了避免这种现象出现,本文引入纠错编码,采用 LDPC 码对信号进行编码与译码,使得较差子信道的部分差错被纠正后可以达到较为理想的性能。

低压电力线 OFDM 系统框图如图 1 所示。在发送端,信号首先分块依据码率大小进行 LDPC 编码,然后通过二进制相移键控 BPSK(Binary Phase Shift Keying)或四相相移键控 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)等调制方式进行电平映射。映射后的符号流经过串并转换器,将串行数据流转换为  $N$  ( $N$  为子载波个数)路并行数据, $N$  路并行数据流经过傅里叶反变换 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)模块后分别调制到  $N$  路并行的子载波上,再计算出 IFFT 样值,在样值前加上一个循环前缀形成一个循环拓展的 OFDM 信息码字,用来减小信道引起的 ISI。循环拓展信息码的样值再依次经过并串转换、数/模转换、低通滤波、功率放大后,通过耦合电路耦合到电力线上。接收端完成与发送端相反的操作,实现对发送数据的恢复。

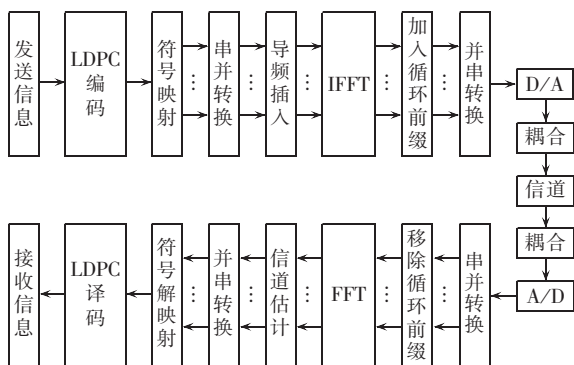


图 1 低压电力线 OFDM 系统框图

Fig.1 OFDM system of low-voltage power line

## 2 LDPC 码译码原理

LDPC 码的译码算法有置信传播算法及和积算法,本文采用置信传播算法,算法中所涉及到的归一化因子的设计参考文献[11],它将在所有的变量节点与校验节点之间计算、传递及不断修正其对译码的估计信息,其主要过程为:初始化、迭代消息传递和修正、试译码、迭代终止。

## 3 传统基于导频的最小平方信道估计算法

OFDM 低压电力线通信的信道估计是保证系统通信性能的关键问题之一。信道的最大多径时延、接收机的噪声和导频插入方式都是影响信道估计算法性能的重要因素<sup>[12]</sup>。

基于导频的信道估计算法基本过程是:在发送端适当位置插入导频,接收端利用导频恢复导频位置的信道信息,然后利用某种插值算法获得所有时段的信道信息。

最小平方 LS(Least Square)信道估计就是在不考虑噪声的条件下,使估计信道的冲击响应向量的代价函数最小<sup>[13]</sup>。LS 信道估计如式(2)所示:

$$\hat{H}_{LS} = X_g^{-1} Y_g \quad g=0, 1, \dots, G-1 \quad (2)$$

其中,  $\hat{H}_{LS}$  为导频处的信道响应;  $X_g$  为已知的导频发送信号;  $Y_g$  为接收到的导频信号;  $g$  为导频序号;  $G$  为系统中导频总数量。

传统基于导频的 LS 信道估计(简称改进前)算法,信号在接收端经过快速傅里叶变换之后,第  $k$  个子载波的接收信号  $Y_k$  表示为:

$$Y_k = X_k H_k + W_k \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3)$$

其中,  $X_k$  为发送信号;  $H_k$  为信道响应;  $W_k$  为加性高斯白噪声;  $k$  为子载波序号;  $N$  为改进前系统子载波总数量。

改进前算法是将  $P$  个导频等间隔地插入发送信号中,改进前算法导频分布如图 2 所示,图中实线表示实际信道特性曲线,虚线表示插值得到的信道特性曲线,实线箭头表示数据子载波,虚线箭头表示导频。

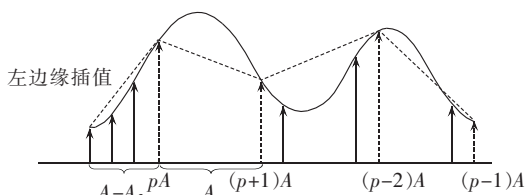


图 2 改进前算法导频分布

Fig.2 Pilot distribution of traditional algorithm

改进前频域导频间隔  $A$  表示为:

$$A = N/P \quad (4)$$

其中,  $P$  为改进前系统插入的导频数量。

改进前导频处的信道估计  $\hat{H}_{pA}$  表示为:

$$\hat{H}_{pA} = Y_{pA} / X_{pA} \quad p=0, 1, \dots, P-1 \quad (5)$$

其中,  $Y_{pA}$  为接收导频信号;  $X_{pA}$  为发送导频信号;  $p$  为导频数量基数。

采用线性插值算法, 在第  $pA+l$  个数据子载波处的信道估计  $\hat{H}_{pA+l}$  表示为:

$$\hat{H}_{pA+l} = \left(1 - \frac{l}{A}\right) \hat{H}_{pA} + \frac{l}{A} \hat{H}_{(p+1)A} \quad 1 \leq l \leq A \quad (6)$$

其中,  $l$  为相邻导频之间数据子载波序号;  $\hat{H}_{pA}$  与  $\hat{H}_{(p+1)A}$  为频域相邻的 2 个已知导频的估计值。

在实际的低压电力线 OFDM 系统中, 并非所有的数据子载波都位于导频之间, 因此, 需要采用边缘插值方法获取系统边缘区域的数据子载波信道估计值。假设边缘数据子载波位于第  $pA$  个导频的左侧, 边缘数据子载波的信道估计  $\hat{H}_{pA-l}$  表示为:

$$\hat{H}_{pA-l} = \left(1 + \frac{l}{A}\right) \hat{H}_{pA} - \frac{l}{A} \hat{H}_{(p+1)A} \quad 1 \leq l \leq A - A_2 \quad (7)$$

其中,  $A - A_2$  为第  $pA$  个导频左侧的数据子载波个数。

由于部分特定的子载波上才携带导频, 数据子载波上的信道频率响应需要通过对相邻导频子载波上的信道响应插值得到, 因此, 当导频数量相对较少时, 信道估计误差较大。从图 2 可以看出, 大的导频频率间隔会导致估计的信道脉冲响应与实际的信道脉冲响应有很大差别。此外, 在实际的 OFDM 系统中, 常采用边缘插值方法获取边缘数据子载波的频率响应, 边缘数据子载波与邻近的导频之间距离通常较大, 因此, 该方法对频率选择性衰落比较敏感, 会导致整个信道估计不准确。

#### 4 改进信道估计算法

基于导频的 LS 信道估计算法的最大优点是结构简单, 计算量小, 仅通过在各载波上进行一次除法运算即可得到导频位置子载波的信道特征, 具有很高的实用性。另外, 从系统的运算性能、信道环境等因素综合考虑, 由于线性插值算法具有较低的运算复杂度, 并且在低信噪比情况下, 噪声成为误码率的主要因素, 而高性能的复杂信道估计算法对系统性能的提升显得微不足道。基于以上分析, 本文改进算法采用 LS 信道估计算法估计导频符号处的频率响应, 同时在插值运算中采用线性插值算法获得所有时段的信道信息。

为了克服上节中传统基于导频的 LS 信道估计算法所面临的问题, 可以采用增加导频密度的方法, 即利用导频取代部分数据子载波。此方法只需对 OFDM 系统的符号结构稍加调整, 但由于数据子载

波数量的减少, 降低了系统的符号传输速率, 并且也不能解决边缘插值问题。因此, 本文提出了一种增加导频密度的算法, 该算法并不降低系统的符号传输速率, 即利用导频取代系统部分虚载波 VC (Virtual Carriers)。本文所提到的虚载波均指为了便于硬件的实现需要留出的一些不传送数据的子载波, 比如直流子载波和便于滤波器操作留出的部分高频子载波, 这部分子载波占用的是带内频带。

理想的 OFDM 系统实现时需要用到低通滤波器<sup>[14]</sup>, 而实际 OFDM 系统中, 常采用升余弦滚降滤波器, 该滤波器用于加速带宽之外的功率谱密度下降, 如果带外功率谱密度衰减比较慢, 即带外辐射功率比较大, 就需要放置大量的虚载波来减少 ISI, 从而使所设计的系统可以实现。因此, 虚载波数量的减少在一定程度上会导致 OFDM 系统的 ISI, 为了抑制由于虚载波数量的减少而导致 ISI 的增加, 本文首先参照文献[15]对滤波器的设计进行了改进, 主要是将传统的升余弦 RC (Raised Cosine) 窗函数与改进升余弦 BTRC (Better Than Raised Cosine) 窗函数进行线性组合, 新的时域脉冲  $p(t)$  为:

$$p(t) = ap_1(t) + (1-a)p_2(t) \quad (8)$$

其中,  $a$  为比例系数;  $p_1(t)$  为 BTRC 时域脉冲;  $p_2(t)$  为 RC 时域脉冲。

通过选择不同的  $a$  值可获得不同的滤波器性能, 参照文献[15]的仿真结果, 选取  $a=0.35$ , 此时新的窗函数能够获得比 BTRC 和 RC 窗函数更好的性能。这是因为新的窗函数旁瓣比 BTRC 和 RC 窗函数的旁瓣小, 使得肩峰和波动减小, 即能量尽可能集中于主瓣内, 同时其旁瓣谱峰渐近衰减速度也优于 BTRC 和 RC 窗函数。因此, 采用新的滤波器设计对系统中虚载波的数量需求适当减少, 可有效抑制由于虚载波的数量减少而导致的 ISI 增加。

尽管对系统中的滤波器设计进行了适当改进, 但如果虚载波的数量减少到一定程度后也将引起 OFDM 系统的 ISI, 信道估计的准确性会大幅降低, 进而导致系统的误码率增加。因此, 为了选择一个最合适的虚载波替换数量  $K$ , 现将  $K$  定义为:

$$K = [\alpha V + 1/2] \quad (9)$$

其中,  $\alpha \in \{0, 0.1, 0.2, \dots, 1\}$  为替换部分虚载波数量占系统中虚载波总数量的比例, 简称虚载波替换比例;  $V$  为系统中虚载波总数量;  $[x]$  表示不大于  $x$  的最大整数。

虚载波通常被放置在系统子载波的两侧, 由于虚载波是不传送数据的子载波, 因此用导频取代虚载波并不会降低系统的符号传输速率。改进算法减小了导频频率间隔, 改进后系统导频总数量为原始导频与被取代的虚载波数量之和。为了提高信道估计精



度,需将新的 OFDM 符号中的导频进行重新分布,实现导频在系统子载波中等频率间隔分布。在 OFDM 系统中,导频与数据子载波比率的增大将极大提高信道估计的准确性。改进算法的优势是在不降低系统的符号传输速率的前提下,利用相对较低的导频与数据子载波比率达到改善系统性能的目的;而采用高导频与数据子载波比率的系统,是以降低系统的符号传输速率换取信道估计精度的提高,但系统性能的提升却相当有限。

本文所研究的系统中 OFDM 符号具有左边与右边 2 个边缘插值区域,与具有两侧边缘插值区域的传统 OFDM 系统相比,改进后算法减少了边缘子载波的数量,边缘插值的导频与边缘子载波的距离也被减小。因此,信道估计的精度得到提高。改进后算法并不依赖于系统所采用的插值算法,与线性插值算法相比,采用高斯插值、三次样条插值、拉格朗日插值等复杂的插值算法,信道估计的准确性可能会进一步提升。

改进后算法改变了系统中导频的数量,在接收端,信号经过快速傅里叶变换之后,第  $k$  个子载波的接收信号  $Y_k$  表示为:

$$Y_k = X_k H_k + W_k \quad 0 \leq k \leq M-1 \quad (10)$$

其中,  $M$  为改进后系统子载波总数量。

改进后算法是将  $Q$  个导频等间隔插入发送信号中,改进后算法导频分布如图 3 所示,图中实线表示实际信道特性曲线,虚线表示插值得到的信道特性曲线,点表示虚载波,实线箭头表示数据子载波,虚线箭头表示导频。

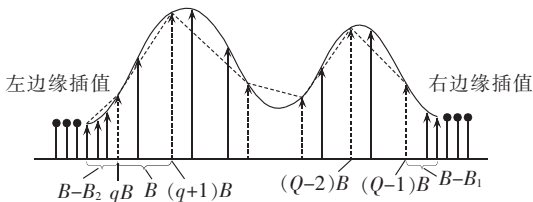


图 3 改进后算法导频分布

Fig.3 Pilot distribution of improved algorithm

改进后频域导频间隔  $B$  表示为:

$$B = M/Q \quad (11)$$

其中,  $Q$  为改进后系统插入的导频数量。

改进后导频处的信道估计  $\hat{H}_{qB}$  表示为:

$$\hat{H}_{qB} = Y_{qB} / X_{qB} \quad q=0, 1, \dots, Q-1 \quad (12)$$

其中,  $Y_{qB}$  为接收导频信号;  $X_{qB}$  为发送导频信号;  $q$  为导频数量基数。

采用线性插值算法,在第  $qB+h$  个数据子载波的信道估计  $\hat{H}_{qB+h}$  表示为:

$$\hat{H}_{qB+h} = \left(1 - \frac{h}{B}\right) \hat{H}_{qB} + \frac{h}{B} \hat{H}_{(q+1)B} \quad 1 \leq h \leq B-1 \quad (13)$$

其中,  $h$  为相邻导频之间数据子载波序号;  $\hat{H}_{qB}$  与  $\hat{H}_{(q+1)B}$

为频域相邻的 2 个已知导频的估计值。

假设边缘数据子载波位于第  $qB$  个导频的左侧,边缘数据子载波的信道估计  $\hat{H}_{qB-h}$  表示为:

$$\hat{H}_{qB-h} = \left(1 + \frac{h}{B}\right) \hat{H}_{qB} - \frac{h}{B} \hat{H}_{(q+1)B} \quad 1 \leq h \leq B-B_2 \quad (14)$$

其中,  $B-B_2$  为第  $qB$  个导频左侧的数据子载波个数。

假设边缘数据子载波位于第  $(Q-1)B$  个导频的右侧,边缘数据子载波的信道估计  $\hat{H}_{(Q-1)B+h}$  为:

$$\hat{H}_{(Q-1)B+h} = -\frac{h}{B} \hat{H}_{(Q-2)B} + \left(1 + \frac{h}{B}\right) \hat{H}_{(Q-1)B} \quad 1 \leq h \leq B-B_1 \quad (15)$$

其中,  $\hat{H}_{(Q-2)B}$  与  $\hat{H}_{(Q-1)B}$  为频域相邻的 2 个已知导频的估计值;  $B-B_1$  为第  $(Q-1)B$  个导频右侧的数据子载波个数。

## 5 仿真系统及信道参数设置

基于电力线信道具有多径传播的特性,仿真中选取式(1)所示的多径传输信道模型。为了考察此改进算法是否适用于 3GPP 长期演进 LTE (Long-Term Evolution) 标准,本文参照 LTE 的物理层设计方案,传输带宽为 10 MHz,相邻子载波频率间隔  $\Delta f = 15$  kHz,子载波数  $N = 1024$ ;假设最大多径时延为  $1.6 \mu\text{s}$ ,保护间隔  $T_C$  一般为最大延时的 2~4 倍,本文取  $T_C = 5 \mu\text{s}$ ;考虑发送功率、频带的利用效率,一般要求  $T_C \leq T/4$ ,所以  $T \geq 20 \mu\text{s}$ ;考虑到导频的频率间隔  $\Delta f_d \leq 500$  kHz,每隔 16 个信号插入一个导频,有用码元周期  $T = 1/\Delta f = 66.7 \mu\text{s}$ ,每个码元持续时间  $t_s = T/N = 0.065 \mu\text{s}$ ,保护间隔包含的码元个数  $C \geq T_C/t_s$ ,取  $C = 80$ ;每次仿真的 OFDM 符号个数为 10000 个。

仿真 4 径信道,取信道衰减参数  $\alpha_0 = 0, \alpha_1 = 7.8 \times 10^{-10}$  s/m,  $k = 1, \varepsilon_r = 3.8, c_0 = 3.0 \times 10^8$  m/s。电力线信道参数如表 1 所示。

表 1 信道参数

Tab.1 Channel parameters

路径编号	加权系数	路径长度/m
1	0.61	212.3
2	0.36	235.4
3	-0.17	262.4
4	0.06	289.1

## 6 仿真结果与分析

为了比较传统升余弦滤波器的 OFDM (简称 RC-OFDM) 系统和升余弦与改进升余弦线性组合的 OFDM (简称 RC+BTRC-OFDM) 系统的性能,在图 4 中,采用 BPSK 调制方式,仿真了以上 2 种系统在不同信噪比 SNR (Signal to Noise Ratio) 下的误码率曲线。

从图 4 可以看出,当误码率为 0.01 时,RC-OFDM 系统的信噪比为 7.3 dB,而 RC+BTRC-OFDM 系统的信噪比为 6.5 dB。采用新的滤波器设计获得了较好

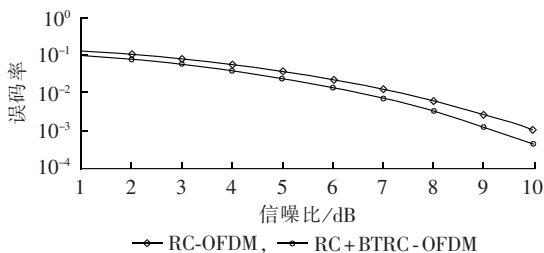


图 4 2 种滤波器系统误码率比较

Fig.4 Comparison of bit error rates between two filter systems

的误码率性能,与 RC-OFDM 系统相比,信噪比有了 0.8 dB 的提高。

分别采用 BPSK 与 QPSK 调制方式,信噪比取固定值 9 dB,不同的虚载波替换比例  $\alpha$  值对应的 OFDM 系统误码率曲线如图 5 所示。

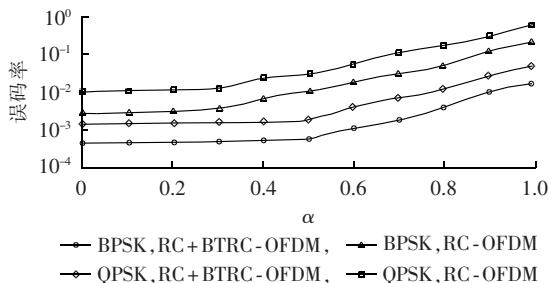


图 5 虚载波替换比例

Fig.5 Replacement ratios of virtual carriers

从图 5 中可以得出如下结论。

a. 对于 RC-OFDM 系统,误码率随系统中虚载波数量的减少而增大;当  $\alpha$  在 0~0.3 之间变化时,曲线变化趋于平稳,误码率小幅增加;当  $\alpha$  在 0.3~1 之间变化时,曲线变化较明显,随着  $\alpha$  值的增大,系统误码率急剧增加,原因是系统中虚载波的数量大幅减少,导致系统 ISI 与 ICI 变得相当严重。

b. 对于 RC+BTRC-OFDM 系统,误码率曲线的整体变化趋势与 RC-OFDM 系统大致相同;但当  $\alpha$  在 0~0.5 之间变化时,系统误码率基本维持不变,因为 RC+BTRC-OFDM 系统通过改进滤波器性能有效抵消虚载波数量的减少所引起的 ISI 增加;当  $\alpha$  在 0.5~1 之间变化时,虚载波数量的减少对误码率的性能影响很大,相比之下,滤波器性能的改进对系统的性能提升已毫无作用。因此,为了能够获得较好的误码率性能,可选择  $\alpha \in (0, 0.5)$ ,本文在后续仿真中取  $\alpha$  为 0.125,并将该值作为后续仿真时计算虚载波替换比例的依据。

假设传统 OFDM 系统中,子载波总数量  $N=1024$ ,虚载波总数量  $V=128$ ,导频总数量  $P=64$ ,导频间隔  $A=16$ ,因  $\alpha=0.125$ ,故改进算法中用 16 个导频取代 16 个虚载波。因此,改进后的系统子载波总数量  $M=1040$ ,导频总数量  $Q=80$ ,导频间隔  $B=13$ 。改进前

算法均指传统的基于 LS 信道估计算法,它针对采用升余弦滤波器且虚载波未被替换的系统;改进后算法均指基于改进的 LS 信道估计算法,它针对采用升余弦与改进升余弦的线性组合滤波器且部分虚载波被替换为导频的系统。

图 6 给出了系统不采用 LDPC 编码时,改进前与改进后算法的均方误差 MSE(Mean Square Error) 曲线。

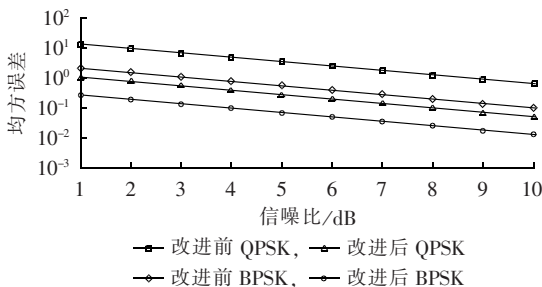


图 6 无 LDPC 编码信道均方误差比较

Fig.6 Comparison of mean square errors of channel without LDPC encoding

从图 6 中可以看出,对于不同的调制方式,在相同的信噪比下,改进算法的均方误差明显低于改进前算法,尽管改进算法中虚载波的数量减少,但由于采取了抑制 ISI 增加的补偿措施,同时减小了相邻导频之间的间隔,有效提高了数据子载波的估计精度。因此,虚载波数量的减少导致的系统性能下降远低于导频数量的增加对系统性能的提升。

图 7 给出了系统经过 LDPC 编译码,改进前与改进后算法均方误差曲线。校验矩阵为  $H=[28, 256]$  的规则码,迭代次数为 3 次。

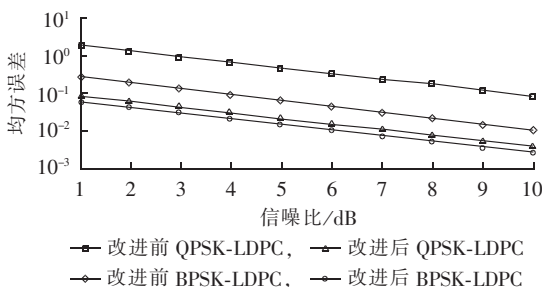


图 7 有 LDPC 编码信道均方误差比较

Fig.7 Comparison of mean square errors of channel with LDPC encoding

图 7 与图 6 对比可看出,对于 BPSK 调制下的改进后算法,当均方误差为 0.1 时,采用 LDPC 编码的系统性能比未经过 LDPC 编码的性能提高了近 1 dB;当信噪比为 8.7 dB 时,均方误差可以达到 0.01。仿真中迭代次数仅为 3 次,如果迭代次数增多,系统性能的提升会更显著。

图 8 所示为不采用 LDPC 编译码时,改进前与改进后算法的误码率曲线。

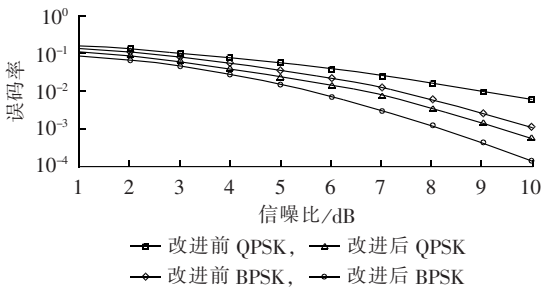


图 8 无 LDPC 编码信道误码率比较

Fig.8 Comparison of bit error rates of channel without LDPC encoding

从图 8 可以看出,当误码率为 0.01 时,改进前 QPSK 调制、改进前 BPSK 调制、改进后 QPSK 调制、改进后 BPSK 调制的信噪比分别为 8.9 dB、6.7 dB、5.8 dB。改进后 BPSK 调制获得了最优的误码率性能,与改进后 QPSK 调制相比,信噪比提高了 0.9 dB,这是因为信道和噪声即使对信号的幅度和相位有影响,只要相位产生的偏差不超过  $\pm\pi/2$ ,对 BPSK 解调而言都不会产生误码,当采用 QPSK 调制时,若在星座图上相位偏移超过  $\pm\pi/4$  就会产生误码。

图 9 所示是采用 LDPC 编译码,改进前与改进后算法误码率曲线。

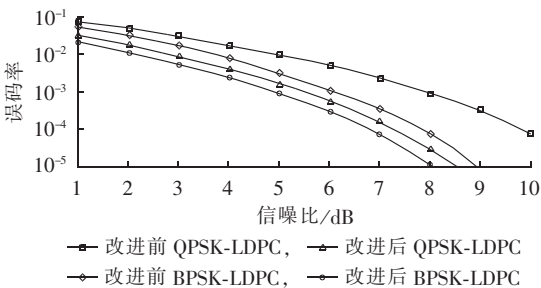


图 9 有 LDPC 编码信道误码率比较

Fig.9 Comparison of bit error rates of channel with LDPC encoding

将图 9 与图 8 对比可以看出,采用 LDPC 编码后,当误码率为 0.01 时,改进前 QPSK 调制、改进前 BPSK 调制、改进后 QPSK 调制、改进后 BPSK 调制的信噪比分别提升了 4.0 dB、3.8 dB、3.9 dB、3.9 dB。因此,加入 LDPC 编码后能进一步改善整个系统性能。

为了比较改进前算法、无 LDPC 编码的改进后算法以及有 LDPC 编码的改进后算法的运算性能,本文采用 MATLAB R2009b 软件分别对以上 3 种算法进行仿真实验,实验中所使用计算机的 CPU 为双核 1.6 G,内存为 2 G。

实验结果显示,改进前算法运算时间最短(1.82 s),其次是无 LDPC 编码的改进后算法(2.05 s),运算时间最长的是具有 LDPC 编码的改进后算法(2.76 s),这是因为 LDPC 的编码及译码运算需要占用一些时间。本文在实现 LDPC 码编译码算法时,为了加快仿

真速度,编译码的核心过程用符合 mexFunction 格式的 C 语言编写,并针对快速编码算法及迭代译码算法进行了优化,然后编译成动态链接库文件在 M 语言中调用,这样大幅提高了仿真速度,否则有 LDPC 码的改进后算法运算时间将会更长。因对从算法的性能及运算时间折中考虑,无 LDPC 编码的改进后算法优于其他 2 种算法。

## 7 结论

本文针对传统低压电力线 OFDM 系统,在不降低系统符号传输速率的前提下,提出了一种提高信道估计精度的方法,即利用导频取代系统部分虚载波,同时将 LDPC 码应用于 OFDM 系统中。仿真结果表明,由于导频间隔的减小以及 LDPC 码的优良性能,本文算法大幅增强了系统的抗噪性能,可获得比传统低压电力线 OFDM 系统更低的信道估计均方误差和误码率,但实时性有所降低,这也是今后工作的重点。

## 参考文献:

- [1] 唐良瑞,张勤,张平. 正交频分复用系统中基于迭代插值的低压电力线信道估计[J]. 中国电机工程学报,2010,30(1):98-102.  
TANG Liangrui,ZHANG Qin,ZHANG Ping. Channel estimation based on iterative interpolation for low-voltage power line in orthogonal frequency division multiplexing system[J]. Proceedings of the CSEE,2010,30(1):98-102.
- [2] 王东. OFDM 在低压电力线载波系统中的仿真与应用[D]. 成都:电子科技大学,2008.  
WANG Dong. The simulation and application based on OFDM in low-voltage power line carrier system[D]. Chengdu:University of Electronic Science and Technology of China,2008.
- [3] 李春阳,黑勇,乔树山. OFDM 电力线载波通信系统的定时同步改进方法[J]. 北京邮电大学学报,2011,34(5):105-109.  
LI Chunyang,HEI Yong,QIAO Shushan. An improved timing synchronization scheme for OFDM based power line communication systems[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications,2011,34(5):105-109.
- [4] DONG X,LU W S,SOONG A C K. Linear interpolation in pilot symbol assisted channel estimation for OFDM[J]. IEEE Trans on Wireless Communication,2007,6(5):1910-1920.
- [5] ZHAO Ming,SHI Zhenning,REED M. Iterative turbo channel estimation for OFDM system over rapid dispersive fading channel[J]. IEEE Trans on Wireless Communications,2008,7(8):3174-3184.
- [6] PIERLUIGI S R,RALF R M,OVE E. Linear MMSE estimation of time-frequency variant channels for MIMO-OFDM systems [J]. Signal Processing,2011,91(5):1157-1167.
- [7] SARMADI N,SHAHBAZPANAH S,GERSHMAN A B. Blind channel estimation in orthogonally coded MIMO-OFDM systems:a semidefinite relaxation approach [J]. IEEE Trans on Signal Processing,2009,57(6):2354-2364.
- [8] BUECHE D,CORLAY P,GAZALET M. A method for analyzing the performance of comb-type pilot-aided channel estimation in power line communications[J]. IEEE Trans on Consumer Elec-

- tronic, 2008, 54(3):1074-1081.
- [9] CHENG Z, MARK J W. Channel estimation by modulated Lagrange interpolation[J]. Signal Processing, 2010, 90(3):2749-2759.
- [10] MUSOLINO A, RAUGI M, TUCCI M. Cyclic short-time varying channel estimation in OFDM power-line communication[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2008, 23(1):157-163.
- [11] 袁东风, 张海刚. LDPC 码理论与应用[M]. 北京:人民邮电出版社, 2008:46-47.
- [12] ABEIDA H. Data-aided SNR estimation in time-variant rayleigh fading channels[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2010, 58(11):5496-5507.
- [13] LIU Kewen, XING Ke. Research of MMSE and LS channel estimation in OFDM systems[J]. Information Science and Engineering, 2010:2308-2311.
- [14] 马天荣, 穆晓敏, 杨守义, 等. 一种新的 OFDM 系统优化脉冲成形方法[J]. 电讯技术, 2010, 50(2):16-20.  
MA Tianrong, MU Xiaomin, YANG Shouyi, et al. A new optimal pulse shaping method for OFDM systems[J]. Telecommunication Engineering, 2010, 50(2):16-20.
- [15] SANDEEP P, CHANDAN S, CHATURVEDI A K. ISI-free pulses with reduced sensitivity to timing errors[J]. IEEE Communications Letters, 2005, 9(4):292-294.

#### 作者简介:

陈可(1981-),男,江西九江人,博士研究生,主要从事智能控制与优化方面的研究工作(E-mail:coco\_chen81925@yahoo.com.cn)。

## Improved channel estimation algorithm based on virtual carriers of low-voltage power line OFDM system

CHEN Ke, HU Xiaoguang

(School of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

**Abstract:** The channel characteristics of low-voltage power line are analyzed and a channel estimation algorithm with increased pilot density is proposed, which replaces part of VCs(Virtual Carriers) by pilots and redistributes the pilots in the new OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) with equal frequency interval among subcarriers to increase the channel estimation precision by reducing pilot frequency interval. The filters of OFDM system are enhanced by the linear combination of the window functions of raised-cosine and better-than-raised-cosine to avoid the increase of inter symbol interference due to the reduction of VCs. The low density parity check code is applied in system to obtain the better response characteristics of channel frequency. The simulative results show that the bit error rate and mean square error of channel estimation by the proposed algorithm are lower than those of conventional OFDM systems while the symbol transmission rate of system is not decreased.

**Key words:** orthogonal frequency division multiplexing; channel estimation; low density parity check; virtual carrier; electric filters; bit error rate; communication

(上接第 134 页 continued from page 134)

## IEC61588 based precision synchronization gateway for power distribution

LI Bin, QI Bing, SUN Yi, TANG Liangrui

(School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

**Abstract:** A distributed clock synchronization approach focused on wireless sensor network is proposed and the network P2P/E2E synchronization technology based on IEC61588 is researched. An intelligent clock synchronization device which supports both IEC61588 master and slave clock modules is developed. The distributed PTP synchronization link is established for wireless sense network, which improves the synchronization performance through crossing the timing-chain to transfer jitter. Fast clock decoding in low layer of wireless sensor network is proposed to reduce the impact of high-layer application on timing-chain. Its performance is evaluated under different scenarios and in different synchronization modes. Results show that, compared with traditional synchronization modes, the time deviation is reduced by 50% and the average timing error is about 0.02~0.03 ms.

**Key words:** IEC61588; synchronization; gateways(computer networks); wireless sensor networks; decoding; clocks