

预编码峰均比抑制算法在 60 GHz 正交频分复用光载无线通信系统中的应用

王燕瑾 邵宇丰 迟楠

(复旦大学泛媒通信实验室, 上海 200433)

摘要 为了有效抑制正交频分复用(OFDM)系统中信号的峰均比(PAPR),提出了一种基于平方根 Better-Than 奈奎斯特脉冲的改进预编码方案,通过仿真在 60 GHz 光载无线通信(RoF)系统中实现 5 Gb/s 四阶正交振幅调制(4QAM)OFDM 预编码信号的发射、传输与接收。仿真结果显示,与基于平方根升余弦脉冲的预编码算法相比,改进算法将进一步获得 0.3 dB 左右的 PAPR 抑制增益。从平衡传输效率与 PAPR 抑制性能的角度考虑,由预编码引入的冗余度上限取 20% 为宜。采用改进的预编码算法,信号的峰均比最大值具有不随 OFDM 系统子载波数增加而明显增加的特性。无论是在背对背或传输情况下,系统的接收灵敏度均随改进型预编码算法的引入获得约 0.4 dBm 的改善。如需进一步改进系统误码率特性,可考虑采用高阶调制格式。综合考虑,改进型预编码方案将有效改善传统 OFDM-RoF 系统的性能并适用于未来的实际应用。

关键词 光通信; 光载无线通信; 正交频分复用; 峰均比; 预编码

中图分类号 TN929.11 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201333.0706018

Application of Peak-to-Average Power Ratio Reduction Algorithm Using Precoding Technique in 60 GHz Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Radio-over-Fiber System

Wang Yanjin Shao Yufeng Chi Nan

(Media Communication Laboratory, Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract In order to effectively reduce the peak-to-average power ratio (PAPR) of orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) signals, an improved precoding algorithm based on square root Better-Than Nyquist pulse is proposed. A 60 GHz radio-over-fiber (RoF) system with precoded 5 Gb/s 4-order quadrature amplitude modulation (4QAM) OFDM downstream signals is demonstrated by simulation so as to evaluate the effectiveness of the proposed algorithm. The simulation results show that, compared with existing precoding method, the improved algorithm further improves the PAPR reduction performance by 0.3 dB. However, considering the balance between bandwidth sacrificed and PAPR reduction performance, the data redundancy no more than 20% is recommended. Meanwhile, the obtained maximum PAPR of the signals is independent of the number of subcarriers. Moreover, for both back to back and transmission cases, the receiver sensitivity can also be improved by 0.4 dBm by using the proposed precoding algorithm. Better bit error rate (BER) performance can be achieved by high-level modulation. Hence, it is suitable for future 60 GHz OFDM-RoF system applications.

Key words optical communications; radio-over-fiber; orthogonal frequency-division multiplexing; peak-to-average power ratio; precoding

OCIS codes 060.2630; 060.4510; 060.5625

收稿日期: 2013-03-28; **收到修改稿日期**: 2013-05-13

基金项目: 国家 973 计划(2010CB328300)、国家自然科学基金(61107064)、国家 863 计划(2011AA010302, 2012AA011303, 2013AA010501)、国家科技支撑计划(2012BAH18B00)、上海市科委重点项目(12dz1143000)

作者简介: 王燕瑾(1989-),女,硕士研究生,主要从事光通信系统方面的研究。E-mail: 12210720090@fudan.edu.cn

导师简介: 迟楠(1974-),女,博士,教授,博士生导师,主要从事光通信系统方面的研究。E-mail: nanchi@fudan.edu.cn (通信联系人)

1 引言

正交频分复用(OFDM)技术因具有高频谱效率及抵抗光纤传输色散的特性而被广泛应用于光接入网系统中,如无源光网络系统(PON)^[1-2]、光载无线通信(RoF)系统^[3-4]以及超宽带通信系统(UWB)^[5]。然而 OFDM 信号的高峰均比(PAPR, R_{PAPR})成为了限制其应用的主要瓶颈之一。因为高 PAPR 将不仅导致线性功率放大器性能的劣化还将引入明显的光纤非线性效应^[3,6],从而对系统的整体性能造成直接影响。目前在光 OFDM 系统中抑制信号 PAPR 的主要途径可分为非线性方式(如限幅滤波^[7-8]、压扩变换^[9])、概率选择方式(如选择映射^[3]、部分序列传输^[10])以及编码方式三类。然而,以上方式皆存在各自的不足与局限性,例如限幅滤波虽然易于实现,但由于直接对原始信号进行非线性处理,将引入显著的带内噪声^[7];压扩变换则需同时插入导频与保护间隔,并在接收端进行额外的信道估计与均衡方能实现信号的正确接收^[9];选择映射与部分序列传输两种方案需要基于概率在多个候选信号中反复进行比较选择,计算复杂度高而且需要传输额外的边带信息以保证接收端的正确检测^[3,10]。与上述几种方案相比,预编码方案无需引入任何对信号的非线性处理,也无需传输任何类型的边带信息,实现简便,因而具有良好的应用前景。

实际上,预编码方案已经在无线多径衰减信道的 OFDM 系统中得以应用^[11],该方案通过引入保护时间间隔并采用平方根升余弦(SQRC)作为预编码函数,实现在无线 OFDM 系统中对信号 PAPR 的抑制。本文在此基础上提出一种改进的预编码方案并将其延伸到光 OFDM 系统中,在 60 GHz RoF 仿真平台上实现 5 Gb/s 预编码四阶正交振幅调制(4QAM) OFDM 信号的发射、传输与接收。改进方案一方面通过引入数据冗余度,直接占用系统本身数据的部分长度无需额外的保护时间间隔,进而简化实际信号处理的流程;另一方面对预编码函数进行优化,提出采用基于平方根 Better-Than 奈奎斯特脉冲(SQBTN)的预编码方案,在基于 SQRC 脉冲的预编码方案基础上进一步获得 PAPR 抑制增益。本文对改进方案中数据冗余度的取值进行了详细的研究,仿真结果显示,在合理的冗余度阈值范围内,无论在背对背(BTB)或传输情况下,系统的接收灵敏度相比于未经预编码处理的传统 OFDM 信号均有约 0.4 dBm 的改善。如需进一步改进系统误码率特性,可考虑采用高阶调制格式。此外,该改进方案还具有信号最大 PAPR 不随

OFDM 系统子载波数增加而明显增加的特性,因此适用于未来 60 GHz OFDM-RoF 系统的实际应用。

2 预编码模型及原理

本文采用的预编码 OFDM 信号生成与恢复端框图如图 1(a), (b)所示。在信号生成端,首先对输入的比特序列进行 4QAM 调制,接着经串并变换与子块分割将 4QAM 调制符号序列分解为若干长度为 N 的符号分组。随后采用 $L \times N$ 的预编码矩阵(用 \mathbf{P} 表示)对每个符号分组进行预编码处理,预编码矩阵 \mathbf{P} 定义为

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_{0,0} & p_{0,1} & \cdots & p_{0,N-1} \\ p_{1,0} & p_{1,1} & \cdots & p_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ p_{L-1,0} & p_{L-1,1} & \cdots & p_{L-1,N-1} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

式中矩阵元素 $p_{i,j}$ 有待进一步讨论与设计, $L = N + N_p$ 是系统总子载波数, N_p 是由预编码引入的冗余子载波数。定义预编码器冗余子载波数的比重为冗余度,即

$$R = \frac{N_p}{N} = \frac{L - N}{N}. \quad (2)$$

假设采用列向量的形式定义符号长度为 N 的原始符号分组 \mathbf{X} 为

$$\mathbf{X} = [X_0 \ X_1 \ X_2 \ \cdots \ X_{N-1}]^T, \quad (3)$$

式中 $[\cdot]^T$ 表示矩阵转置, X_i 表示 4QAM 调制符号。则预编码过程及经预编码处理后所得长度为 L 的新符号分组 \mathbf{Y} 为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{P}\mathbf{X} = [\cdot]_{L \times N} [\cdot]_{N \times 1} = [Y_0 \ Y_1 \ Y_2 \ \cdots \ Y_{L-1}]^T, \quad (4)$$

$$Y_m = \sum_{n=0}^{N-1} p_{m,n} X_n, \quad m = 0, 1, \cdots, L-1. \quad (5)$$

新符号分组 \mathbf{Y} 经子块合并和快速傅里叶逆变换(IFFT)生成的预编码 4QAM-OFDM 信号可表示为

$$x(t) = \sum_{m=0}^{L-1} Y_m \exp(j2\pi m \frac{t}{T}), \quad 0 \leq t < T, \quad (6)$$

式中 $T = LT_s$, T_s 为符号速率的倒数。文献[11]中为防止符号间干扰,在相邻 OFDM 信号间增加空余的保护时间间隔 $T_G = N_p T_s$,因此实际 OFDM 信号的持续时间为 $T = NT_s$ 。而本方案将预编码冗余包含在系统本身的 OFDM 信号中,实际是占用了发射端部分数据资源以换取更低的 PAPR。由于无需额外的保护时间间隔,系统接收端的处理将更易实现。

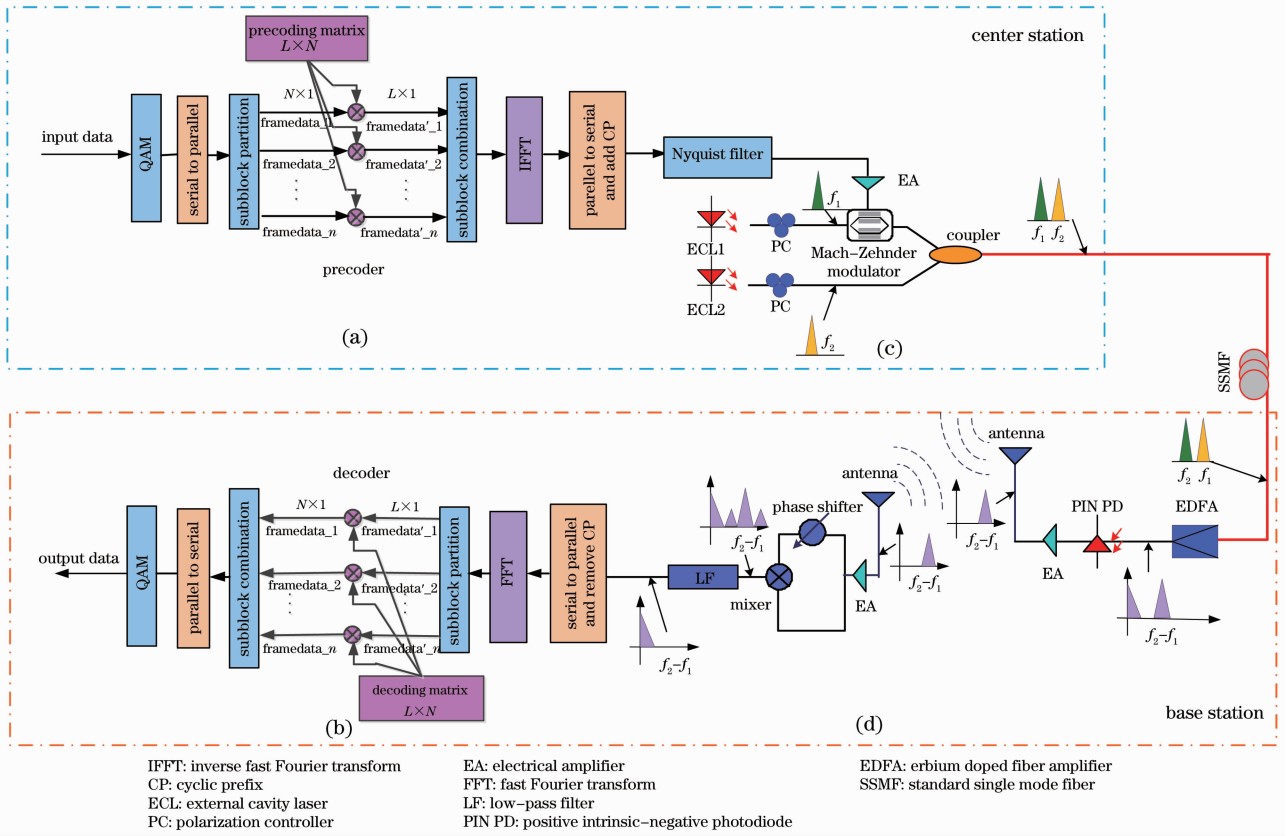


图 1 60 GHz RoF 仿真系统框图 (下行预编码 4QAM-OFDM 信号)。(a) 预编码 OFDM 信号生成端；(b) 预编码 OFDM 信号恢复端；(c) 发射端；(d) 接收端

Fig. 1 Simulation setup of proposed 60 GHz RoF system (with precoded 4QAM-OFDM downstream signals).

(a) Generation of precoded OFDM signal; (b) reception of precoded OFDM signal; (c) transmitter; (d) receiver

定义 OFDM 信号 PAPR 为

$$R_{\text{PAPR}} = \frac{\max |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]}, \quad (7)$$

式中 $E(\cdot)$ 表示取均值。根据(5)~(7)式可知,假设所有 OFDM 信号均值功率恒定的前提下,给定时间间隔 $[0, T)$ 内 OFDM 信号的 PAPR 直接与预编码矩阵的元素 $p_{m,n}$ 相关:

$$R_{\text{PAPR}} = \frac{1}{L} \max_{0 \leq t < T} \left[\sum_{n=0}^{N-1} \left| \sum_{m=0}^{L-1} p_{m,n} \exp(j2\pi m \frac{t}{T}) \right|^2 \right] = \frac{1}{L} \max_{0 \leq t < T} \left[\sum_{n=0}^{N-1} |P_n(t)|^2 \right]. \quad (8)$$

$$P_n(t) = \begin{cases} P_0(t - nT_s + T), & 0 \leq t < nT_s, \\ P_0(t - nT_s), & nT_s \leq t < T. \end{cases} \quad (9)$$

基于(8)式,选择(9)式所示在给定时间间隔 $[0, T)$ 内具有循环移位特性的一组子函数构成函数 $P_n(t)$,以避免在同一时隙内出现若干正值函数 $|P_n(t)|$ 峰值叠加的情况,进而有效抑制信号峰均比。令函数 $P_0(t)$ 为(9)式的母函数,则剩余的其他函数均可与母函数建立联系,即

$$P_n(t) = \sum_{m=0}^{L-1} p_{m,0} \exp(-j2\pi \frac{mm}{L}) \exp(j2\pi m \frac{t}{T}), \quad 0 \leq t < T. \quad (10)$$

又因为

$$P_{m,n} = P_{m,0} \exp(-j2\pi \frac{mm}{L}), \quad (11)$$

故预编码矩阵 \mathbf{P} 可基于每行第一个元素 $p_{m,0}$ 得到相应行其他所有元素 $p_{m,n} (2 \leq n \leq L)$ 。该特性大大降低了生成预编码矩阵的计算复杂度。

为了进一步避免 OFDM 符号间干扰,文献[11]分别选取满足奈奎斯特准则的升余弦(RC)和 SQRC 函数作为预编码函数来生成预编码矩阵的第一列元素,进而通过(11)式得到整个预编码矩阵 \mathbf{P} 。文献[11]得出了 SQRC 预编码函数在性能上更优于 RC 函数的结论。本文在此基础上对预编码函数进行进一步优化,提出采用(12)式定义的 SQBTN 函数^[12]作为预编码函数以进一步获得 PAPR 降低增益。

$$S_{\text{SQBTN}}(f) = \begin{cases} T_s \sqrt{1 - \exp\left(-\frac{2\ln 2}{\alpha} f T_s\right)}, & 0 < f \leq \frac{\alpha}{2T_s}, \\ T_s \sqrt{\exp\left[-\frac{2\ln 2}{\alpha}(\alpha - f T_s)\right]}, & \frac{\alpha}{2T_s} < f \leq \frac{\alpha}{T_s}, \\ T_s, & \frac{\alpha}{T_s} < f \leq \frac{1}{T_s}, \\ T_s \sqrt{\exp\left[-\frac{2\ln 2}{\alpha}(-1 + f T_s)\right]}, & \frac{1}{T_s} < f \leq \frac{(1 + 0.5\alpha)}{T_s}, \\ T_s \sqrt{1 - \exp\left[-\frac{2\ln 2}{\alpha}(1 + \alpha - f T_s)\right]}, & \frac{(1 + 0.5\alpha)}{T_s} < f \leq \frac{(1 + \alpha)}{T_s}. \end{cases} \quad (12)$$

其中滚降因子 $\alpha = R = \frac{N_p}{N} = \frac{L - N}{N}$ 。

与基于 SQRC 函数的预编码方案相比,本文提出的优化方案仅在生成预编码矩阵第一列过程中新增了 2 次分段判断。因此从算法时间复杂度的角度来说,在有效通信($R < 50\%$)的条件下,两类算法的复杂度均为 $O[(1 - R) \cdot N]$,也即实现两类算法的复杂度是相当的。

在信号恢复端,通过快速傅里叶变换(FFT)对接收到的 OFDM 信号进行常规解调并对预编码 4QAM-OFDM 信号进行解码(解码矩阵是预编码矩阵 \mathbf{P} 的逆矩阵)以消除预编码处理对实际发射信号的影响。

3 仿真平台搭建与仿真结果

图 1 给出了下行 5 Gb/s 预编码 4QAM-OFDM 信号 60 GHz RoF 仿真系统框图,仿真系统通过 Matlab 仿真软件实现。首先在预编码 OFDM 信号生成端产生子载波数为 128、循环前缀(CP)长度为 1/16 的预编码 4QAM-OFDM 信号。系统发射端放置两个线宽均为 100 kHz 的外腔激光器(ECL),其中心频率相差 60 GHz。将其中 ECL1 的输出作为调制 5 Gb/s 下行预编码 4QAM-OFDM 信号的光载波经偏振控制器(PC)注入 Mach-Zehnder 调制器(MZM)。设置 MZM 参数为半波电压 $\frac{1}{2}V_\pi = 3.6$ V。MZM 输出调制信号通过 3 dB 光耦合器与另一路未调制任何信号的原始激光器 ECL2 输出耦合形成系统最终发射光信号。发射光信号经 30 km 标准单模光纤(SSMF)传输后,在接收端先经掺铒光纤放大器(EDFA)对接收信号进行功率放大以补偿光纤长距离传输中造成的功率衰减。接着采用 PIN 光电二极管(PIN PD)对接收光信号进行直接探测

生成 60 GHz 毫米波电信号。设置光电二极管参数:带宽为 3 dB、频率为 70 GHz、响应度为 0.6 A/W。将该毫米波电信号经过带宽为 10 GHz 的电放大器(EA)进行功率放大并通过标准 20 dBi(dBi 为正向天线增益,即功率增益的参考天线为全向天线)天线发射,经 0.4 m 无线信道传输后另一标准 20 dBi 天线对毫米波电信号进行接收。将接收信号再次经过电放大器,并如图 1(d)所示,通过相移器与原始电放输出信号进行电域自混频接收。接着以 10 GS/s 采样频率采样经低通滤波(LF)的混频器输出信号。最后基于采样信号进行常规 OFDM 解调与预编码解码,实现对预编码 OFDM 信号的恢复。

如图 2 给出冗余度为 15% 时三种预编码函数:RC, SQRC, SQBTN 相应的 PAPR 累计分布函数(CCDF)曲线,CCDF 的定义为信号实际 PAPR 超过某一固定值 R_{PAPR0} 的概率,即 $P_c = P_r(P_{\text{PAPR}} > R_{\text{PAPR0}})$ 。可见三种预编码方案相对于未经预编码处理的传统 OFDM 信号,PAPR 均得到明显抑制。即使是抑制性能最不理想的 RC 预编码方案在 $P_c = 10^{-3}$ 处也有接近 4.5 dB 的显著改善。就预编码函数的选择而言,本文采用的 SQBTN 预编码函数性能最优,在文献[11]给出的 SQRC 预编码函数基础

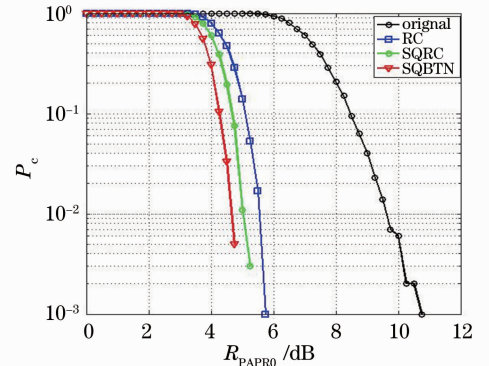


图 2 3 种预编码函数 PAPR 抑制性能比较($R = 15\%$)
Fig. 2 CCDF curves of RC, SQRC, SQBTN ($R = 15\%$)

上又进一步获得接近 0.3 dB 的 PAPR 抑制增益。图 3 给出了冗余度由 5% 增大到 35% 范围内, SQBTN 与 SQRC 两种预编码函数的 PAPR 抑制性能比较。一方面,随着冗余度的增加,无论是改进函数 SQBTN 还是原始函数 SQRC,其 PAPR 抑制性能均得到不断改善。这主要是因为更高的冗余度意味着更有限的实际数据信号在更多的子载波范围内得到分散,因而大大降低峰值叠加的概率。另一方面,当冗余度分别为 5% 和 35% 时,原始函数 SQRC 仍保持更优的 PAPR 抑制性能,也即当预编码冗余度超过 10%~30% 这一阈值范围时,保留 SQRC 作为预编码函数将更为合适。然而,由图 3 可知,针对改进函数 SQBTN,当冗余度从 10% 提高到 20% 时,在 $P_c=10^{-3}$ 处算法的 PAPR 抑制性能有接近 1.5 dB 的明显改善;相对的,当冗余度从 20% 提高到 30% 时,相应的 PAPR 抑制性能仅有约 0.3 dB 的改善,也即 $R>20\%$ 意味着将牺牲更多的数据带宽以换取极其有限的 PAPR 抑制增益。因此从平衡传输效率与 PAPR 抑制性能的角度考虑,预编码引入的数据冗余度上限取 20% 为宜。此外,由于本方案无需另外的数据开销用于插入保护间隔、训练序列与导频等,即使考虑 OFDM 信号 1/16 长度的固有 CP 开销,当 $R=20\%$ 时系统的总冗余度也将控制在 $\frac{N_p+l_{CP}}{L+l_{CP}} = \frac{[128 - [128/(0.2+1)]] + 128/16}{128 + 128/16} = 22\%$ 以内(其中 l_{CP} 表示循环前缀长度)。文献[8]中同样在 60 GHz OFDM-RoF 系统中对 4QAM-OFDM 信号采用压扩变换技术进行 PAPR 抑制,系统总子载波数 256 个,其中 8 个用于导频、56 个用于保护间隔、CP 长度为 1/8,相应的系统总冗余度为 $\frac{N_p+l_{CP}}{L+l_{CP}} = \frac{8+56+256/8}{256+256/8} = 33\%$ 。由此可见,

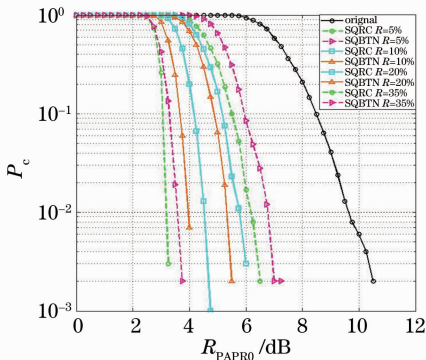


图 3 SQRC, SQBTN PAPR 抑制性能比较 ($R=5\% \sim 35\%$)

Fig. 3 CCDF curves of SQRC, SQBTN ($R=5\% \sim 35\%$)

本文提出的基于 SQBTN 函数的预编码方案虽然通过牺牲部分数据带宽的方式来获得良好的 PAPR 抑制性能,但由此带来的额外开销被有效控制在合理的范围内。基于以上讨论,针对通过预编码方式抑制信号 PAPR 的方案而言可得如下结论:在合理的数据冗余度范围内(0%~20%),当冗余度偏低($R<10\%$)时保留 SQRC 作为预编码函数;其他情况下(10%~20%)则改用 SQBTN 作为预编码函数将获得最为理想的 PAPR 抑制性能。

图 4 给出了改进函数 SQBTN 在不同子载波数 L 条件下(64, 128, 256)和冗余度阈值范围内,随冗余度增加 4QAM-OFDM 信号最大峰均比 R_{PAPR}^{max} 的变化情况,其中最大峰均比由(8)式计算可得。由图 4 可知:一方面,随着冗余度的增加 OFDM 信号的最大峰均比随之减小且当 $R>20\%$ 时曲线的斜率逐渐变小,这一结果进一步验证了前文对图 3 的分析;另一方面采用改进函数 SQBTN 进行预编码处理后,相应的 OFDM 信号最大峰均比将不随子载波数的增加而明显增加。这一特性改善了未经预编码处理的传统 OFDM 信号峰均比随子载波数 L 的增加呈 $2\ln L$ 显著增加的缺点,也使得进一步增加系统子载波数以获得更灵活便捷的无线终端用户带宽分配和抵抗由光纤色散导致的信号畸变成为可能。该特性体现出预编码方案除实现复杂度低以外的又一优势。

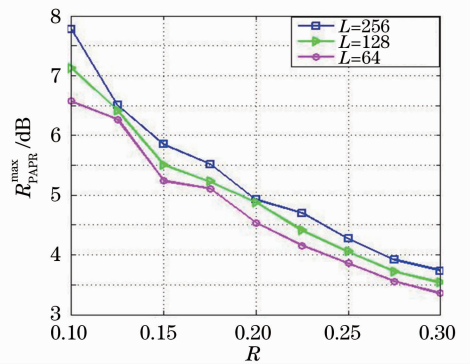


图 4 不同子载波数条件下预编码 4QAM-OFDM 信号最大峰均比 ($R=10\% \sim 30\%$)

Fig. 4 Maximum PAPR of the precoded 4QAM-OFDM signals for different numbers of subcarriers ($R=10\% \sim 30\%$)

图 5(a)给出了在背对背及传输情况下,60 GHz RoF 系统下行 5 Gb/s 预编码 4QAM-OFDM 信号误码率(BER, R_{BER})仿真结果。首先无论何种情况,相对于未经预编码处理的传统 OFDM 信号,采用基于 SQBTN 函数的预编码方案在恒定接收功率条件

下均对系统误码率性能有一定改善,其中传输情况下改善较为明显。相比未经预编码处理的传统 OFDM 信号误码率曲线,经 30 km 标准单模光纤和 0.4 m 无线信道传输后, $R=20\%$ 的 SQBTN 预编码方案在 $R_{BER} = 10^{-3.5}$ 处将获得至少 0.4 dBm 的接收功率代价增益。即使采用冗余度阈值范围的下界 10%,如图 5(a)所示,对于 4QAM-OFDM 信号而言接收功率代价增益也将有接近 0.1 dBm 的改善。为了进一步提高系统的 BER 性能,可在 OFDM 信号生成端采用高阶调制格式(16QAM),如图 5(b)给出了传输情况下 5 Gb/s 下行预编码 16QAM-OFDM 信号的误码率仿真结果。由于预编码是针对经调制输出的符号序列进行的,因而不同调制方式将不会对预编码的过程造成直接影响。此外,采用

16QAM 进行高阶调制时在使得发射比特数增加 1 倍的同时符号在星座图上的分布将从 4QAM 的 4 种情况增加到 16QAM 的 16 种情况,相应的每个标准星座点上平均分布的符号数将减少,由符号星座点发散导致的系统误码率性能劣化的现象将由此得到改善。如图 5(b)所示,对于 16QAM-OFDM 信号而言,即使冗余度取阈值范围下界 10%,与未经预编码处理的传统 OFDM 信号相比 SQBTN 预编码方案在 $R_{BER} = 10^{-3.5}$ 处将获得接近 0.8 dBm 的接收功率代价增益,系统的误码率性能将得到明显改善。由此可知,采用 SQBTN 预编码方案将改善系统的接收灵敏度,适用于未来 60 GHz OFDM-RoF 系统的应用。

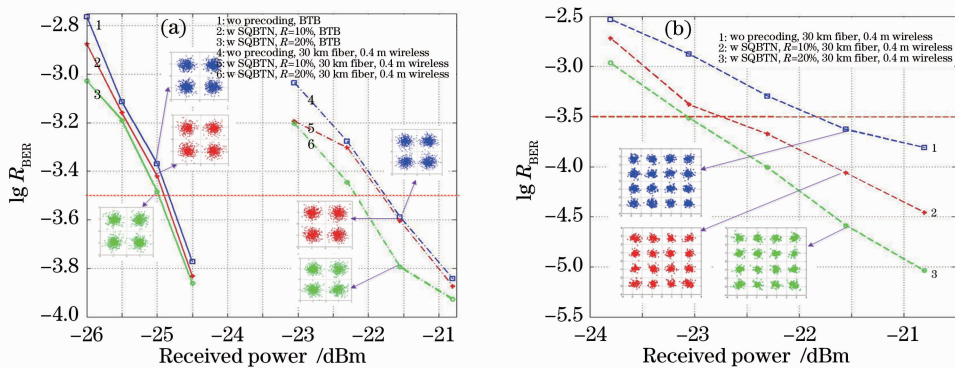


图 5 5 Gb/s 4/16QAM-OFDM 信号误码率曲线仿真结果。(a) 4QAM(背对背+传输);(b) 16QAM(传输)

Fig. 5 Simulation results 5 Gb/s 4/16QAM-OFDM signals' BER curves. (a) 4QAM (BTB+transmission); (b) 16QAM (transmission)

4 结 论

提出一种基于 SQBTN 脉冲的改进预编码方案并将其延伸到光 OFDM 系统中,在 60 GHz RoF 仿真平台上实现 5 Gb/s 预编码 4QAM-OFDM 信号的发射、传输与接收。仿真结果显示,该方案在合理的数据冗余度阈值范围(10%~30%)内,在既有基于 SQRC 脉冲的预编码方案基础上进一步获得 PAPR 降低增益。但从平衡传输效率与 PAPR 抑制性能的角度考虑,基于 SQBTN 脉冲的改进方案引入的数据冗余度上限取 20%为宜。此外采用该方案使信号的最大峰均比值具有不随 OFDM 系统子载波数增加而明显增加的特性,易于系统的进一步优化。最后无论在背对背或传输情况下,系统的接收灵敏度相比于未经预编码处理的传统 OFDM 信号均有约 0.4 dBm 的改善。当采用如 16QAM 的高阶调制格式时,系统的误码率特性将进一步得

到显著改善。因此,本文提出的改进型预编码方案适用于未来 60 GHz OFDM-RoF 系统的实际应用。

参 考 文 献

- 1 X X Xin, L J Zhang, B Liu, *et al.*. Dynamic λ -OFDMA with selective multicast overlaid [J]. *Opt Express*, 2011, 19(8): 7847-7855.
- 2 Y F Shao, J W Zhang, W L Fang, *et al.*. A novel OFDM-CPM modulation scheme and its application in WDM-PON [J]. *Chin Opt Lett*, 2010, 8(9): 894-898.
- 3 Y F Shao, N Chi, J Y Fan, *et al.*. Generation of 16-QAM-OFDM signals using selected mapping method and its application in optical millimeter-wave access system [J]. *IEEE Photon Technol Lett*, 2012, 24(15): 1301-1303.
- 4 Y F Shao, N Chi, J Y Fan, *et al.*. Novel centralized-light-source WDM-RoF system with OFDM-CPM downstream and OOK upstream [J]. *Opt Commun*, 2012, 285(16): 3437-3440.
- 5 M Jazayerifar, B Cabon, J Salehi, *et al.*. Transmission of multi-band OFDM and impulse radio ultra-wideband signals over single mode fiber [J]. *IEEE J Lightwave Technol*, 2008, 26(15): 2594-2603.
- 6 X Chen, A Li, G Gao, *et al.*. Experimental demonstration of

- improved fiber nonlinearity tolerance for unique-word DFT-spread OFDM systems[J]. *Opt Express*, 2011, 19(27): 26198–26207.
- 7 J Armstrong. Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering [J]. *Electron Lett*, 2002, 38(5): 246–247.
- 8 J P Wang, X W Zhou, Y X Xu, *et al.*. Performance improvement of OFDM-RoF system with clipping and filtering technique[J]. *IEEE Trans Consumer Electronics*, 2008, 54(2): 296–299.
- 9 F Li, J J Yu, Z Z Cao, *et al.*. Reducing the peak-to-average power ratio with companding transform coding in 60 GHz OFDM-RoF systems[J]. *J Opt Commun Netw*, 2012, 4(3): 202–209.
- 10 Y Shao, Y Wang, N Chi. 60-GHz RoF system with low PAPR 16QAM-OFDM downlink using PTS segmentation [J]. *IEEE Photon Technol Lett*, 2013, 25(9): 855–858.
- 11 B Slimane. Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM signals through precoding[J]. *IEEE Trans Vehicular Technol*, 2007, 56(2): 686–695.
- 12 N C Beaulieu, C C Tan, M O Damen. A “better than” Nyquist pulse[J]. *IEEE Commun Lett*, 2001, 5(9): 367–368.

栏目编辑：王晓球