

# 基于非均匀量化 ADC/DAC 的 IMDD-UMFC 系统性能提升<sup>①</sup>

俞嘉生<sup>1</sup> 毕美华<sup>1,2</sup> 卓先好<sup>1</sup> 黄天成<sup>2</sup>

(1. 杭州电子科技大学 通信工程学院, 浙江 杭州 310018; 2. 上海交通大学 区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室, 上海 200240)

**摘要** 提出了一种在强度调制/直接检测(IM/DD)通用滤波多载波(UMFC)系统中提升系统误差向量幅度(EVM)以及误码率(BER)性能的新方案. 在这一方案中, 使用了非均匀量化 DAC 来减少量化误差(SQNR). 通过仿真, 在 10-Gb/s, 16-QAM 调制的 UMFC 系统(4 和 5 位 DAC, 光纤传输距离为 20 km)中验证了该方案的可行性. 仿真结果显示, 相较于均匀量化的方式, 文章提出的方案能极大地提升系统性能. 在相同的系统性能下, 基于信号分布的量化方式所需求的比特分辨率比均匀量化方式少一位.

**关键词** 光 UMFC; 非均匀量化; SQNR; ADC/DAC

**中图分类号** O439

**文献标识码** A

## 0 引言

随着车联网、虚拟现实、机器类通讯、物联网等互联网业务的迅速发展, 4G 已无法满足终端用户巨大的带宽需求<sup>[1]</sup>. 因此 5G 的研究已经刻不容缓, 各个国家和地区都纷纷开展了对 5G 关键技术的研究. 目前, 已经基本明确了 5G 的前景和需求, 并且概念和技术路线也已经在逐步明确, 国际标准也在制定中. 5G 多载波传输技术中讨论最多的方案有四种——滤波器组多载波(FBMC)<sup>[2]</sup>, 通用滤波多载波(UFMC)<sup>[3]</sup>, 广义频分复用(GFDM)<sup>[4]</sup>和快速卷积多载波(FCMC)<sup>[5]</sup>. 其中, UFMC 的设计权衡考虑了 FBMC 和正交频分复用(OFDM)的优缺点. UFMC 的系统实现相比 FBMC 来说要简单一些, 因为通常 FBMC 的滤波操作是在单个子载波上完成的, 而 UFMC 的滤波操作则是在一组子载波上完成的. 适合短包业务的 UFMC 因其较低的实现复杂性使得其滤波器的阶数不再像 FMBC 那么多. 在文献[3]中, 提出了一种采用 UFMC 克服 OFDM 中子载波间干扰(ICI)问题的方案, 其滤波操作是针对子带信号进行的, 因此降低了 UFMC 的带外旁瓣, 且最小化了 ICI. 因此, 对于存在载波频偏的多输入多输出(MIMO)传输和上行链路多点协作(Uplink-CoMP)导致 ICI 加剧的环境中, 更宜采用 UFMC 而不是 OFDM 技术.

为了传输 UFMC 信号, 需要使用数模转换器(DAC)将 UFMC 信号转换为时域波形. 在低位 DAC 情况下, 由于其离散电平数较小, 因而会产生较高的量化噪声使系统性能恶化<sup>[6]</sup>. 而高位 DAC 下的数字信号处理(DSP)以及约束条件的复杂度会大幅提升. 目前已有的研究, 只有基于 IMDD-OFDM 系统所提出的 ADC/DAC 方案<sup>[7,8]</sup>, 为了提升 IMDD-UFMC 系统的性能, 本文提出了一种低位(4-5 位)基于信号分布的非均匀量化 ADC/DAC 方案. 基于 UFMC 信号的高斯分布的特点, 计算出最优的量化间隔, 使 UFMC 信号的小振幅波形分配到更多的电平, 从而减少量化噪声的影响. 另外, 本文的 UFMC 系统在超过 20 千米光纤的传输有效性, 也在软件 OptiSystem 7.0 下得到了更进一步的证实.

① 收稿日期: 2018-05-20

基金项目: 国家自然科学基金项目(61431009, 61501157); 浙江省自然科学基金项目(LQ16F050004)资助

通讯作者: 毕美华, 女, 汉族, 博士, 讲师, 研究方向: 光通信与光网络, E-mail: bhmh@hdu.edu.cn.

## 1 系统结构和原理

### 1.1 UMFC 系统原理及实现

UMFC 相比于 OFDM 的优点在于更高的频谱效率和旁瓣抑制比. UMFC 最重要的部分是滤波映射叠加部分,其运用滤波器技术抑制子载波旁瓣以提升系统性能. 在 OFDM 系统中,各子载波间务必要严格地保持同步,以此保证子载波间的正交性. 为了使 OFDM 抽样判决时不受相邻子载波串扰,在子载波携带信号的主瓣峰值进行抽样时,旁瓣功率谱必须正好经过零点. 但是在复杂的信道中,多径效应和多普勒效应的存在使得 OFDM 无法完美地实现无 ICI. 而 UMFC 使用滤波技术可以降低多径效应和多普勒效应带来的 ICI. 另外 OFDM 通过加入循环前缀(CP),来消除码间串扰(ISI),这会导致信号冗余,降低频谱效率<sup>[9]</sup>. UMFC 信号通过特殊的调制无需引入 CP 来对抗 ISI,因此频谱效率比 OFDM 更高. 虽然 UMFC 在设计上参考了 LTE 的 CP 开销,长度一般约为码元长度的 7%<sup>[3]</sup>,而 OFDM 引入的 CP 长度一般长达信号的 25%.

UMFC 相比于 OFDM 的缺点在于系统的实现更加复杂. OFDM 实现全部子载波的调制和叠加十分简单,只需要利用 IFFT 即可. 但 UMFC 与之不同,UMFC 调制需要先设计一个滤波器. 这个滤波器的 IDFT 映射矩阵与滤波相匹配. 因为 UMFC 先要对子带内的子载波携带的信号进行滤波才能将滤波后信号映射到相应的子载波上,同时 UMFC 的均衡、解调远远复杂于 OFDM<sup>[10]</sup>. 综上所述,UMFC 是以提高系统复杂度为代价得到了更高的频谱效率和旁瓣抑制比.

UMFC 调制属于多载波调制技术的一种,拥有着其余几种多载波技术的优点,并且有效地避免了它们的缺点<sup>[11]</sup>. UMFC 将  $N_B$  个连续子载波设为一个子频带,为了能让 UMFC 的子频带符合长期演进(LTE)以及物理资源块(PRB)的理念,UMFC 通常将子频带定义为代表着频谱上连续的 12 个子载波,即  $N_B$  为 12. UMFC 的收发机框图如图 1 所示. 可以看到子带的数量为  $B$ ,  $B$  取决于 UMFC 发射机要处理的任务场景和系统设计目标. 假设子带  $i$  中的子载波数为  $n_i$ . 本文中,将准备映射到第  $i$  个子频带上的 I/Q 复信号用  $S_{ik}$  表示. 子载波总数为  $N$ ,滤波器的长度为  $L$ . 基于原型滤波器  $f$  的子带  $i$  的滤波器矩阵为  $F_{ik}$ ,每个子带携带的符号为  $S_{ik}$ . 对于子带上的符号进行离散傅里叶逆变换(IDFT)和串并变换后,通过滤波器组对信号进行滤波,最后发射端所有子带信号叠加后的子频带数据流  $x_k$  进行数模转换的信号. 经过信道传输后,接收端进行的是模数转换和下变频信号变换即从射频信号转换成基带信号. 再进行串并转换和 FFT,并在频域上进行频域信号处理提高信号质量. UMFC 的符号拖尾不像 OFDM 使用 CP 那样来对抗 ICI,所以无 CP 使得 UMFC 信号对定时偏差更加敏感,因此需要在接收端进行频域符号处理(单个子载波分别进行均衡)来消除子带内的子载波干扰. 本文采用 16QAM 数字调制方式来将包含着信息的二进制比特流调制成 I/Q 复信号,处理方式与 OFDM 中对比特数据流处理方式相同.

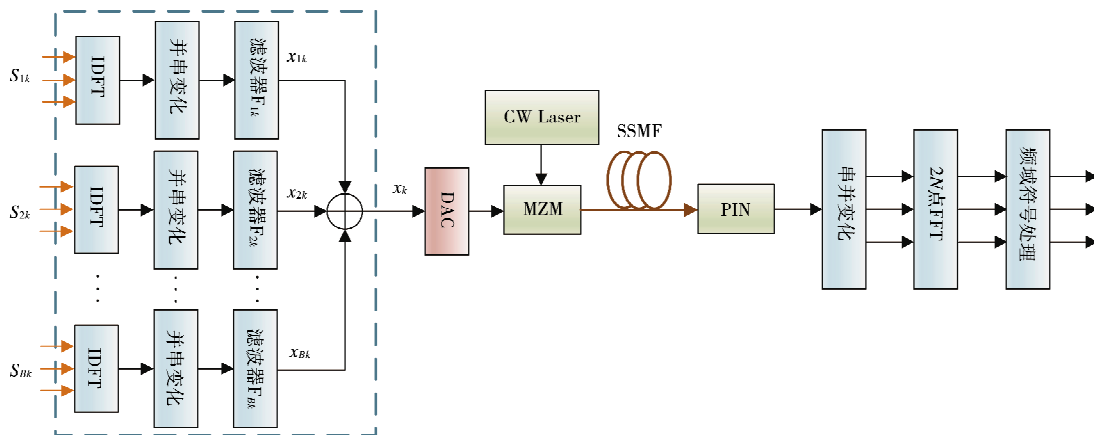


图 1 基于 UMFC 的 IMDD 系统示意图

### 1.2 基于信号幅度的非均匀量化原理

在光 UMFC 信号产生的 DAC 模块中,如若采用均匀量化的 DAC,滤波器组带来的 UMFC 信号的峰

均功率比大的问题将会带来较大的量化噪声,从而影响了系统的性能.为了解决这一问题,本文使用非均匀量化输出电平.为了有效地利用离散电平,对信号的量化电平分配进行充分设计.具体的原理描述如下:对于高斯分布的 FBMC 信号,其概率分布函数可以近似描述为

$$f(x) = e^{(-x^2/2\sigma_s^2)} / \sqrt{2\pi\sigma_s^2}, \quad (1)$$

其中  $\sigma_s$  为信号的标准差.而量化噪声  $e_q$  与信号的概率密度函数相关,其计算公式为

$$e_q = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - x_q)^2 f(x) dx \approx 2 \int_0^{+\infty} (x - x_q)^2 f(x) dx, \quad (2)$$

其中  $x_q$  是数字采样点  $x$  的离散输出.由于  $n$  位 DAC 具有  $2^n$  个离散输出电平,所以其输出可以被描述为

$$x_q(x) = \begin{cases} \frac{q_i + q_{i+1}}{2}, & x \geq q_i; i = 1, 2, \dots, 2^{n-1} - 1, \\ \frac{0 + q_1}{2}, & q_1 > x \geq 0, \\ \frac{0 + q_{-1}}{2}, & q_{-1} \leq x < 0, \\ \frac{q_{-i} + q_{-i-1}}{2}, & x \leq q_{-i}; i = 1, 2, \dots, 2^{n-1} - 1, \end{cases} \quad (3)$$

其中  $[q_{-(2^{n-1}-1)} \dots q_{-2}, q_{-1}, 0, q_1, q_2 \dots q_{2^{n-1}-1}]$  是信号量化的间隔.由于信号正电平和负电平的振幅是对称的,所以  $q_{-(2^{n-1}-1)} = -q_{2^{n-1}-1}$ .假定  $[\frac{q_1}{2}, \frac{q_1 + q_2}{2} \dots \frac{q_{2^{n-1}-1} + q_{2^n-1}}{2}]$  表示正输出电平.因此,量化噪声  $e_q$  可以分成  $2^{n-1}$  部分

$$e_q \propto \int_0^{q_1} (x - \frac{q_1}{2})^2 f(x) dx + \int_{q_1}^{q_2} (x - \frac{q_1 + q_2}{2})^2 f(x) dx + \dots + \int_{q_{2^{n-1}-2}}^{q_{2^{n-1}-1}} (x - \frac{q_{2^{n-1}-2} + q_{2^{n-1}-1}}{2})^2 f(x) dx + \int_{q_{2^{n-1}-1}}^{+\infty} (x - \frac{q_{2^{n-1}-1} + q_{2^n-1}}{2})^2 f(x) dx, \quad (4)$$

为了简化式(4),这里定义

$$h(x) = \int_0^x t f(t) dt, \quad (5)$$

$$g(x) = \int_0^x f(t) dt, \quad (6)$$

将式(5)代入式(4),并计算积分,则可以得到进一步推导

$$e_q \propto \frac{(0 - q_2) \times (0 + q_2 + 2q_1)}{4} g(q_1) + \frac{(q_1 - q_3) \times (q_1 + q_3 + 2q_2)}{4} g(q_2) + \dots + \frac{(q_{2^{n-1}-2} - q_{2^{n-1}-1}) \times (q_{2^{n-1}-2} + q_{2^{n-1}-1} + 2q_{2^{n-1}-1})}{4} g(q_{2^{n-1}-1}) + \frac{(q_{2^{n-1}-1} + q_{2^n-1})^2}{4} g(+\infty) - \quad (7)$$

$$[(0 - q_2)h(q_1) + (q_1 - q_3)h(q_2) + \dots + (q_{2^{n-1}-2} - q_{2^{n-1}-1})h(q_{2^{n-1}-1}) + (q_{2^{n-1}-1} + q_{2^n-1})h(+\infty)].$$

通过非线性规划函数,可以求出最小量化误差目标下的最佳量化间隔,具体非线性规划方法如

$$\begin{aligned} & \min e_q \\ & \text{s. t. } q_{j+1} > q_j, j = 1, \dots, 2^{n-1} - 1. \\ & q_j > 0, j = 1, \dots, 2^{n-1}. \\ & q_{2^{n-1}} = CR. \end{aligned} \quad (8)$$

## 2 基于非均匀量化 DAC 的 IMDD-UFMC 系统性能的仿真验证

本文使用 OptiSystem 7.0 软件来仿真实现本文设计的方案,并与传统方案进行比较.为了使结果更接近理论值,所有系统器件的参数值(包括 CW, MZM 等)都调整到实现与实验结果最佳匹配的数值.具体的参数配置如表 1 所示.

### 2.1 IMDD-UFMC 系统在相同接收光功率下的性能对比

首先,本文研究了在相等的光接收功率下,不同的裁剪率(CR)和 ADC/DAC 位分辨率对高速光

IMDD-UFMC 系统性能的影响. 其中, CR 是指最大量化电平与平均功率之比, 并且本论文采用误差矢量幅度(EVM)和比特误码率(BER)来衡量系统性能的变化. 为了获得一个较为理想的值, 本文设置单模光纤长度为 20 km, 通过调整光衰减器的衰减参数以得到  $-14$  dBm 的接收光功率.

表 1 OptiSystem 中的器件参数配置

配置	参数	配置	参数
采样率	10 GSa/s	光纤衰减	0.2 dB/km
序列长度	524 288	光纤色散	16.25 ps/nm/km
激光频率	193.1 THz	正弦信号源频率和相位	0.1 GHz, 90 degree
激光功率	4 dBm	光纤长度	20 km
激光线宽	100 MHz	低通滤波器截止频率	$0.75 * \text{bit rate Hz}$

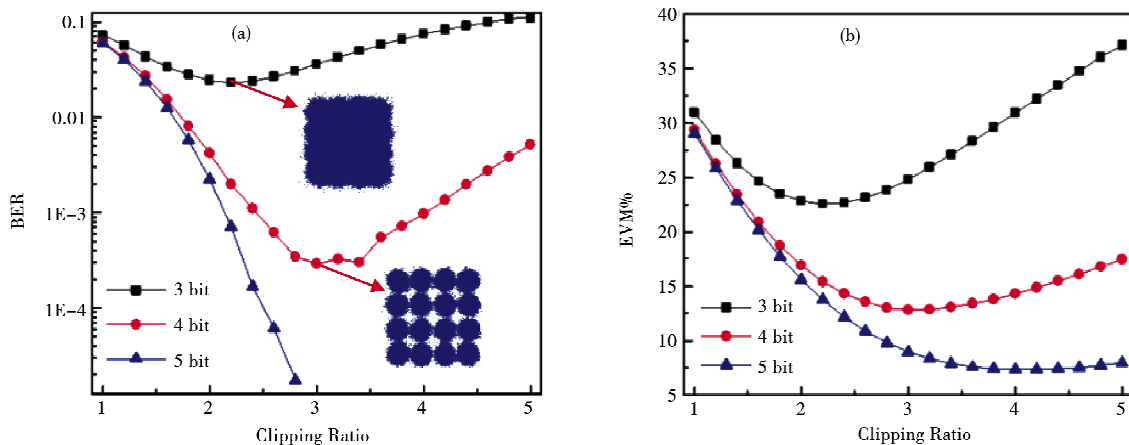


图 2 20km 光纤传输等接收光功率下均匀量化 CR 与 BER(a), EVM(b) 的关系

图 2 描述了均匀量化的 BER 和 EVM 曲线. 可以看出当 ADC/DAC 的分辨率位数为 3, 4 时, BER 与 EVM 曲线的趋势都是先减少再增加. 而当 ADC/DAC 的位分辨率为 5 时, BER 呈现出不断减少的趋势最后趋近于 0, EVM 曲线趋势先减少到最小值约为 7.4% 然后向上略微增加. 当 ADC/DAC 的位分辨率为 3 时, 当 CR 为 2.4 时, BER 曲线的最小值约为 0.023, EVM 曲线的最小值约为 22.5%, 其星座图几乎变成了一个圆, 因此这一结果非常不理想. 当 ADC/DAC 的位分辨率为 4 时, 可以看到 BER 的曲线存在一定抖动, 当 CR 为 3 时, BER 曲线的最小值约为  $2.9 \times 10^{-3}$ , EVM 曲线的最小值约为 12.8%. 因此 3 位/4 位分辨率下的均匀量化并不能满足 ADC/DAC 的性能要求.

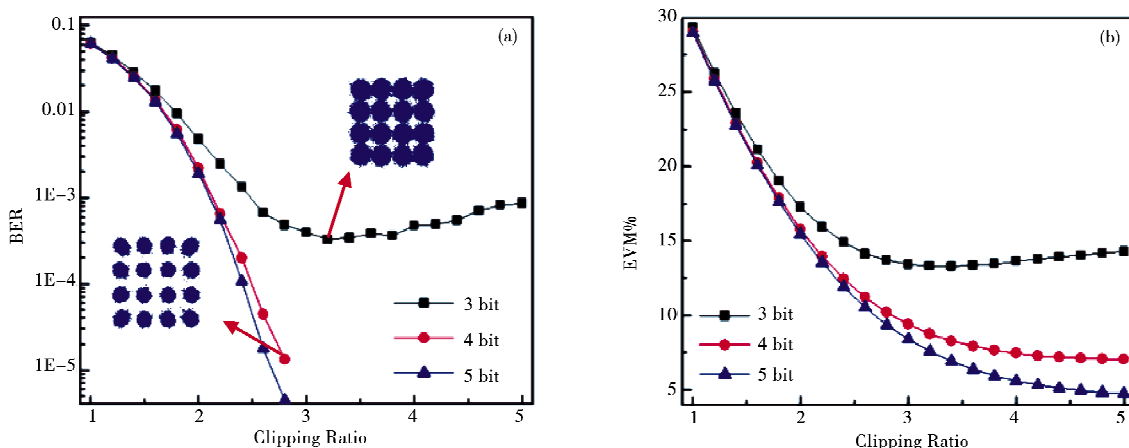


图 3 20km 光纤传输等接收光功率下基于信号分布的非均匀量化 CR 与 BER(a), EVM(b) 的关系

图 3 描述了基于信号分布非均匀量化的 BER 和 EVM 曲线. 从图 3 中可以看到当 ADC/DAC 的位分辨率为 3 时, 当 CR 为 3.2 时, BER 曲线的最小值接近于 0.0003, EVM 曲线最小值约为 14.3%, 之后

EVM 曲线会略微上翘. 当 ADC/DAC 的位分辨率为 4 时, BER 和 EVM 随着 CR 的增大不断减小分别趋近于 0 和 7.0%. 当 ADC/DAC 的位分辨率为 5 时, BER 和 EVM 随着 CR 的增大不断减小分别趋近于 0 和 4.7%. 因此对比图 2 可以看出, 在 3 位和 4 位分辨率下, 基于信号分布量化的 BER 和 EVM 曲线要比均匀量化好的多. 同时, 值得注意的是无论是 BER 还是 EVM 曲线在 3 种 ADC/DAC 分辨率情况下, 特别是在 ADC/DAC 分辨率为 3 时, 曲线的趋势最后都趋于缓和, 而不像均匀量化方式那样, 随着 CR 增大曲线上上升趋势明显. 因此, 本文提出的方案可以在低分辨率下满足 ADC/DAC 的性能要求, 这是均匀量化不可能实现的, 从而证明了该方案在 IMDD-UFMC 系统下的可行性.

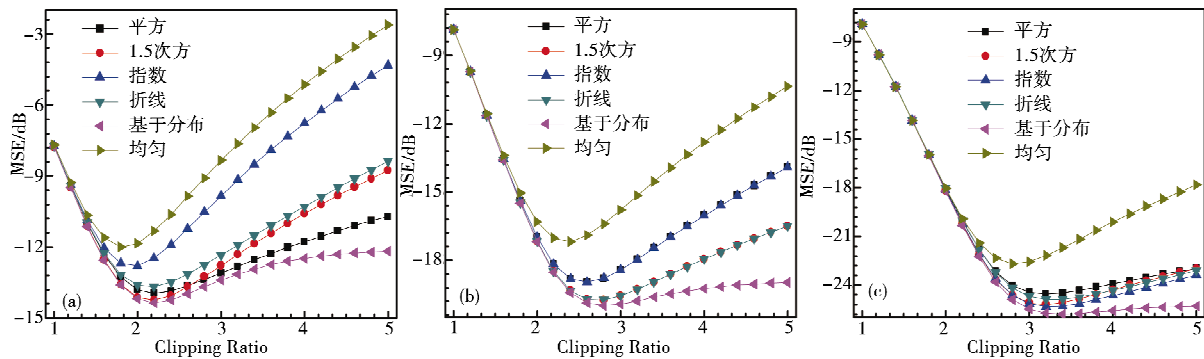


图 4 不同量化方式分别在位分辨率为 3(a)、4(b)、5(c)下的 CR 与 MSE 关系曲线图

为了进一步证明本文算法的可行性, 本节还考虑了其它非均匀量化方案与本文方案对比, 如: 平方量化, 1.5 次方量化, 指数量化, 折线量化等. 这里我们计算了不同量化方式在不同 CR 下的均方误差 (MSE). 从图 4 中, 可以看出当 CR 较小时, 各种量化方式获得的 MSE 大致相同, 所以可以将任意的非均匀量化都看作是一种伪均匀量化. 而当 CR 增大时, 非均匀量化方法的优势开始变得明显, 相比于均匀量化来说能获得更小的 MSE. 而在众多非均匀量化方案中, 本文提出的方案在三种分辨率下始终能保持最好的性能. 不仅能够始终获得最低的 MSE, 在 CR 进一步提高时, 其余方案的 MSE 曲线都呈现上升趋势, 只能在一个很小的 CR 范围内获得最优性能, 而本文方案则相对平坦, 即对 CR 的要求最小, 在实际中可以进一步减小对 ADC/DAC 的要求, 进一步证明了该方案在 IMDD-UFMC 系统下的可行性.

## 2.2 IMDD-UFMC 系统在不同接收光功率下的性能对比

这一小节中, 依旧使用 20 km 单模光纤, 通过设置光衰减器的参数来产生不同的光接收功率, 研究不同的光接收功率下 ADC/DAC 的位数对 EVM 和 BER 的影响. 这里为了简化计算的数据量, 本文使用相等的 CR. CR 的选取是一个关键步骤, 综合考虑系统性能和系统开销, 本节选取的 CR 为 3. 得出的结果如图 5 所示.

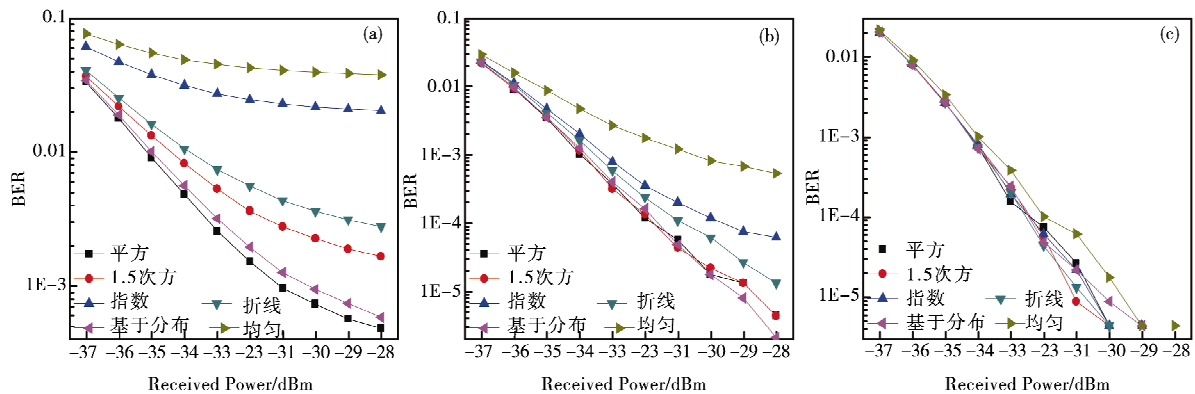


图 5 不同量化方式在位分辨率为 3(a)、4(b)、5(c)下的接收光功率与 BER 曲线图

从图 5 和图 6 中可以看出, 所有的量化方式得出的 BER 和 EVM 都会随着接收光功率的增大而减少, 从而使得系统性能不断提升. 可以清楚地看到, 在 ADC/DAC 的位分辨率为 3 时, 量化方式的不同对 BER 和 EVM 的影响很大. 从图 5 和图 6 的 (a) 中, 可以观测到基于信号分布的量化方式和平方量化方法

能获得一个较好的结果,需要强调的是,本次测试已经事先测试并选取了最优的 CR,才使得平方量化性能与基于信号分布的量化方案相同甚至略优的性能,在上一小节结论上可知,平方量化相比与基于分布的量化,对 CR 更加敏感,若选取的不是最优 CR,基于分布的量化方案则可以获得更好的结果.另外,均匀量化方法获得了一个最差的结果.因为当位分辨率较低时,ADC/DAC 仅拥有几个量化阶,这就意味着量化误差会极大地取决于数字信号幅值的统计分布和这些量化阶的取值.相同的,在两张图的(b)中也能观察到类似的结果.而当 ADC/DAC 的位分辨率为 5 时,也就是图 5 和图 6 的(c)中,可以看到不同量化方案获得的 EVM 和 BER 结果相似,但与均匀量化获得的结果相比,非均匀量化方案仍然优于均匀量化.

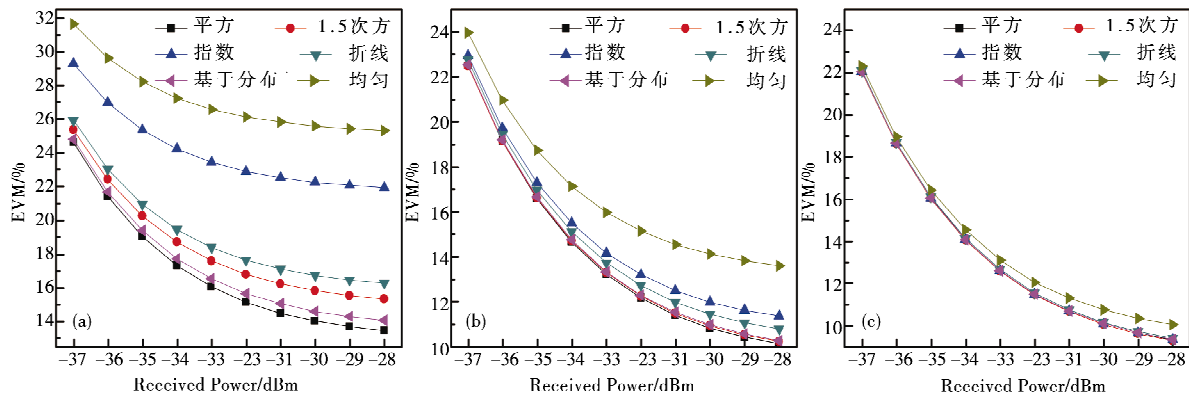


图 6 不同量化方式在位分辨率为 3(a), 4(b), 5(c)下的接收光功率与 EVM 曲线图

### 3 结论

本文提出了一种基于 IMDD-UFMC 信号分布的最小化量化误差的非均匀量化 ADC/DAC 方案.通过仿真证明,相比均匀量化,基于信号分布的量化方式在低 ADC/DAC 位分辨率能极大的提升系统性能,在相同的系统性能下,本文提出的方案所需求的位比特分辨率比均匀量化方式少一位.同时,和其它非均匀量化方法相比,本文方案在低 ADC/DAC 位分辨率下受 CR 的限制最小,同时能保持最佳的系统性能,证明了该方案的可行性.

### 参 考 文 献

- [1] Wunder G, Jung P, Kasparick M, et al. 5GNOW: non-orthogonal asynchronous waveforms for future mobile applications[J]. Communications Magazine IEEE, 2014, 52(2): 97-105.
- [2] Farhang-Boroujeny B. OFDM versus filter bank multicarrier[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2011, 28(3): 92-112.
- [3] Vakilian V, Wild T, Schaich F, et al. Universal-filtered multicarrier technique for wireless systems beyond LTE[C]. // Globecom Workshops (GC Wkshps) IEEE, 2013.
- [4] Fettweis G, Krondorf M, Bittner S. GFDM-Generalized frequency division multiplexing[C]. // IEEE Vehicular Technology Conference, 2009.
- [5] Boucheret M L, Mortensen I, Favaro H. Fast convolution filter banks for satellite payloads with no-board processing[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17(2): 238-248.
- [6] Bi M, Huang T, Yang G, et al. Study of FFT/IFFT precision in optical OQAM-OFDM system with limited resolution ADC/DAC [C]. // Asia Communications and Photonics Conference ASIC, 2016.
- [7] Oh Y, Murmann B. System embedded ADC calibration for OFDM receivers[J]. IEEE TransCircuits SystIRegPapers, 2006, 53(8): 1693-1703.
- [8] Ponnuru S, Seo M, Madhow U et al. Joint mismatch and channel compensation for high-speed OFDM receivers with time-interleaved ADCs[J]. IEEE TransCommun, 2010, 58(8): 2391-2401.
- [9] 陈达. OQAM-OFDM 无线通信系统关键技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2015.
- [10] 何贤杰. 滤波器组多载波系统信道估计技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2013.
- [11] Vaidyanathan P P. Multirate Systems and Filter Banks[M]. Chennai: Pearson Education India, 1993.

(下转第 26 页)

- [14] 刘玉洁. 改进的 K 均值聚类算法彩色图像分割的研究[J]. 工业控制计算机, 2012, 25(4): 76-77.  
 [15] 李翠, 冯冬青. 基于改进 K-均值聚类的图像分割算法研究[J]. 郑州大学学报(理学版), 2011, 43(1): 109-113.

## Remote Sensing Image Processing of Meteorological Satellite

YANG Xiao-rui GE Guang-ying ZHU Rong-hua XU Meng-meng  
 ZHANG Yu-miao ZHANG Guang-shi

(School of Physics Science and Information Technology, Liaocheng University, Liaocheng 252059, China)

**Abstract** In recent years, the analysis of satellite cloud imagery has become an important way for researchers to predict the weather and judge the trend of the atmosphere. Satellite cloud imagery is one of the data sources that contains numerous data, and it is a reliable basis for detecting the surface-atmosphere system. In this paper, the fusion of the two images was made by using cloud information from the satellite cloud imagery, the water vapor information from the water vapor imagery, and the method of the wavelet transforming. Then could an image contain both cloud layer information and water vapor information. And the image segmentation based on the fusion could achieve the separation of clouds, land, and sea which will be helpful to the next study of feature extraction.

**Key words** remote sensing image; wavelet transform; image fusion; image segmentation

(上接第 12 页)

## IMDD-UMFC System Performance Improvement based on Non-uniform Quantization ADC/DAC

YU Jia-sheng<sup>1</sup> BI Mei-hua<sup>1,2</sup> ZHUO Xian-hao<sup>1</sup> HUANG Tian-cheng<sup>2</sup>

(1. School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, 310018 Hangzhou, China; 2. State Key Laboratory of Advanced Optical Communication Systems and Networks, Shanghai Jiaotong University, Shanghai, 200240 China)

**Abstract** In this paper, we proposes a new scheme for improving the error vector magnitude (EVM) and bit error rate (BER) performance in intensity modulated/direct detection (IM/DD) universal filtering multi-carrier (UMFC) systems. As for our scheme, a non-uniform quantization DAC is used for quantization error (SQNR). Through simulation, the feasibility of this scheme is verified in a 10-Gb/s, 16-QAM modulated UMFC system (4- and 5-bit DACs with a fiber transmission distance of 20 km). Simulation results show that, compared with the uniform quantization method, our scheme can greatly improve the system performance. With the same system performance, the required bit-bit resolution based on the signal distribution quantization method is one bit less than the uniform quantization method.

**Key words** O-UMFC; Non-uniform quantization; SQNR; ADC/DAC