

基于部分采样点辅助校正 OFDM 信号的准无损压缩算法

戴宪华¹ 李妍^{1,2} 余宝贤¹ 苏冬日¹

1. 中山大学信息科学与技术学院, 广州, 510000;
2. 广东顺德中山大学卡内基梅隆大学国际联合研究院, 顺德, 528000)

摘要: 传统的正交频分复用(Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)信号压缩算法由于低的压缩比和低的信号量化误差比(Signal to quantization-error ratio, SQR)造成较高的误码率, 无法满足 OFDM 系统的需求。为了实现高的压缩比和低的误码率, 提出了一种联合削峰尾插(Clipping with tail plug, CTP)技术、几何级数压扩(Geometric series companding, GSC)技术及部分采样点校正(Partial sample calibration, PSC)技术的准无损压缩算法。计算机仿真结果表明, 对于 4096-正交幅度调制(Quadrature amplitude modulation, QAM)的 OFDM 信号, 压缩比最高可达 1.86 : 1, 误码率低于 10^{-7} , 量化误差对应的平均 SQR 高达 70 dB, 因而能够很好地满足光纤到分配点+千兆数字用户线路(Fiber to the distribution point+Giga digital subscriber line, FTTP+GDSL)系统的需求。

关键词: 准无损压缩; 几何级数压扩; 部分采样点校正; 削峰尾插; FTTP+GDSL 系统

中图分类号: TP301.6 **文献标志码:** A

Nearly Loss-Less Compression Algorithm Based on Partial Sample Points Calibration for OFDM Signal

Dai Xianhua¹, Li Yan^{1,2}, Yu Baoxian¹, Su Dongri¹

1. School of Information Science and Technology, Sun Yat-sen University, Guangzhou, 510000, China;
2. SYSU-CMU Shunde International Joint Research Institute, Shunde, 528000, China)

Abstract: Traditional compression algorithms of OFDM signals with low compression ratio and signal to quantization-error ratio(SQR) come along with a high error rate, which fail to meet the requirements of OFDM systems. To achieve the high compression ratio and the low error rate, a new algorithm is proposed based on a combination of clipping with tail plug (CTP), geometric series companding (GSC) and partial sample calibration (PSC). The new algorithm can achieve the nearly loss-less compression and the compression ratio can be as high as 1.86 : 1 with a error rate less than 10^{-7} , while SQR corresponding to the quantization error is 70 dB in 4096-QAM OFDM signal modulation schemes meeting the requirements of the FTTP+GDSL systems well.

Key words: nearly loss-less compression; geometric series companding (GSC); partial sample calibration (PSC); clipping with tail plug (CTP); fiber to the distribution point + giga digital subscriber line (FTTP+GDSL) system

引言

在正交频分复用(Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)系统中,发送数据经 IFFT 变换得到的调制信号通常具有相当高的峰值平均功率比(Peak to average power ratio, PAPR)^[1],为了实现数据能够在实际的信道中有效传输,需要对数据进行压缩^[2]。

数据压缩技术^[3]的研究,正式开始于 20 世纪 30 年代末 40 年代初。1939 年,美国 Bell 实验室的 Dudley 发明了第一个声码器,是一种对语音数据压缩的系统。1943 年, Morse 基于统计的方法发明了莫尔斯电报码,是最早的数据压缩实例。但对数据压缩技术系统的理论研究,仍然是在香农信息论的基础上开始研究的。1952 年,霍夫曼发明了霍夫曼编码^[4],是一种经典的基于统计方法的数据压缩技术^[5],并给出了变长编码的构造方法,至今仍在广泛使用。Lloyd 和 Max 分别在 1957 年和 1960 年独立发表了在知道信号概率分布情况下的最佳标量量化算法,即 Lloyd-Max 算法。并且 Linde, Buzo 和 Gray 在 1980 年将 Lloyd-Max 算法推广到了矢量量化,即 LBG 算法。大多情况下,数据的概率分布是未知的,为了能在此情况下也能对数据进行有效的压缩。以色列两位科学家 Jacob Ziv 和 Abraham Lempel 于 1977 年最先研究出基于字典的数据压缩技术,称为 LZ77 编码算法^[6];一年后,他们对 LZ77 进行了改进,称为 LZ78 编码算法^[7]。此后,又有许多专家和学者在此基础上不断地提出新的改进算法,如 LZW, LZMW, LZAP, LZW 等。这些传统的压缩算法对于高水平调制如 2048 或 4096QAM^[8]会带来很高的误码率,因而不能满足 FTTX^[9]+GDSL 系统中 OFDM 信号的需求。

本文提出了一种新的联合削峰尾插技术、几何级数压扩技术及部分采样点校正技术的准无损压缩算法,在降采样不发生混叠的情况下,根据不同数字用户线路(Digital subscriber line, DSL)线长调节降采样因子 M , 可获得不同压缩比的准无损压缩。

1 发端基于 CTP 技术的有损压缩

在发送端,采用两种方式(高 14 比特和低 L 比特,如 $L=8,9$)对 OFDM 信号进行采样,如图 1 所示,一路采样点进行“削峰尾插(Clipping with tail plug, CTP)+几何级数压扩(Geometric series companding, GSC)+低精度定点化(L 比特量化)”变换,另一路采样点经 M 倍降采样后,直接采用高 14 比特量化编码。由于高 14 比特量化引起误差很小,可近似认为是无误差量化。具体实现过程总结如下。

(1) 离散傅里叶反变换(Inverse fast fourier transform, IFFT)调制信号的长度为 N 。

(2) 削峰尾插法,与传统的削峰方法不同,CTP 把超过削峰门限的部分削断,并用标识在有削断操作的位置进行标识,将削断的剩余量按顺序插入到每个符号序列的末尾,接收端根据削断标识进行相应的采样点数据补齐操作,可实现完全无偏差的削峰操作。

(3) 几何级数压扩,可根据需求通过调节几何序列的首项 a_1 和公比 q 的大小,可以实现信号的非线性压扩和线性压扩之间的切换。

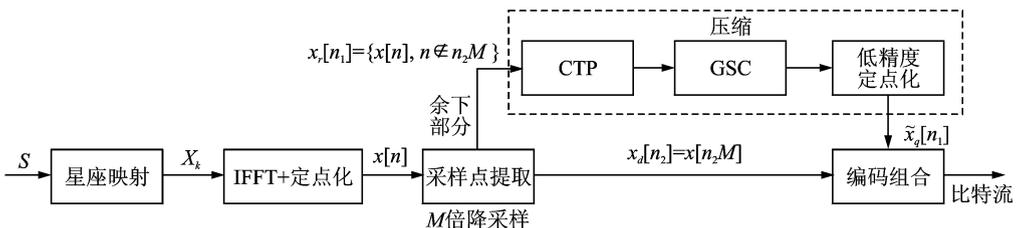


图 1 发送端原理

Fig. 1 Schematic diagram at transmitter

(4) 编码组合: 对 $x_d[n_2]$ 和 $\tilde{x}_q[n_1]$ 按先后顺序组合成一个新的采样序列, 发送到光纤及其他传输媒介中。

综上所述, 高 14 比特量化编码输出信号 $x_d[n_2]$ 近似无误差, 量化引入的误差主要存在于经过低 L 比特二次量化后的信号 $\tilde{x}_q[n_1]$ 中。如图 1 所示, 对于以高 14 比特进行采样的原始调制信号, 压缩比为 14 : $(14 \times 1/M + L \times (M-1)/M)$ 。

2 接收端准无损解压缩算法

2.1 子载波校正

在接收端, 首先分离出信号 $x_d[n_2]$, 再解压缩剩下的信号 $\tilde{x}_q[n_1]$, 重组 $x_d[n_2]$ 和 $\tilde{x}_q[n_1]$ 得到解调信号 $\tilde{x}[n]$, 由于低比特量化噪声的引入, 信号 $\tilde{x}[n]$ 会产生偏差, 从而导致星座映射点偏移 $Y_k = \text{Sgn}\{\text{FFT}[\tilde{x}(n)]\}$ 。其中 $\text{Sgn}\{\}$ 表示对应于 QAM 调制器的星座图判决。为了纠正该偏移量, 需要再次得到时域信号 $\tilde{y}[n] = \text{IFFT}(Y_k)$, M 倍减采样后得 $\tilde{y}_d[n_2] = \tilde{y}[n_2 M]$, 则有偏差信号 $\text{err}[n_2] = \tilde{y}_d[n_2] - x_d[n_2]$ 。由于采样信号 $x_d[n_2]$ 直接进行高 14 比特量化近似不存在误差, 此外, 忽视高斯噪声的影响, 则 $\text{err}[n_2]$ 偏差主要来源于解调误差。

设子载波 p 产生星座映射点偏移, 大小为 $A_p e^{j\theta_p}$, 则频域信号变为

$$Y_p[k] = X[k] + \underbrace{[0, \dots, 0]}_p + \underbrace{A_p e^{j\theta_p}}_{\text{子载波 } p} + \underbrace{0, \dots, 0}_{\text{子载波 } N-p} + \underbrace{A_p e^{-j\theta_p}}_{\text{子载波 } N-p} + \underbrace{0, \dots, 0}_{p-1} \quad (1)$$

$Y_p[k]$ 进行 N 点 IFFT 变换的时域信号表示

$$\begin{aligned} \tilde{y}_p[n] &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y_p[k] e^{j2\pi \frac{kn}{N}} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j2\pi \frac{kn}{N}} + \frac{1}{N} (A_p e^{j\theta_p} e^{j2\pi \frac{pn}{N}} + A_p e^{-j\theta_p} e^{j2\pi \frac{(N-p)n}{N}}) = \\ & x[n] + \frac{A_p}{N} (e^{j(2\pi \frac{pn}{N} + \theta_p)} + e^{-j(2\pi \frac{pn}{N} + \theta_p)}) = x[n] + \frac{2A_p}{N} \cos[2\pi \frac{pn}{N} + \theta_p] \end{aligned} \quad (2)$$

由此可知, 子载波 P 的解调差错是一个单频正弦信号, 对 $\tilde{y}_p[n]$ 进行 M 倍减采样, 可以得到时域差错信号

$$\text{err}[n_2] = x_d[n_2] - \tilde{y}_d[n_2] = x[n_2 M] - \tilde{y}_p[n_2 M] = -\frac{2A_p}{N} \cos[2\pi \frac{p}{N} n_2 M + \theta_p], \quad n_2 M \in [0, N] \quad (3)$$

对偏差信号 $\text{err}[n_2]$ 进行快速傅里叶变换 (Fast fourier transform, FFT) 变换 ($n \neq n_2 M$ 处补零), 得到频域上的表示

$$\begin{aligned} \text{err}[k] &= \sum_{n_2=0}^{N-1} \text{err}[n_2] e^{-j2\pi \frac{kn_2}{N}} = -\frac{A_p}{N} \sum_{n_2=0}^{N-1} (e^{j(2\pi \frac{pn_2}{N} + \theta_p)} + e^{-j(2\pi \frac{pn_2}{N} + \theta_p)}) e^{-j2\pi \frac{kn_2}{N}} = \\ & -\frac{A_p}{N} [e^{j\theta_p} \sum_{n_2=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{pn_2}{N}} e^{-j2\pi \frac{kn_2}{N}} + e^{-j\theta_p} \sum_{n_2=0}^{N-1} e^{-j2\pi \frac{pn_2}{N}} e^{-j2\pi \frac{kn_2}{N}}] = \\ & -\frac{2\pi A_p}{N} [e^{j\theta_p} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \delta(2\pi f - 2\pi \frac{p}{N} - 2\pi l) + e^{-j\theta_p} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \delta(2\pi f + 2\pi \frac{p}{N} - 2\pi l)] \end{aligned} \quad (4)$$

$$(f = \frac{k}{N}, k \in [0, N])$$

因此, 如果接收端能够准确地获得时域上的偏差信号 $\text{err}[n_2]$, 就能够检测出 OFDM 信号的第 p 个子载波上发生了星座映射点偏移, 继而进行校正。

类似地, 若存在两个及以上的子载波同时发生星座映射点频移, 其校正的原理同上。

2.2 准无损解压缩

基于 2.1 节所述, 准无损数据压缩接收端原理图如图 2 所示。

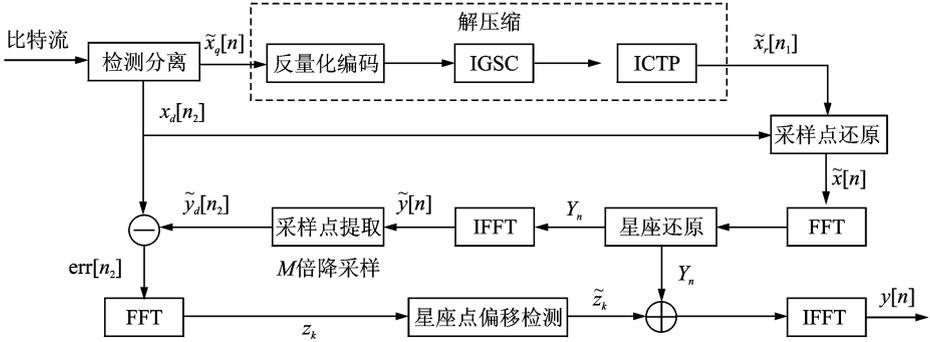


图 2 准无损数据压缩接收端原理

Fig. 2 Nearly loss-less data compression schematic diagram

接收端主要的功能模块:

(1) 检测分离: 将接收到的序列分成两个子序列, 14 比特定点化编码的子序列 $x_d[n_2]$ 和 L 比特定点化编码的子序列 $\tilde{x}_q[n_1]$ 。

(2) 解压缩: 对应发送端的压缩操作, 将受到量化噪声污染的序列 $\tilde{x}_q[n_1]$ 进行反量化编码, IGSC (GSC 反变换) 和反削峰尾插 (Inverse clipping with tail plug, ICTP) 操作, 得到序列 $\tilde{x}_r[n_1]$ 。

(3) 采样点还原: 按原始采样时刻的顺序, 将 $x_d[n_2]$ 和 $\tilde{x}_r[n_1]$ 合并形成一个完整的 OFDM 符号, 长度为 N 的序列 $\tilde{x}[n]$ 。

(4) FFT: 进行离散傅里叶变换。

(5) 星座还原: FFT 变换后得到频域信号, 反归一化变换后, 将各子载波上的数据点映射到对应的星座图上, 纠正星座图上的小幅度偏差。

(6) 星座点偏移检测: 时域偏差信号 $z_d[n_2]$ 进行 k 点 FFT 变换, 转换到偏差信号的频域信号 Z_k , 通过检测 Z_k 的实部和虚部是否超过预设的门限值, 来判断是否存在星座映射点偏移。

(7) IFFT: 进行离散傅里叶反变换。

经过上述过程, 可以实现接收端子载波的校正。此外, OFDM 信号进行 M 倍降采样时, 要使信号不发生混叠, 采样频率 $f'_s = \frac{1}{M} \geq \frac{2p_{\max}}{N}$ (p_{\max} 表示子载波星座映射点出现偏移的最大子载波序号), 即在此情况下, 子载波的序号 p_{\max} 应满足 $p_{\max} \leq \frac{N}{2M}$ 。同时, 该算法主要适用于低频子载波校正, 目前 DSL 差错主要集中于低频部分, 故该算法具有较大应用价值。

在减采样不出现混叠的条件下, 该算法可实现无损压缩, 压缩比可高达 $1.86 : 1$, 误码率低于 10^{-7} , 量化误差对应的平均信号量化误差比 (Signal to quantization-error ratio, SQR) 高达 70 dB。但是, 该算法解压缩复杂度较高, 因此主要适用于非对称的通信系统, 即发送端设备要求简单, 但要求接收端具有较强的数据处理能力, 能够应对复杂数据的计算。

与传统的 OFDM 信号压缩算法相比, 本文提出的算法创新之处在于:

(1) 根据光纤传输的高可靠性, 提出了一种 CTP 技术, 可以将 OFDM 时域信号的动态范围降低为原来的二分之一, 而且算法复杂度极低。与传统的削峰技术不同, CTP 在对大幅度信号切断的同时将多余的部分按顺序摆放到序列的末尾, 并在该切断的位置上叠加一个微小增量进行标识, 接收端可以无失真还原出原信号。

(2) 针对 OFDM 时域信号峰均比过高的缺点, 提出了 GSC 技术对信号进行非线性变换, 可以降低 OFDM 信号的峰均比。在本光纤传输系统模型中与 μ 率压扩进行仿真对比, GSC 性能比 μ 率压扩略优。通过调整公比 q , GSC 可实现信号的线性和非线性变换(放大或缩小), 也适用于无线通信中抑制 OFDM 信号的平均功率峰值比。

(3) 根据 OFDM 系统子载波星座映射点偏移检测原理, 结合减采样原理, 提出了在接收端利用部分采样点辅助校正子载波星座映射点偏移的方法, 建立一个准无损压缩模型。仿真结果表明, 在降采样不出现混叠的情况下可实现光纤传输中 OFDM 信号的无损压缩。

3 计算机模拟及仿真

模拟仿真参数设置如表 1 所示。表中, DSL 线长在 300 m 内, 每 50 m 为一个测试点。把不同 DSL 长度的标准差设置为常数, 是为了降低计算上的复杂度, 仿真证明每个符号的瞬时标准差与所设定的标准差相差不大, 从左往右分别对应 50 ~ 300 m 的 DSL 线长。

表 1 仿真参数设置

Table 1 Simulation parameter settings

参数	取值
DSL 线长/m	50, 100, 150, 200, 250, 300
有效子载波个数/个	4 096
FFT/IFFT 的长度/点	8 192
子载波上最高比特数/bit	12
IFFT 输出定点化位宽/bit	14
二次量化的位宽/bit	10, 9, 8, 7
常数 β	1.6 σ
固定相同长度 DSL 的标准差 σ^* /m	1 292, 1 355, 1 400, 1 100, 880, 730
仿真 OFDM 符号数量/个	10 000

为了保证获得较大压缩比(大于 1.45 : 1)且误比特率不超过 10^{-7} 量级, 表 2 给出一些典型参数 L 和 M 的取值。

表 2 典型的参数 L 和 M

Table 2 Typical parameters L and M

降采样因子 M	量化位宽 L /bit		
	7	8	9
50	—	—	4~512
100	—	4~8	4~512
DSL 150	—	4~16	4~512
长度/m 200	4	4~32	4~512
250	4~16	4~128	4~512
300	4~32	4~128	4~512

可见, 只要 $M > 4$ 时能满足误比特率小于 10^{-7} 量级, 压缩比一定能保证大于 1.4 : 1; 如果要保证不同 DSL 长度的压缩比都最大, 则最优的一组 L 和 M 参数如表 3 所示。参数 L 和 M 取最优解时, 画出输入输出 SQR, 如图 3 所示。图 3(a)-(f) 依次对应表 3 内 DSL 长度为 50, 100, 150, 200, 250, 300 的参数。

表 3 最优的参数 L 和 M
 Table 3 Optimal parameters L and M

DSL 长度/m	L /bit	M	avgRatio	avgBER
50	9	512	1.487 6	7.54×10^{-8}
100	8	8	1.545 1	4.55×10^{-7}
150	8	16	1.608 8	3.91×10^{-7}
200	8	32	1.641 6	7.64×10^{-8}
250	7	16	1.812 8	7.30×10^{-8}
300	7	32	1.863 2	3.60×10^{-8}

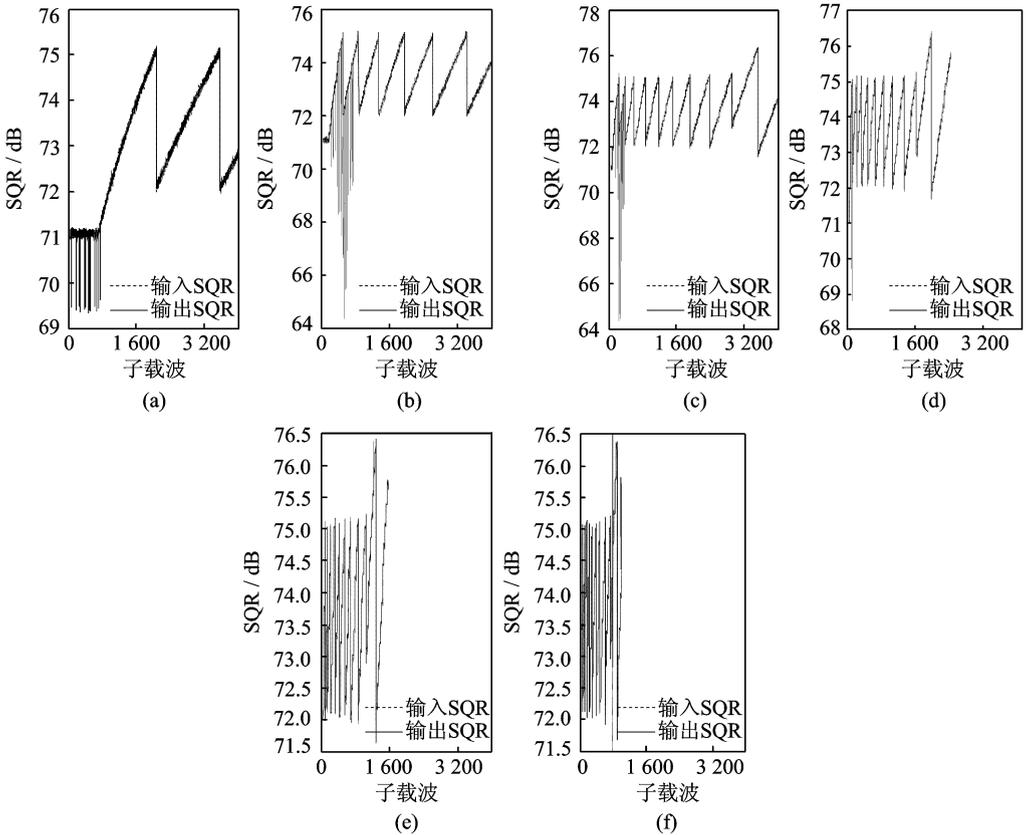


图 3 参数 L 和 M 取最优解时输入输出 SNR

Fig. 3 Input/output SQR when parameters L and M reach optimum solution

4 结束语

本文提出了一种联合削峰尾插技术、几何级数压扩技术及部分采样点辅助校正的准无损解压缩算法。其中,削峰尾插技术可以将 OFDM 时域信号的动态范围降低为原来的二分之一,而且算法复杂度极低,且接收端可以无失真还原出原信号,几何级数压扩技术可以降低 OFDM 信号的峰均比,可以无失真还原出原信号,几何级数压扩技术可以降低 OFDM 信号的峰均比。通过调整公比,GSC 可实现信号的线性和非线性变换(放大或缩小),也适用于无线通信中抑制 OFDM 信号的 PAPR,联合 CTP 和

GSC, 同时在接收端利用部分采样点辅助校正子载波星座映射点偏移, 建立起一个准无损压缩模型。该算法的压缩复杂度极低, 解压缩复杂度偏高。根据不同 DSL 线长调节减采样因子 M , 可获得不同压缩比的准无损压缩, 仿真结果表明压缩比最高可达 1.86 : 1。

参考文献:

- [1] More A P, Somani S B. The reduction of PAPR in OFDM systems using clipping and SLM method[C]//Information Communication and Embedded Systems (ICICES), 2013 International Conference on. [S. l.]:IEEE, 2013: 593-597.
- [2] 罗正平. 一种基于数据压缩的二次扩频信号时域捕获方法[J]. 数据采集与处理, 2012, 27(3): 3-4.
Luo Zhengping. A fast time acquisition method for PSK-2DSSS based on data compression[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2012, 27(3): 3-4.
- [3] Salomon D. Data compression the complete reference[M]. German:Springer, 2014: 10-11.
- [4] Huffman D A. A method for the construction of minimum redundancy codes[J]. Proceedings of the IRE, 1952, 40(9): 1098-1101.
- [5] Chen Xiangxiang. Research of transform coding compression and entropy coding DNA sequences [D]. Fuzhou: Fujian agriculture and forestry University, 2012: 33.
- [6] Ziv J, Lempel A. A universal algorithm for sequential data compression[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1977, 23(3): 337-343.
- [7] Lempel A. Compression of individual sequences via variable-rate coding[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1978, 24(5): 530-536.
- [8] Deepa T, Kumar R. Performance analysis of μ -law companding & SQRT techniques for M-QAM OFDM systems[C]//Emerging Trends in Computing, Communication and Nanotechnology (ICE-CCN), 2013 International Conference on. [S. l.]: IEEE, 2013: 303-307.
- [9] Morant M, Llorente R, Herrera J, et al. Integrated FTTH and in-building fiber-coax OFDM field trial[J]. Photonics Technology Letters IEEE, 2014(99): 1.

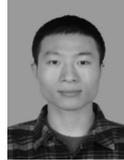
作者简介:



戴宪华 (1964-), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向: 无线通信, E-mail: issdxh@mail.sysu.edu.cn。



李妍 (1989-), 女, 硕士研究生, 研究方向: 无线通信。



余宝贤 (1992-), 男, 硕士研究生, 研究方向: 无线通信。



苏冬日 (1987-), 男, 硕士研究生, 研究方向: 无线通信。

