

DOI: 10.7500/AEPS20130707001

一种降低电力线正交频分复用系统峰均比的方法

肖丽萍, 梁 燕

(燕山大学信息科学与工程学院, 河北省秦皇岛市 066004)

摘要: 针对传统选择性映射(SLM)降低正交频分复用(OFDM)系统峰均比(PAPR)方法存在计算复杂度高、需传输边带信息降低了有效数据的传输速率等缺点,文中提出了一种无需传送边带信息的改进 SLM 方法,具有频带利用率高、复杂度低的优点。该方法首先将四进制数据进行环形映射,经串并转换和数据分割后,再经相位因子旋转,将原来的一个星座点映射到环形圆上的互不重合的多个点上。快速傅里叶逆变换(IFFT)后,对其中一个子块进行循环移位,并与另一个子块重新组合,可以产生更多的候选信号,选 PAPR 最小的进行传输,进一步降低了高 PAPR 出现的概率。仿真表明,改进的方法能更有效地降低电力线 OFDM 系统的 PAPR 和误符号率。

关键词: 电力线通信; 正交频分复用; 峰均比; 边带信息; 选择性映射; 误符号率

0 引言

电力线通信技术是采用电力线传送数据的一种通信方式。由于电力线具有覆盖范围广、连接方便等优点,用其作为传输媒质有着广泛的应用前景和经济价值^[1]。然而,电力线通信信道传输环境恶劣,具有信号衰减剧烈、噪声大、干扰多等特点。正交频分复用(OFDM)技术,由于具有频谱利用率高、能有效抑制符号间干扰(ISI)、抵抗多径干扰和频率选择性衰落等显著优点^[2],很适合用在电力线上实现高速数据传输,已作为基本的传输技术被家庭插电联盟(HomePlug)^[3]、国际电信联盟(ITU-T)^[4]、美国电气和电子工程师协会(IEEE)^[5]等采用。然而,OFDM 系统中传输信号具有高峰均比(PAPR)^[6],这就对发射机中的放大器提出了很高的线性要求,当放大器的线性范围不能满足信号变化时,就会对动态范围较大的信号产生非线性失真,破坏子信道信号间的正交性,产生子载波相互间的干扰,使系统性能恶化。因此,降低信号的峰均比是 OFDM 系统的关键技术之一。

目前,降低 OFDM 系统峰均比的方法主要包括预畸变技术^[7-9]、编码类技术^[10]和概率类技术^[11-17]等 3 种。其中,预畸变技术方法简单、易实现,但信号经过放大器之前需要进行非线性处理,这样会引入带内失真和带外辐射,增加系统的误符号率(SER)。编码类技术不会使信号畸变,但此类技术计算复杂度很高而且传输码率低。概率类技术主要

有选择性映射(SLM)、部分传输序列等,该类技术着眼于减小大峰值功率信号出现的概率,不会引入信号失真且不受载波数目的影响,但此类技术计算量较大且需传送边带信息,降低了数据的传输速率。为提高概率类技术的传输效率,出现了许多改进方案^[18-20]。文献[18]将边带信息嵌入到发送信号中,避免单独传边带信息,提高了传输效率,但需加大信号发射功率,降低了功率效率;文献[19]用相位旋转对发送信号加扰,无需传送边带信息,传输效率提高,但接收端需用相位估计算法判决加扰的旋转相位,增加了系统计算复杂度;文献[20]的方法无需传送任何边带信息,接收端只需根据星座点位置判决发送数据,也使传输效率得到提高,但此方法只适合相位因子数为 4 的情况,且峰均比的降低程度较传统部分传输序列没有改善。本文提出一种环形圆映射方法降低电力线 OFDM 系统峰均比,在提高数据传输速率的同时,不增加发射功率且对相位因子数无限制,能达到更有效降低电力线 OFDM 系统峰均比的目的。

1 OFDM 系统的峰均比

在 OFDM 系统中,假如一个数据块包括 N 个符号, $\mathbf{X} = [X(0), X(1), \dots, X(N-1)]$, 每个符号由一个载波调制,一个 OFDM 信号可由相互独立且彼此正交的子载波叠加得到。设相邻子载波的间隔 $\Delta f = 1/T$, 其中 T 为一个 OFDM 信号的持续时间,则 OFDM 信号可以表示为:

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi k \Delta f t} \quad (1)$$

收稿日期: 2013-07-07; 修回日期: 2013-10-28。

式中: $X(k)$ 为第 k 个子载波上的数据符号。

$x(t)$ 的数字形式为:

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (2)$$

式中: $n=0,1,\dots,N-1$ 。

OFDM系统的峰均比定义为:

$$R_{\text{PAPR}} = 10 \lg \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1} \{|x[n]|^2\}}{E\{|x[n]|^2\}} \quad (3)$$

式中: $E\{\cdot\}$ 为求平均函数。

峰均比的分布常用互补累积分布函数(CCDF)描述,即OFDM系统的峰均比超过门限值 R_{PAPR0} 的概率,可定义为^[6]:

$$\Pr(R_{\text{PAPR}} > R_{\text{PAPR0}}) = 1 - (1 - e^{-R_{\text{PAPR0}}})^N \quad (4)$$

M 个候选信号的峰均比超过门限值的概率为:

$$(\Pr(R_{\text{PAPR}} > R_{\text{PAPR0}}))^M = [1 - (1 - e^{-R_{\text{PAPR0}}})^N]^M \quad (5)$$

由此可见,随着候选信号的增多,峰均比超过门限值的概率会降低。

2 传统选择性映射(C-SLM)

在C-SLM方法中,将原始数据序列 \mathbf{X} 与 M 个相互独立的相位序列 $\mathbf{P}^t = [P^t(0), P^t(1), \dots, P^t(N-1)] (1 \leq t \leq M)$ 进行点乘,其中 $P^t(0), P^t(1), \dots, P^t(N-1) \in \{1, -1, j, -j\}$,得到 M 个相互独立的发送序列 $\mathbf{X}^t (1 \leq t \leq M)$,即

$$\begin{aligned} \mathbf{X}^t &= [X^t(0), X^t(1), \dots, X^t(N-1)] = \mathbf{X} \otimes \mathbf{P}^t = \\ & [X(0)P^t(0), X(1)P^t(1), \dots, \\ & X(N-1)P^t(N-1)] \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)中 \otimes 表示两个矢量点乘,通常第1个相位序列 \mathbf{P}^1 取全1序列。

M 个候选信号序列 $\mathbf{x}^t (1 \leq t \leq M)$ 可以表示为:

$$\mathbf{x}^t = F^{-1}(\mathbf{X}^t) = F^{-1}(\mathbf{X} \otimes \mathbf{P}^t) \quad (7)$$

式中: $F^{-1}(\cdot)$ 为快速傅里叶逆变换(IFFT)函数。

在 M 个候选信号中,选择一个具有最小峰均比的 \mathbf{x}^t 的信号进行传输,为了接收端能正确解调,需传边带信息。C-SLM方法框图如图1所示。

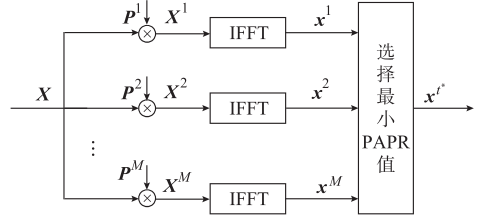


图1 C-SLM方法框图
Fig.1 Block diagram of C-SLM method

3 本文改进方法

本文改进的SLM方法首先将输入数据映射到环形圆上,映射后数据 \mathbf{X} 经串并转换后分割成两个互不相交的子块序列 \mathbf{X}_1 和 $\mathbf{X}_2, \mathbf{X}_1 + \mathbf{X}_2 = \mathbf{X}$ 。本文采用相邻分割的方法,可以表示为:

$$\mathbf{X}_1 = \left[X(0), \dots, X\left(\frac{N}{2}-1\right), 0, \dots, 0 \right]^T \quad (8)$$

$$\mathbf{X}_2 = \left[0, \dots, 0, X\left(\frac{N}{2}\right), \dots, X(N-1) \right]^T \quad (9)$$

每一个子块分别独立地与 M_1 个相位序列点乘,经IFFT产生时域信号 \mathbf{x}_1^m 和 $\mathbf{x}_2^m, 1 \leq m \leq M_1$,并对 \mathbf{x}_1^m 分别进行 $N/4, N/2, 3N/4$ 点循环移位产生更多的时域子块信号,之后两个子块重新组合为候选信号,从中选具有最小峰均比的信号序列进行传输,方法框图如图2所示。

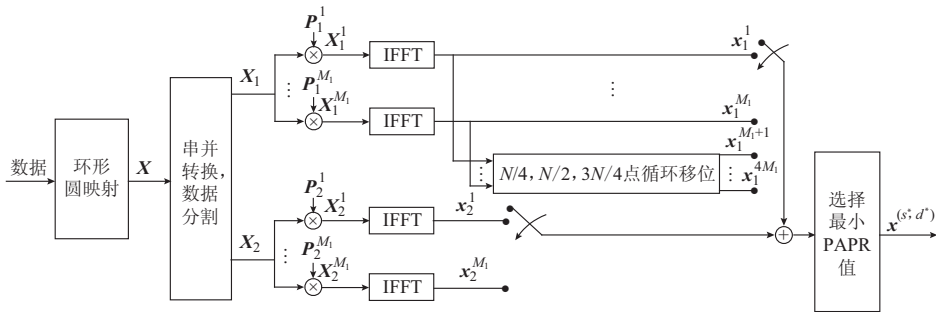


图2 改进SLM方法框图
Fig.2 Block diagram of improved SLM method

改进SLM方法具体步骤如下。

- 1) 将发送的四进制数据映射到环形圆对应的位置上,得到 \mathbf{X} 。
- 2) 将 \mathbf{X} 经串并转换后分割成互不相交的两个

子块序列 \mathbf{X}_1 和 \mathbf{X}_2 。

- 3) 分别对 \mathbf{X}_1 和 \mathbf{X}_2 实施传统的SLM方法,得到时域子块信号 \mathbf{x}_1^m 和 $\mathbf{x}_2^m, 1 \leq m \leq M_1$ 。
- 4) 对 \mathbf{x}_1^m 分别进行 $N/4, N/2, 3N/4$ 点循环移

位,得到 $4M_1$ 个时域子块信号。

5) 两个子块重新组合为候选信号 $x^{(s,d)} = x_1^s + x_2^d$ ($1 \leq s \leq 4M_1, 1 \leq d \leq M_1$), 这样共可得到 $4M_1^2 = M^2$ 个候选信号, 其中 $M_1 = M/2$ 。选择其中一个具有最小峰均比的信号 $x^{(s^*, d^*)} = x_1^{s^*} + x_2^{d^*}$ 进行传输。

由此可见, 在进行相同 M 次 IFFT 时, 改进 SLM 方法较 C-SLM 方法产生了更多的候选信号, 可进一步降低系统高峰均比出现的概率。

将四进制数据映射到环形圆上, 再乘以相位旋转因子, 可以理解为一个数据可以映射到 W 个可能的星座点上, W 为相位旋转因子的个数。本文取 $W=4$, 即相位旋转因子取 $\{1, j, -1, -j\}$ 。如图 3(a) 所示, 四进制数 0, 1, 2, 3 分别映射到点 $(\sqrt{2}, \sqrt{2}j)$ 和 $(0, 2j)$ (圆半径为 2) 及点 $(-4, 0)$ 和 $(2\sqrt{2}, -2\sqrt{2}j)$ (圆半径为 4) 上。这样即使乘以相位因子, 星座点也都在相同的圆上且映射到互不重合的 4 个点上, 如图 3(b) 所示。

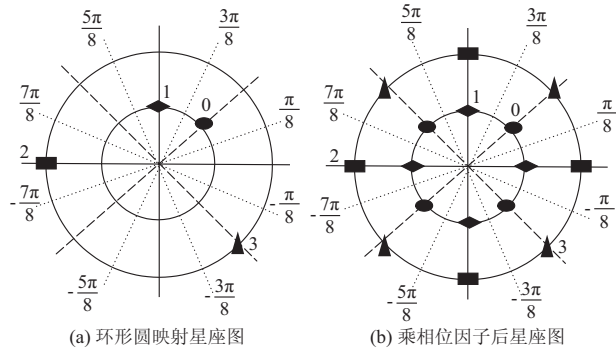


图 3 星座图

Fig.3 Constellation diagram

IFFT 后的时域子块信号循环移位等价于频域子块信号相位旋转, 不改变信号幅值, 星座点仍在圆上, 即

$$X_1^m(k) e^{-\frac{j2\pi nk l}{N}} = F(x_1^m((n-l))_N) \quad (10)$$

式中: $((n-l))_N$ 表示 $n-l$ 对 N 取余; $1 \leq m \leq M_1$; $k = 0, 1, \dots, N-1$; $e^{-\frac{j2\pi nk l}{N}}$ 为线性相位, l 取 $N/4, N/2, 3N/4$, 为循环移位数; $F(\cdot)$ 为快速傅里叶变换 (FFT) 函数。

因此, 接收端可以用一种简单的方法把发送数据判决出来, 而不需要任何的边带信息, 相比于 C-SLM 方法提高了频带利用率。

接收端进行 FFT, 将时域信号变成频域信号。由于时域循环移位不影响幅值, 接收到的复信号可以表示为 $re^{j\theta}$ 的形式, 其中 r 为幅值, θ 为相角。因此, 收端四进制数判决规则如下。

$$\begin{cases} 0 & \frac{h\pi}{2} + \frac{\pi}{8} \leq \theta < \frac{h\pi}{2} + \frac{3\pi}{8}, r < 3 \\ 1 & \frac{h\pi}{2} - \frac{\pi}{8} \leq \theta < \frac{h\pi}{2} + \frac{\pi}{8}, r < 3 \\ 2 & \frac{h\pi}{2} - \frac{\pi}{8} \leq \theta < \frac{h\pi}{2} + \frac{\pi}{8}, r \geq 3 \\ 3 & \frac{h\pi}{2} + \frac{\pi}{8} \leq \theta < \frac{h\pi}{2} + \frac{3\pi}{8}, r \geq 3 \end{cases} \quad (11)$$

式中: $0 \leq h \leq 3$ 。

这样, 不需要额外的边带信息就可以把发送数据判决出来。

对于 C-SLM 方法, 产生 $4M_1^2$ 个候选信号, 需要 $4M_1^2$ 次 IFFT, 共需复乘法和复加法的次数分别为 $2M_1^2 LN \log_2(LN)$ 和 $4M_1^2 LN \log_2(LN)$, 其中 L 为过采样因子。而采用改进 SLM 方法产生相同个数的候选信号, 仅需 $2M_1$ 次 IFFT, 需复乘法和复加法的次数分别为 $M_1 LN \log_2(LN)$ 和 $2M_1 LN \cdot \log_2(LN)$ 。另外, 两个子块重新组合为候选信号时, 需额外增加 $4M_1^2$ 次复加法, 因此共需复加法的次数为 $2M_1 LN \log_2(LN) + 4M_1^2 LN$ 。

算法复杂度可用计算复杂度降低比^[21] R_{CCRR} 来衡量, 其定义为:

$$R_{CCRR} = \left(1 - \frac{\alpha}{\beta}\right) \times 100\% \quad (12)$$

式中: α 为改进 SLM 方法的复杂度; β 为 C-SLM 方法的复杂度。

表 1 给出了 $N=256, L=4$ 时, 在产生相同个数候选信号情况下不同 M_1 值的 R_{CCRR} 。可以看出, 随着 M_1 的增大改进 SLM 方法较 C-SLM 方法的复乘法和复加法的次数都有很大程度地降低, 如 $M_1=3$ 时复乘法和复加法次数分别降为 C-SLM 方法的 16.67% 和 26.67%。

表 1 两种方法的 R_{CCRR} 比较
Table 1 R_{CCRR} comparison between two methods

M_1	方法	运算次数		$R_{CCRR}/\%$
		C-SLM	改进 SLM	
2	复乘	5×2^{14}	5×2^{12}	25.00
	复加	5×2^{15}	7×2^{13}	35.00
3	复乘	45×2^{12}	15×2^{11}	16.67
	复加	45×2^{13}	3×2^{15}	26.67

4 仿真及结果分析

本文首先对 CCDF 进行了仿真。仿真采用正交相移键控 (QPSK) 数据调制方式, $N=256, L=4$ 。图 4 给出了 C-SLM 方法、改进 SLM 方法及传统 OFDM 的 CCDF 仿真结果。可以看出, 在 IFFT 次数相同时, 如 $M=6, M_1=3$, 概率为 10^{-4} 时, 改进

SLM方法与C-SLM方法相比,峰均比大约降低了1.1 dB。与传统OFDM相比,峰均比大约降低了4.3 dB。

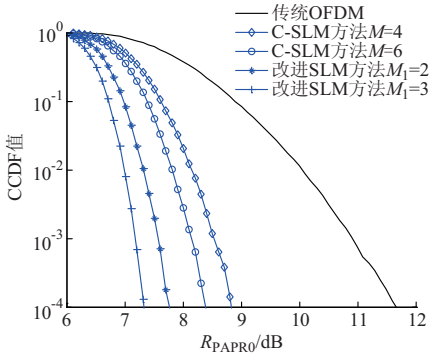


图4 CCDF曲线对比图
Fig.4 CCDF curves of each method

本文进一步仿真了在电力线信道条件下C-SLM方法和改进SLM方法的SER性能,电力线信道传输环境存在多径衰落和噪声,有色背景噪声和随机脉冲噪声是两种主要的噪声^[22]。

图5给出了在有色背景噪声和随机脉冲噪声的电力线信道条件下系统的SER仿真结果。

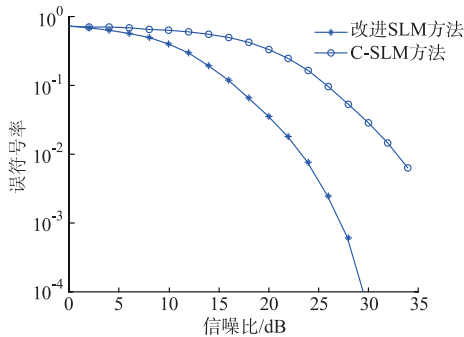


图5 电力线噪声信道SER曲线对比图
Fig.5 Power line noise channel SER comparison

有色背景噪声用高斯白噪声通过滤波器来表征,随机脉冲噪声采用伯努利高斯过程的冲击噪声 n_u 。伯努利高斯过程可表示为:

$$n_u = b_u g_u \quad (13)$$

式中: b_u 为伯努利过程,服从(0,1)独立同分布; g_u 为高斯白噪声。

当 $b_u=1$ 时,表示出现冲激噪声,设其出现的概率为 p ,本文取 $p=0.01$ 。由图5可以看出,改进SLM方法与C-SLM方法相比,SER性能有了较大幅度改善。

图6给出了在多径衰落和有色背景噪声电力线信道下系统的SER仿真结果,路径数取5条,各路径延迟分别为0,1.0,1.1,1.3,1.4 μs ,各路径功率

随着延迟的增大按 e^{-q} ($q=0,2.5,2.8,3.3,3.5$)服从复指数衰减,由图6可以看出考虑多径传输时,系统SER性能与图5相比变差,但改进SLM方法的SER性能仍优于C-SLM方法。这是因为改进SLM方法避免了接收端对边带信息解调错误造成的误符号,故更适合应用在电力线通信系统中。

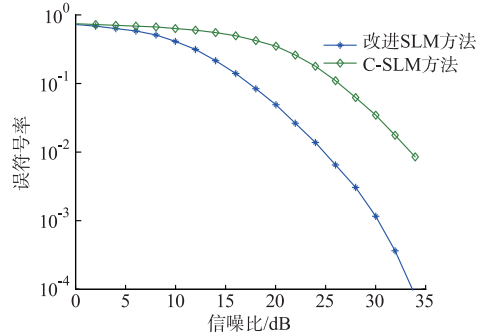


图6 电力线信道SER曲线对比图
Fig.6 Power line channel SER comparison

5 结语

本文针对C-SLM方法需传送边带信息这一缺点,提出了一种基于环形圆映射的SLM方法。在进行相同次数IFFT时,与C-SLM方法相比,该方法能产生更多的候选信号,从而可以进一步降低高峰均比出现的概率。仿真结果表明,该方法与C-SLM方法相比,进一步降低了电力线OFDM系统的峰均比和SER。并且该方法无需传送边带信息,频谱利用率高,计算复杂度低,电力线通信信道抗误符号性能好,在电力线通信中有较好的实用性。

参考文献

- [1] 杨刚. 电力线通信技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2011.
- [2] NEE R V, PRASAD R. OFDM for wireless multimedia communications[M]. Norwood, MA, USA: Artech House Inc., 2000.
- [3] GOEDHART A, HEYMANN R, FERREIRA H C. Adapting HomePlug C&C PLC for use in a low voltage smart grid[C]// Proceedings of 2012 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, March 27-30, 2012, Beijing, China: 194-199.
- [4] OKSMAN V, JIN Zhang, G.HNEM: the new ITU-T standard on narrowband PLC technology[J]. IEEE Communications Magazine, 2011, 49(12): 36-44.
- [5] BELLANGER M, RENFORS M, IHALAINEN T, et al. OFDM and FBMC transmission techniques: a compatible high performance proposal for broadband power line communications [C]// Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications, March 28-31, 2010, Rio de Janeiro, Brazil: 154-159.

- [6] 佟学俭, 罗涛. OFDM 移动通信技术原理与应用[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2003.
- [7] WANG Y C, LUO Z Q. Optimized iterative clipping and filtering for PAPR reduction of OFDM signals[J]. IEEE Trans on Communications, 2011, 59(1): 33-37.
- [8] LEE B M, KIM Y. An adaptive clipping and filtering technique for PAPR reduction of OFDM signals[J]. Circuits, Systems, and Signal Processing, 2013, 32(3): 1335-1349.
- [9] JENG S S, CHEN J M. Efficient PAPR reduction in OFDM systems based on a companding technique with trapezium distribution[J]. IEEE Trans on Broadcasting, 2011, 57(2): 291-298.
- [10] VÍCTOR P G J, MARÍA J F G G, ANA G A, et al. Efficient implementation of complementary Golay sequences for PAPR reduction and forward error correction in OFDM-based WLAN systems[J]. International Journal of Electronics and Communications, 2008, 62(9): 683-694.
- [11] ADRIAN K, HANNA B. Improving effectiveness of the active constellation extension method for PAPR reduction in generalized multicarrier signals[J]. Wireless Personal Communications, 2011, 61(2): 323-334.
- [12] LI Cai, JIANG Tao, ZHOU Yang, et al. A novel constellation reshaping method for PAPR reduction of OFDM signals[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2011, 59(6): 2710-2719.
- [13] LI Haibo, JIANG Tao, ZHOU Yang. An improved tone reservation scheme with fast convergence for PAPR reduction in OFDM systems[J]. IEEE Trans on Broadcasting, 2011, 57(4): 902-906.
- [14] PARK K, PARK I C. Low-complexity tone reservation for PAPR reduction in OFDM communication systems[J]. IEEE Trans on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 2012, 20(10): 1919-1923.
- [15] WANG Lingyin, LIU Ju. PAPR reduction of OFDM signals by PTS with grouping and recursive phase weighting methods[J]. IEEE Trans on Broadcasting, 2011, 57(2): 299-306.
- [16] CHOU H J, LIN P Y, LIN J S. PAPR reduction techniques with hybrid SLM-PTS schemes for OFDM systems [C]// Proceedings of IEEE 75th Vehicular Technology Conference, May 6-June 9, 2012, Yokohama, Japan: 5p.
- [17] JEON H B, NO J S, SHIN D J. A low complexity SLM scheme using additive mapping sequences for PAPR reduction of OFDM signals[J]. IEEE Trans on Broadcasting, 2011, 57(4): 866-875.
- [18] BADRAN E F, EL-HELW A M. A novel semi-blind selected mapping technique for PAPR reduction in OFDM[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2011, 18(9): 493-496.
- [19] KOJIMA T, IWAMOTO S, SHIDA Y. A novel SLM PAPR reduction of OFDM signals without side information [C]// Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology, December 15-18, 2011, Luxor, Egypt: 321-325.
- [20] ZHOU Yang, JIANG Tao. A novel multi-points square mapping combined with PTS to reduce PAPR of OFDM signals without side information [J]. IEEE Trans on Broadcasting, 2009, 55(4): 831-835.
- [21] YANG L, SOO K K, SIU Y M, et al. A low complexity selected mapping scheme by use of time domain sequence superposition technique for PAPR reduction in OFDM system [J]. IEEE Trans on Broadcasting, 2008, 54(4): 821-824.
- [22] LEE J S, KIM J Y. Scaled SLM for PAPR reduction of OFDM signal in impulsive noise channel [C]// Proceedings of 11th International Conference on Advanced Communication Technology, February 15-18, 2009, Korea: 483-486.

肖丽萍(1963—),女,博士,副教授,主要研究方向:正交频分复用关键技术、移动通信技术及电力线通信技术。E-mail: lpxiao@ysu.edu.cn

梁燕(1988—),女,通信作者,硕士研究生,主要研究方向:正交频分复用关键技术及电力线通信技术。E-mail: 191558664@qq.com

(编辑 王志超)

A Method for PAPR Reduction of OFDM System in Power Line Communication Channels

XIAO Liping, LIANG Yan

(School of Information Science and Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: The drawbacks of the conventional selective mapping (SLM) method for peak to average power ratio (PAPR) reduction in an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system are the loss in data rate transmission caused by transmitting side information and the high computational complexity. This paper proposes an improved SLM method without side information, which has the advantages of high bandwidth efficiency and low complexity. In the method, quaternary data is mapped onto ring circles first, and then finishes the serial-to-parallel conversion, sub-blocks division and phase factor rotation, when an original constellation point is mapped to multiple points with no coincidence on the ring circle. After inverse fast Fourier transform (IFFT) operations, one sub-block is cyclically shifted and recombined with another one, so more candidate signals are generated. The lowest PAPR signal can be selected for transmission finally. Thus, the method can further reduce the appearing probability of high PAPR. Computer simulation results show that the proposed scheme achieves excellent performance in terms of reduction both in PAPR and symbol error rate at the power line communication channel.

Key words: power line communication; orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); peak to average power ratio (PAPR); side information; selective mapping (SLM); symbol error rate