

DOI:10.19651/j.cnki.cmt.2107285

恒包络光 OFDM 基带系统设计与实现^{*}

吴正辉 郑兴 苏江涛 孙玲玲

(杭州电子科技大学 射频电路与系统教育部重点实验室 杭州 310018)

摘要: 为有效解决光正交频分复用(OOFDM)系统中高峰值平均功率比(PAPR)的问题,提出一种结合恒包络 OFDM 调制技术的恒包络光 OFDM 基带系统设计方案。恒包络光 OFDM 系统是在普通光 OFDM 系统的基础上在基带中将 OFDM 信号调制到恒包络载波信号的相位上,经过数模转换后调制到光载波上,得到的恒包络光 OFDM 信号的 PAPR 为 0 dB,解决了光纤传输中的非线性器件工作效率问题。在 MATLAB 中搭建恒包络光 OFDM 基带系统数学模型进行仿真,在现场可编程门阵列(FPGA)上实现,并在搭建的系统中寻找最优的调制系数。实验结果表明:恒包络光 OFDM 基带系统在实际中可以将 PAPR 降低至接近 0 dB,系统在调制系数 ≤ 1 时系统得到最高的频谱利用率,在调制系数为 1.3 时系统得到最低的误比特率。

关键词: 恒包络调制;峰值平均功率比;光 OFDM;FPGA

中图分类号: TN913.7 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5020

Design and implementation of CE-OOFDM baseband system

Wu Zhenghui Zheng Xing Su Jiangtao Sun Lingling

(Key Laboratory of RF Circuits and Systems of Ministry of Education, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: In order to solve the problem of high peak average power ratio (PAPR) in optical OFDM system effectively, a design scheme of optical OFDM baseband system is proposed, which combines optical OFDM baseband system and constant-enveloping OFDM modulation. Constant envelope optical OFDM baseband system modulates the OFDM signal to the phase of the constant envelope carrier signal on the basis of ordinary OFDM modulation, and finally modulates to the optical carrier signal. The PAPR of the optical OFDM signal obtained is reduced to 0 dB, which solves the nonlinear problem in optical fiber transmission. The mathematical model of constant envelopment OFDM baseband system is built in MATLAB for simulation, which is implemented on FPGA hardware, and the optimal modulation index is found in the built system. The experimental results show that the PAPR can be reduced to nearly 0 dB in the constant envelopment OFDM base-band system in practice, and the system obtains the highest spectral utilization when the modulation index is less than or equal to 1, and the system obtains the lowest bit error rate when the modulation index is 1.3.

Keywords: constant-enveloping OFDM modulation; peak average power ratio; optical OFDM; FPGA

0 引言

光正交频分复用技术是在光纤通信技术基础上结合无线通信中的正交频分复用技术,以其频谱利用率高,抗色度色散等优点,成为了光通信领域的热点研究技术^[1-2]。OFDM 技术的主要缺点是调制后的波形振幅有较高的波动,产生较高的高峰值平均功率比(high peak average power ratio, PAPR)。高 PAPR 的光正交频分复用(optical orthogonal frequency division multiplexing, OOFDM)信号

在经过放大器时有较大的动态范围,使得其对非线性失真非常敏感,如果没有足够功率补偿,整个系统的影响性能会下降^[3-4]。文献[5-7]分别提出的直接限幅法,迭代限幅法,非线性压缩法都有一定的效果,但 PAPR 仍然存在,无法彻底消除。文献[8]中提出了一种将 OFDM 系统的 PAPR 降低到 0 dB 的恒包络 OFDM(constant envelope OFDM, CE-OFDM)调制技术。CE-OFDM 调制是在普通 OFDM 调制的基础上增加相位调制器和相位解调器,将 OFDM 系统中经过离散傅里叶逆变换(inverse discrete fourier

收稿日期:2021-07-16

^{*} 基金项目:国家自然科学基金(61331006, 61827806)项目资助

transform, IDFT) 之后得到的 OFDM 信号使用相位调制器调制到恒包络载波信号的相位上, 这样得到的恒包络信号的 PAPR 降低到 0 dB。本文结合 CE-OFDM 调制技术和光 OFDM 基带系统, 设计出恒包络光 OFDM 基带系统, 经过此系统处理得到的 OOFDM 信号的 PAPR 降低至 0 dB。本次设计的系统在 MATLAB 仿真后在现场可编程门阵列 (field-programmable gate array, FPGA) 实验平台上实现, 并在此条件下寻找最优的调制系数以平衡通信性能和频谱利用率。

1 系统框架和原理分析

1.1 系统基本模型和原理

图 1 所示为 CE-OOFDM 系统的基本模型, 在基带发送端的设计上, 相较于普通的 OOFDM 系统, CE-OOFDM 系统在 IDFT 后增加了一个相位调制器将 OFDM 信号调制到恒包络载波信号的相位上, 这样经过模拟数字转换器 (digital-to-analog converter, DAC) 转换后再上变频就得到了相位携带信息的恒包络信号。在接收端设计上, 相较于

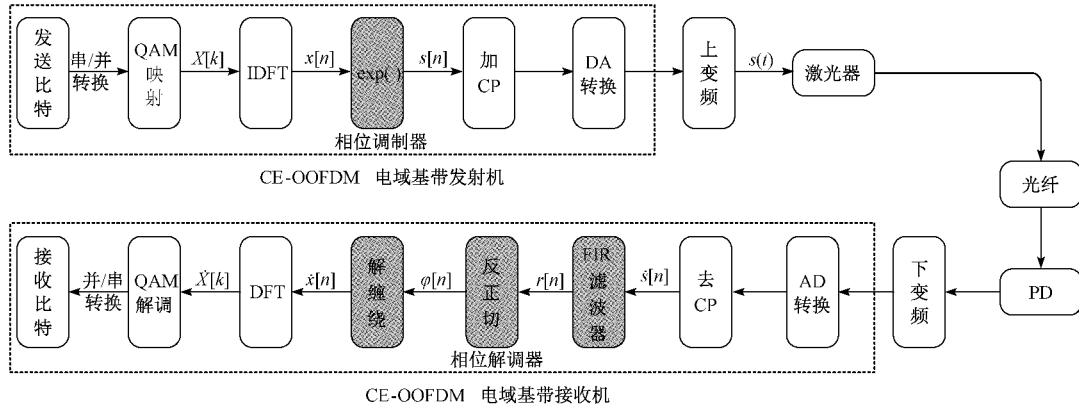


图 1 系统基本模型

普通的 OOFDM 系统, CE-OOFDM 系统在离散傅里叶变换 (discrete fourier transform, DFT) 之前将增加了一个相位解调器, 其功能是将恒包络信号的相位信息正确提取出来还原经过相位调制的 OFDM 信号。

为保证 IDFT 计算后生成的 OFDM 信号是实数, 所以在进行 IDFT 之前构造共轭序列:

$$\{0X[1]X[2]\cdots X[N_{QAM}]0\}_{1 \times N_{cp}} \quad (1)$$

其中, 序列 $X[k]$ 是经过正交振幅调制 (quadrature amplitude modulation, QAM) 映射后的 QAM 符号, 序列中的第 1 个 0 和第 $N_{QAM} + N_{cp} + 1$ 的 0 是为了保持序列的共轭对称, 序列中间补了 N_{cp} 个 0 是为了序列过采样, 过采样率 $C_{os} = N_{DFT} / (N_{DFT} - N_{cp})$ 。高的过采样率能采集到较大的峰值功率, 可以更加准确的显示系统的 PAPR 特性, 同时也可以减少相位无法解缠绕的问题^[9]。序列 $X[k]$ 经过 IDFT 后就得到了 OFDM 实信号 $x[n]$:

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N_{DFT}-1} X[k] e^{j2\pi kn / N_{DFT}} = 2 \sum_{k=0}^{N_{QAM}} \Re\{X[k]\} \cos(2\pi kn / N_{DFT}) - \Im\{X[k]\} \sin(2\pi kn / N_{DFT}) \quad (2)$$

其中, $N_{DFT} = 2N_{QAM} + N_{cp} + 2$ 。 $x[n]$ 经过相位调制器后得到 $s[n] = A e^{jC_{os} \varphi[n]}$, $n = 0, 1, \dots, N_{DFT} - 1$, 其中 $j = \sqrt{-1}$, C 为常数, A 为信号幅度, $s[n]$ 在经过数字到模拟转换后得到的基带信号 $s(t)$ 连续低通形式可以表示为:

$$s(t) = A e^{j[2\pi h x(t) - \theta]} \quad (3)$$

其中, $2\pi h$ 为调制系数, $x(t)$ 为 $x[n]$ 的时域连续形式, θ 是一个相位补偿存储值以保证得到的恒包络信号在 $[0, 2\pi]$ 上连续^[10], 经过 IDFT 得到的 $x[n]$ 的时域连续形式还可以写成:

$$x(t) = C \sum_{k=1}^{N_{QAM}} \Re\{X[k]\} \cos\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) - \Im\{X[k]\} \sin(2\pi kt / T) \quad (4)$$

其中, C 是常数, T 是采样 N_{DFT} 个序列的时间, $-T_{cp} < t < T$, T_{cp} 为循环前缀时间长度, 取全波正弦余弦子载波正交集 $q_k(t)$, 可以得到:

$$q_k(t) = \begin{cases} \cos(2\pi kt / T), & 0 < t < T \\ \sin(2\pi kt / T), & 0 < t < T \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5)$$

$$I[k] = \begin{cases} \Re\{X[k]\}, & k = 1, 2, \dots, N_{QAM} \\ -\Im\{X[k]\}, & k = N_{QAM} + 1, \dots, N \end{cases} \quad (6)$$

由 QAM 星座映射表可得:

$$I[k] \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\} \quad (7)$$

其中, $M = \sqrt{M_{QAM}}$, 结合式(5)~(7)可得到:

$$x(t) = C_n \sum_{k=1}^N I[k] q_k(t) \quad (8)$$

其中, C_n 为归一化常数, 由式(7)、(8)可得最后得到的 $x(t)$ 为 M 阶脉冲幅度调制信号 (M -pulse amplitude modulation, M -PAM), 再经过上变频后得到中频信号 $s_f(t)$:

$$s_U(t) = A \cos\{\omega_c t + [2\pi h x(t) + \theta]\} \quad (9)$$

其中, ω_c 为载波频率,得到的 $s_U(t)$ 信号是一个恒包络的信号,其 PAPR 为 0 dB。图 1 中 $r[n] = e^{j\varphi(n)}$, 根据相位解调器反正切函数得到:

$$\varphi(n) = \tan^{-1}\{\Im(r[n])/\Re(r[n])\} \quad (10)$$

由于反正切函数的定义域在 $[-\pi, \pi]$ 之间,如果实际相位中的某些相位值超过该定义域时,会出现相位缠绕问题,相位的真实值和测量值之间可能相差 $2k\pi$, 其中 k 为整数,如果两个相邻的点的真实相位最大的差值小于 π , 相位解缠绕公式^[11]:

$$\psi(n) = \begin{cases} \varphi(n-1) - 2\pi, & \varphi(n) - \varphi(n-1) > \pi \\ \varphi(n-1) + 2\pi, & \varphi(n) - \varphi(n-1) < -\pi \\ \varphi(n-1), & |\varphi(n) - \varphi(n-1)| < \pi \end{cases} \quad (11)$$

其中, $\psi(n)$ 为理论相位和实际测量相位的差值,初始值为 0, n 为不小于 2 的整数。解缠绕后的相位值为 $\hat{\varphi}(n) = \varphi(n) + \psi(n)$, 其中 $\hat{\varphi}(n)$ 为相位真实值, $\varphi(n)$ 为相位测量值, $\psi(n)$ 为相位差值。

1.2 系统性能分析

由式(7)可知, PAM 的阶数 M 是由 QAM 阶数 M_{QAM} 决定的,在 M_{QAM} -QAM 的映射下, M_{QAM} 越大,每个 QAM 符号携带的比特信息越多,但同时也需要更高精度的数模转换器和模数转换器(analog to digital converter, ADC),且基带解调就越难^[12]。经过 AWGN 信道解调后的信号可以看作是 M-PAM 信号与噪声的叠加,其误比特率(bit error rate, BER)可以表示为^[13]:

$$\text{BER} \approx 2 \left(\frac{M-1}{2 \log_2 M} \right) Q \left(2\pi h \sqrt{\frac{6 \log_2 M E_b}{M-1 N_0}} \right) \quad (12)$$

其中, $Q(x) = 1/\sqrt{2\pi} \int_x^\infty e^{-x^2/2} dx$ 为高斯 Q 函数。由式(12)可得当 E_b/N_0 和 M 一定时,调制系数 $2\pi h$ 越大, BER 越小,当 $2\pi h$ 和 E_b/N_0 一定时,调制阶数 M 越大, BER 越大。

式(3)对 $s(t)$ 关于 $x(t)$ 泰勒展开可得:

$$s(t) = A e^{j\theta} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{[j2\pi h x(t)]^n}{n!} = A e^{j\theta} \left\{ 1 + j2\pi h x(t) + \frac{[j2\pi h x(t)]^2}{2!} + \dots \right\} \quad (13)$$

式(13)结果存在高频分量,这样就产生了载波间干扰(inter carrier interfere, ICI),影响通信性能^[14]。如果调制系数 $2\pi h$ 足够小,那么高频分量就接近 0,这样就可以得到 $s(t) \approx A e^{j\theta} [1 + j2\pi h x(t)]$, 调制得到的信号只剩下其中的直流分量,产生 ICI 可以忽略不计,当调制系数 $2\pi h$ 过小时得到的信号难被光电检测器(photoelectric detector, PD)检测出来,并且相位解调器也难正确恢复出来,因此,调制系数 $2\pi h$ 在 CE-OFDM 系统中是一个很重要的参数, $2\pi h$ 的大小会极大影响系统的通信性能^[15]。

文献[16]给出的 CE-OFDM 调制方式得到的信号均方根带宽 $B_{CE} = 2\pi h N/T$ 和调制系数 $2\pi h$ 的关系得出 $B_{CE} = \max(2\pi h, 1)N/T$, 其中子载波的个数为 N , 符号周期为 T , 调制阶数为 M , 结合其比特速率 $R_b = N \log_2 M/T$, 得到其频谱利用率 η_{CE} 为:

$$\eta_{CE} = \frac{R_b}{B_{CE}} = \frac{\log_2 M}{\max(2\pi h, 1)} \text{bit/s} \cdot \text{Hz}^{-1} \quad (14)$$

由式(14)可知在 $2\pi h \leq 1$ 条件下 CE-OFDM 调制方式的频谱利用率最高,同条件下 OFDM 调制方式频谱利用率为 $\log_2 M^2$, 因此, CE-OFDM 调制方式降低 PAPR 的同时也伴随着频谱利用率的降低。

2 仿真设计与 FPGA 实现

2.1 仿真设计

仿真的条件设置如表 1 所示,每个 OFDM 符号中有 $N_{QAM} = 63$ 个 QAM 符号, $N_{DFT} = 512$ 个子载波,在中间补 $N_{cp} = 384$ 个 0 后得到的过采样率 $C_{os} = 4$ 。 E_b/N_0 从 0~30 dB, 每个 E_b/N_0 连续发送 1 000 个 OFDM 符号。

表 1 系统仿真参数

参数名称	QAM 符号数	信号幅度	调制系数	IFFT 点数	调制阶数	采样率	过采样率
符号名称	N_{QAM}	A	$2\pi h$	N_{DFT}	M	F_s	C_{os}
参数取值	63	1	[0.1, 1.5]	512	4, 8	5M	4

为了模拟实际传输的性能,本次仿真源比特数据使用 FPGA 产生的伪随机二进制序列(pseudo random bit sequence, PRBS),然后将这些序列存储到逗号分隔(comma separated value, CSV)文本中后用 matlab 读取。相位调制器设计上使用 exp() 函数,相位解调器中的有限脉冲响应(finite impulse response, FIR)滤波器用于滤除信号在变换过程中产生的带外噪声,提高相位解调的性能^[17]。经过 FIR 滤波器后,使用反正切函数提取相位,随后用 unwrap 函数对相位进行解缠绕,最后经过 FFT,反映射恢复源比特信号。

2.2 FPGA 实现

本文硬件实现是在 Xilinx ARTIX-7 系列 FPGA 上完成,使用 VIVADO 2018.3 软件设计 Verilog 代码进行建模和行为仿真。模拟数字转换器(DAC)采用的是 ADI 公司的 AD9767,精度为 14 bit,最高速度 125 MSPS(每秒采样百万次)。数字模拟转换器采用的是 ADI 公司的 AD9226,精度为 12 bit,最高速度 65 MSPS。由 MATLAB 中的数学模型来划分 FPGA 模块设计,设计的发射端的拓扑原理如图 2 所示,发射端中 bits_generate 模块中只读存

存储器(read only memory,ROM)IP 核固化了用于测试的伪随机二进制序列。PtoS 模块中将序列串并转换为 4 位的码元,接着将码元送到 QAMmap 模块中映射为对应的坐标。Conj_comp_matrix 模块将输入完成映射的 QAM 符号构造式(1)的共轭对称矩阵后发到 IFFT_ctrl 模块中进行 IFFT 计算,再将数据发送到由坐标旋转数字计算机

(coordinated rotation digital computer,CORDIC)算法搭建的相位调制器 Cordic_exp 模块中,在此模块中可以设置调制系数大小,设置存储相位。相位调制器的结果输出到 CP_add 模块中添加循环前缀(cyclic prefix,CP)以消除符号间干扰^[18]。最后,将加了循环前缀的数据输入到 ADC_AD9767 模块中进行数模转换。

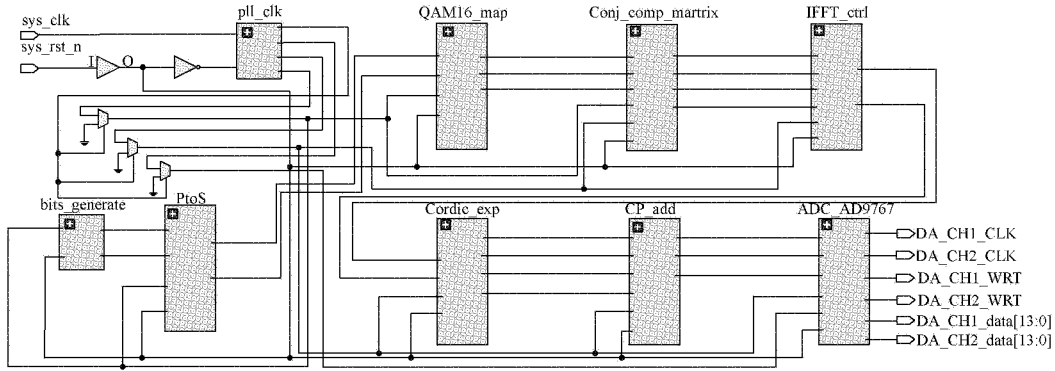


图 2 CE-OOFDM 数字基带发射机

接收端的拓扑原理如图 3 所示。在接收端的设计上,首先由 AD_AD9226 模块控制 AD9226 器件对模拟信号进行采样,再将信号输出到 Remove_CP 模块中。在 Remove_CP 模块去掉循环前缀后将数据输出到 Cordic_atan 模块中提取信号的相位,并解缠绕。将上一步提取的相位信息发送到

FFT_ctrl 模块中进行 FFT 计算,计算的结果发送到 QAM 解调模块中,在此模块后输出 QAM 码元信号。最后一步是通过 PtoS 模块中的先进先出(first in first out,FIFO)IP 核在同一时钟下完成串并转换,将位码元信号转换成比特流,完成对源比特的还原。

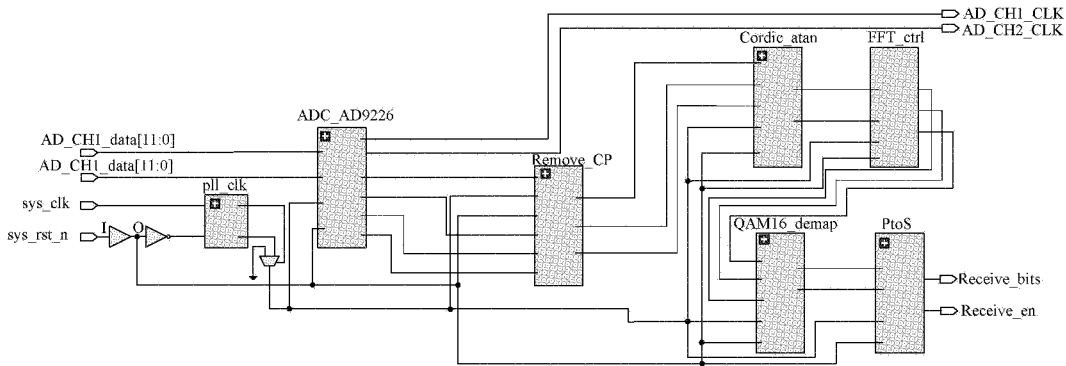


图 3 CE-OOFDM 数字基带接收机

3 实验结果分析

本章中将比较分析仿真及 FPGA 实现的 CE-OOFDM 基带系统和 OOFDM 基带系统的误码率,PAPR 和频谱利用率。

3.1 误比特率

本次仿真实验测试调制阶数 M ,调制系数 $2\pi h$ 和 BER 的关系,得到的结果如图 4 所示。在调制系数 $2\pi h$ 小于 1.5 条件下,CE-OOFDM 基带系统误比特率随着调制系数增大而降低,当调制系数 $2\pi h$ 超过 1.5 后误比特率不再降低,这是因为调制系数 $2\pi h$ 过大会导致相位频繁跳变,相位解缠绕性能不足而产生的误码。同时,调制阶数 M 的增

大也会一定程度上降低系统的通信性能,图 4 中, $M=4$ 相比于 $M=8$ 在同误码率的情况下明显信噪比更小,上述仿真结果基本符合式(12)给出的规律。

在硬件实现中,OOFDM 基带系统相对 CE-OOFDM 基带系统仅缺少相位调制器模块和相位解调器模块,在 $M=4$ 条件下测试并验证仿真中调制系数 $2\pi h$ 和 BER 的关系。为了保证硬件测试的准确性,每次测试 4 000 个 OFDM 符号,约 10^6 比特信息。本次硬件测试不同的调制系数下的误比特率如表 2 所示,两种调制系统的误比特率接近,在本次硬件实验条件下,CE-OOFDM 基带系统的误比特率性能略优于普通的 OOFDM 基带系统。恒包络调制中调制系数影响整体系统的误比特率,在调制系数为

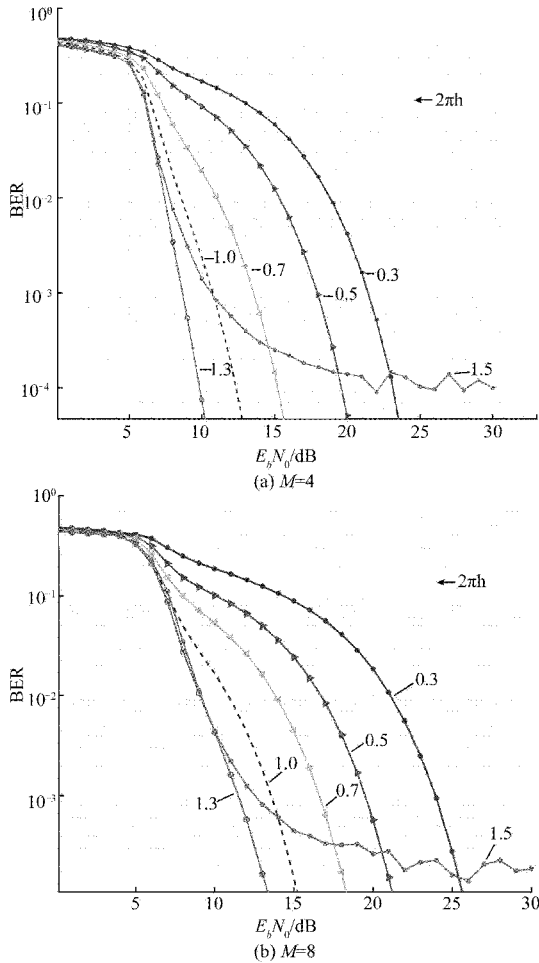


图 4 系统性能

1.3 时系统误比特率最低,而当调制系数为 1.5 时,系统性能已经开始下降了许多,硬件实现结果基本和仿真相吻合。

3.2 PAPR

图 5(a)是 MATLAB 仿真上变频后得到的两种符号的幅值变化,图中 CE-OFDM 符号包络恒定, PAPR 为 0 dB,而 OFDM 信号波形瞬时功率变化非常大, PAPR 较大。使用示波器分别测试在上述硬件实验平台上经过数字模拟转换和上变频后得到的 CE-OFDM 符号和 OFDM 符号,得到的波形如图 5(b)所示,上面为 OFDM 信号,下面为 CE-OFDM 信号。如图 5(b)下面的波形所示,在实际硬件实现上,数模转换器及相关电路本身存在一定的误差和不稳定,所以转换出来的恒包络信号存在细微的包络波动导致 PAPR 无法完全等于 0 dB,但已经非常接近理论值的 0 dB。

3.3 带宽及频谱利用率

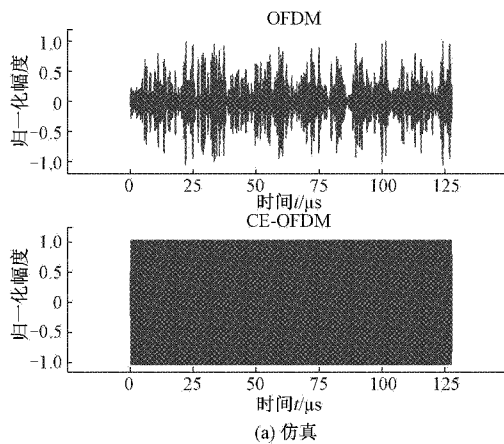
由式(1)可知,要得到恒包络的 OFDM 信号,必须要共轭的序列经过 IDFT 得到实数,而这实际上就造成了频谱资源的浪费。如图 6(a)~(c)所示是 CE-OOFDM 基带系统仿真中信号在不同调制系数下的的频谱图。

在 $2\pi h < 1$ 的情况下,CE-OFDM 调制方式下信号的有效带宽随着调制系数的减小而减小。对比图 6(d)中 OFDM 调制方式的频谱可以看出,CE-OFDM 调制方式的信号频谱的主瓣要大于 OFDM 调制方式且旁瓣的衰减比普通 OFDM 更快。

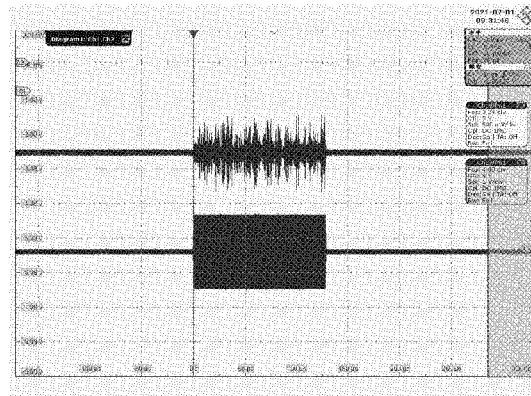
在 $M=8, 2\pi h = 1$ 情况下,由式(14)得到此时恒包络调制得到的 CE-OFDM 符号的频谱利用率最高,为 $3 \text{ bit/s} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。

表 2 不同调制系数下的误比特率

信号类型	CEOOFDM					OFDM
调制阶数	M=4					16QAM
调制系数	0.125	0.5	1	1.3	1.5	无
误比特率	4.9×10^{-2}	6.8×10^{-4}	7.6×10^{-5}	3.1×10^{-5}	2.9×10^{-1}	9.7×10^{-5}



(a) 仿真



(b) 硬件实现

图 5 经过上变频后两种符号波形对比

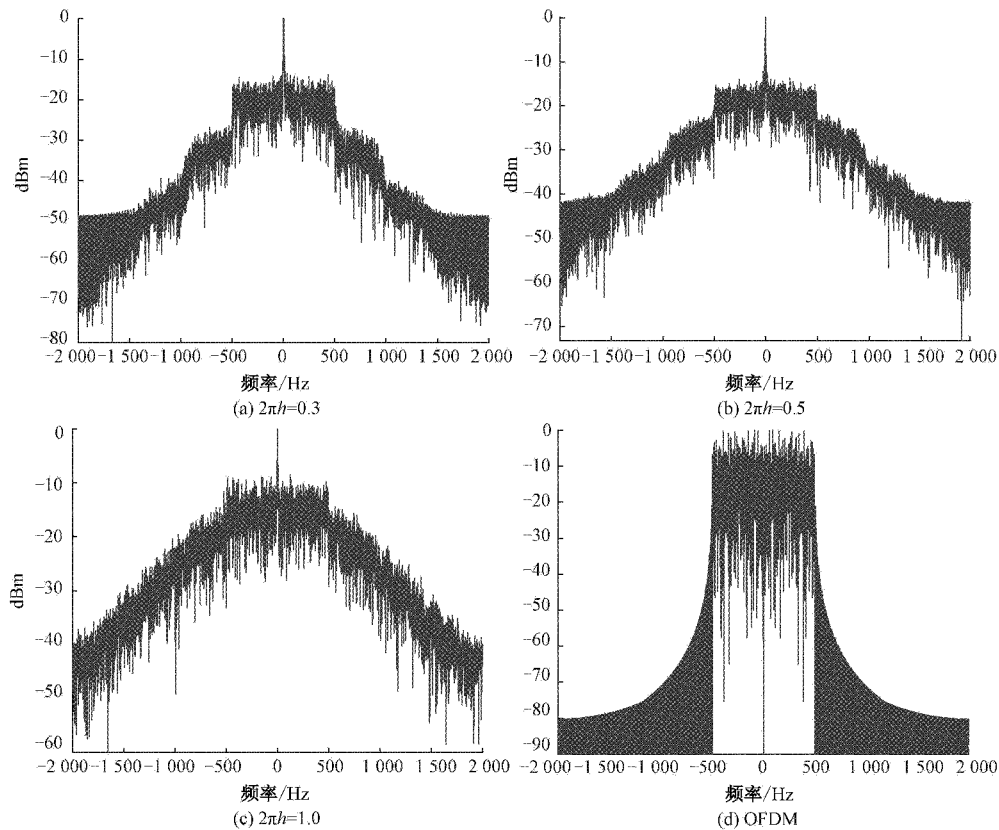


图 6 CE-OFDM 和 OFDM 信号电域频谱

普通 OFDM 调制在 64QAM 也即 $M=8$ 情况下的的频谱利用率 $6 \text{ bit/s} \cdot \text{Hz}^{-1}$, 由此可以得出, CE-OFDM 调制方式的最高频谱利用率为普通 OFDM 调制方式频谱利用率的 $1/2$ 。虽然增加 M 阶数可以提高 CE-OFDM 调制方式的频谱利用率, 但同时会增加系统的误比特率, 如图 4 所示, $M=8$, $2\pi h=1$ 情况下相同的误码率比 $M=4$, $2\pi h=1$ 情况下 E_b/N_0 高出近 3 dB。

4 结 论

为了完全解决 OOFDM 系统中高峰值平均功率比, 本文详细介绍了一种结合恒包络 OFDM 调制技术的 CE-OOFDM 基带系统, 并在 FPGA 上进行实验和验证。与普通 OOFDM 基带系统相比, CE-OOFDM 基带系统在实际中可以将 PAPR 降低至接近 0 dB, 但由于数模转换误差, 电光转换误差, 噪声干扰等, PAPR 不完全为 0 dB, 但此系统已经将 OOFDM 信号的 PAPR 减小到最低。本次设计的 CE-OOFDM 基带系统相较普通 OOFDM 基带系统在复杂度上有些许的提高, 并牺牲一部分频谱利用率, 但完全解决了高 PAPR 影响非线性器件的工作效率问题。

参考文献

- [1] 冯群翔, 郑兴, 苏江涛, 等. 基于非线性压缩的 OOFDM 系统的 FPGA 实现[J]. 光通信技术, 2020, 44(6): 58-62.
- [2] 刘皎, 何建强. 偏振复用 CO-OFDM 传输系统研究[J]. 电子测量技术, 2019, 42(19): 137-141.
- [3] 何选森, 樊跃平. 部分传输序列的遗传模拟退火搜索方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(9): 167-173.
- [4] 唐学丽. CO-OFDM 系统时频同步与相位噪声估计算法的研究[D]. 沈阳: 东北大学, 2015.
- [5] WANG Y, LUO Z. Optimized iterative clipping and filtering for PAPR reduction of OFDM signals[J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(1): 33-37.
- [6] YU Z, BAXLEY R J, ZHOU G T. Iterative clipping for PAPR reduction in visible light OFDM communications[J]. 2014 IEEE Military Communications Conference, Baltimore, MD, 2014: 1681-1686.
- [7] ZHENG X, TANG J M. Improved optical orthogonal frequency-division multiplexing performance using non-linear signal compression in intensity modulation and direct detection transmission systems incorporating parameter-relaxed digital-to-analogue converters/analogue-to-digital converters [J]. IET Optoelectronics, 2013, 7(2): 51-56.
- [8] THOMPSON S C, AHMED A U, PROAKIS J G, et al. Constant envelope OFDM[J]. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(8): 1300-1312.

- [9] 李莉. MIMO-OFDM 系统原理、应用及仿真[M]. 北京:机械工业出版社,2014.
- [10] 唐新丰,李洪,王星米. 改善 CE-OFDM 相位模糊的块编码联合过采样方法[J]. 遥测遥控,2019,40(5):16-21.
- [11] 黄琳琳. 雷达微多普勒特征提取与参数估计算法研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2018.
- [12] 丁西峰,赵尚弘,王翔,等. M-QAM 调制下高空平台 OFDM 光链路误码性能[J]. 电子测量与仪器学报,2017,31(5):669-675.
- [13] ALSIS R H, RAO R K. Constant envelope DCT-and FFT-based OFDM systems with frequency modulation in flat fading channels [J]. 2017 8th IEEE Annual Information Technology, Electronics and Mobile Communication Conference, 2017: 576-581.
- [14] 何冠敏,方勇,王军华. 超高速移动环境中 OFDM 系统的载波间干扰消除[J]. 电子测量技术,2018,41(17):20-25.
- [15] YANG Z, YU S, CHEN L Q, et al. Constant envelope minimum-shift keying OFDM coherent optical communication system [J]. Journal of Lightwave Technology, 2012,30(23):3627-3632.
- [16] 王昊. 恒包络 OFDM 系统波形的设计[D]. 西安:西安电子科技大学,2018.
- [17] 张亚维,史强强,姚锋刚. 基于 FPGA 的可配置数字滤波器设计[J]. 国外电子测量技术,2019,38(10):102-108.
- [18] 袁帅,孙志刚. 基于相关特性消除的抗侦收 OFDM 波形设计[J]. 电子测量技术,2019,42(19):125-131.

作者简介

吴正辉,硕士研究生,主要研究方向为高速光通信算法和 FPGA 开发。

E-mail:2054987645@qq.com

郑兴(通信作者),博士,副教授,主要研究方向为高速光通信。

E-mail:zhengxing@hdu.edu.cn