

# 基于数字信号处理机的水下光通信收发系统设计及分析

胡秀寒 周田华\* 贺岩 朱小磊 陈卫标

(中国科学院上海光学精密机械研究所, 空间激光信息技术研究中心,  
上海市全固态激光器及应用技术重点实验室, 上海 201800)

**摘要** 设计了一种基于数字信号处理机(DSP)的高速高可靠性水下光通信收发系统,并分析了调制时序和信号处理过程。在收发机中,DSP完成待发送信息的里德-所罗门码编码和接收信息的滤波、门限判决、解调解码,现场可编程门阵列(FPGA)完成编码后信息的脉冲位置调制(PPM)。针对激光脉冲水下传输后脉宽展宽小于100 ns,激光重复频率偏离均值小于15%的情况,讨论了不同伽罗华域和PPM信息发送速率的关系;分析了收发机的各环节信号处理速度和各接口通信速度。结果表明,收发系统能够实现全双工的实时通信,通信速率可达73 kbit/s,可用于实时传输语音和图像等多媒体信息。最后利用Matlab对激光脉冲在II类水质中传输100 m后到的激光脉冲形状进行了仿真,同时对FPGA发送的一帧数据的电平时序以及模数转换器(ADC)采样得到的一帧数据的采样序列进行了模拟。设计的收发系统为今后水下光通信系统的设计与实现提供了一定的参考。

**关键词** 光学设计;水下光通信;数字信号处理机;里德-所罗门码;脉冲位置调制

中图分类号 TN929.1 文献标识码 A doi: 10.3788/CJL201340.0305003

## Design and Analysis of Underwater Optical Communication Transceiver System Based on Digital Signal Processor

Hu Xiuhuan Zhou Tianhua He Yan Zhu Xiaolei Chen Weibiao

(Shanghai Key Laboratory of All Solid State Laser and Applied Technique, Research Center of Space Laser Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201800, China)

**Abstract** A high speed and high reliable underwater optical communication transceiver system based on digital signal processor (DSP) is proposed, and the modulation timing sequence and signal processing procedure is analyzed. In the transmitter, the DSP accomplishes Reed-Solomon codes encoding of the information need to be sent and filtering, threshold decision, the decoding and demodulation of the received information. The field-programmable gate array (FPGA) accomplishes the modulation of the information encoded in the DSP. Under the condition that the pulse width after underwater propagation is less than 100 ns and the frequency deviation from the mean is less than 15%, the dependence of the pulse position modulation (PPM) modulation rate on the chosen Galois field is discussed and the signal processing speed as well as the interfaces communication speed are analyzed. The analytical results show that the designed transmitter system can accomplish full-duplex and real time communication with a speed as high as 73 kbit/s, which can be used for real-time communication of multi-media information, such as voice and images. The pulse shape of laser after a propagation of 100 m in case II water is simulated through Matlab as well as the timing sequence of a frame of data transmitted through FPGA and sampled sequence of a frame of data obtained through analog-to-digital converter (ADC). The structure of the designed transceiver provides a certain reference to the design and accomplishment of underwater optical communication system in the future.

**Key words** optical design; underwater optical communication; digital signal processor; Reed-Solomon codes; pulse position modulation

**OCIS codes** 220.4830; 060.4510; 010.3310

收稿日期: 2012-08-24; 收到修改稿日期: 2012-11-07

基金项目: 国家 863 计划(2010AA093801)和国家自然科学基金青年基金(61205214)资助课题。

作者简介: 胡秀寒(1989—),男,博士研究生,主要从事蓝绿激光通信方面的研究。E-mail: huxiuhuan@siom.ac.cn

导师简介: 朱小磊(1966—),男,研究员,博士生导师,主要从事全固态激光器技术方面的研究。E-mail: xlzhu@siom.ac.cn

\* 通信联系人。E-mail: gietzth@163.com

# 1 引 言

由于海水的趋肤效应,相比于无线电波,蓝绿激光处于海水的低损耗窗口波长,穿透海水能力强,更加适于水下通信<sup>[1]</sup>。蓝绿激光水下光通信方式具有保密性好、通信速率高和不易受电磁干扰等优点。在水下传输过程中,激光受海水吸收和散射的影响,会出现脉冲幅度的衰减、空域和时域的展宽,影响探测,甚至导致误码<sup>[2,3]</sup>。针对水下激光的传输特性,采用的调制方式有开关键控(OOK)和脉冲位置调制(PPM)方式,由于 PPM 具有更高的峰值光功率,成为水下光通信中的重要调制方式<sup>[4,5]</sup>。里德-所罗门(RS)码是一种码长可调的多进制循环码,具有码率高、纠错能力强等优点,并与 PPM 完全匹配,因此在无线光通信中常采用 RS 码结合 PPM 调制方式<sup>[6]</sup>。国内外很多学者对水下的光通信系统进行了研究,Caplan<sup>[7]</sup>对激光通信的收发系统的设计及性能进行了详细分析;周田华等<sup>[8]</sup>讨论了水下光通信 PPM 的数据接收处理过程并完成了基于数字信号处理机(DSP)的数字接收机的设计;丁德强等<sup>[9]</sup>介绍了大气激光通信中 PPM 调制时对时隙同步和帧同步的处理方法,设计了基于 DSP 的 PPM 调制系统并进行了软件仿真。

本文针对水下光通信的特点,设计了一种基于 DSP,采用 RS 码和 PPM 调制的水下光通信收发系统,并分析了 PPM 的调制时序和信号处理过程。分析了在光脉冲水下传输后脉宽展宽小于 100 ns,激光重复频率偏离均值小于 15%时,不同伽罗华域和 PPM 信息发送速率的关系。讨论了收发机的信号处理能力。最后对激光脉冲传输 100 m 后的形状进行了仿真,并对现场可编程式门阵列(FPGA)发送的一帧数据的电平时序,以及模数转换器(ADC)获得的一帧数据的采样序列进行了模拟。

# 2 收发系统设计

图 1 为基于 DSP 的水下光通信收发系统示意图。收发系统主要由 6 部分组成:上位机(HP),基于 DSP 的收发机,电光调制器(EOM)及其电平转换电路,激光器及其发射光路,望远镜及其接收光路,光电倍增管(PMT)及其电平转换电路。信号的处理可分为发送和接收两个过程。发送时,HP 将待发送的信息传给收发机,在收发机中完成信号的 RS 码编码和 PPM 调制,进而通过调节 EOM 的开关状态,控制激光器的脉冲发射时间,激光脉冲经发

射光路发射出去,接收时,望远镜收集光脉冲信号并将光信号传输到 PMT 上,经光电转换,在收发机中完成模数转换、滤波、解调解码,最后将处理后的信息传送到 HP 中显示。

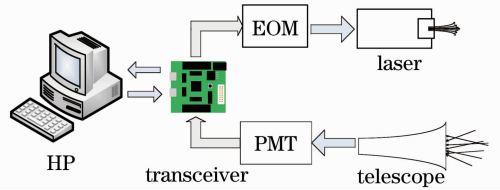


图 1 基于 DSP 的水下光通信收发系统示意图  
Fig. 1 Schematic of underwater optical communication transceiver system based on DSP

图 2 为基于 DSP 的收发机结构框图。收发机主要由 DSP, FPGA, 多协议收发器, 先入先出阵列(FIFO)以及 ADC 组成,其中 DSP 选用 TI 公司的 TMS320C6416T,用到的片上外设包括外部存储器接口 A(EMIFA)和 B(EMIFB),多通道缓冲串行接口(McBSP)和定时器。

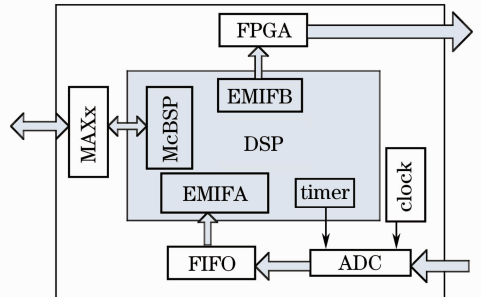


图 2 基于 DSP 的收发机结构示意图  
Fig. 2 Schematic of transceiver based on DSP

采用 RS232 串口通信协议,利用串口实现收发机与 HP 的通信。使用多协议收发器完成电平和逻辑转换,选用 MAXIM 公司的 MAX 系列,通过 McBSP 连接在 DSP 和 HP 之间,用于传递待发送信息和接收到的信息。FPGA 连接在 DSP 与 EOM 之间,并配置在 EMIFB 下,主要作用是接收 DSP 进行 RS 码编码后的信息,并进行 PPM 调制,进而控制 EOM 的开关。ADC 将 PMT 及其变换电路输出的模拟电平信号转化为数字信号,经过 FIFO 缓冲,传入到 DSP 的二级缓存(L2)中。为避免与通用异步收发传输器(UART)的冲突,将 FIFO 配置在 EMIFA。ADC 的采样时钟可在 DSP 的定时器和外部时钟之间进行选择,当由定时器提供采样时钟时,通过编程可以方便地调节 ADC 的采样频率;当外部时钟提供采样时钟时,采样频率可做得更高。目前选用最高采样率为 40 MHz, 14 bit 精度的 ADC

以及深度为 65536、宽度为 18 位、时钟最高为 166 MHz 的同步 FIFO。连接时，FIFO 数据输入引脚低 14 位依次与 ADC 输出相连，高 4 位接地；FIFO 输出引脚低 16 位依次与 EMIFA 低 16 位数据引脚相连，高 2 位悬空。

收发机中选用 TI 公司的 TMS320C6416T 型 DSP，最高时钟为 1 GHz，具有 4 个优先级的可并行工作的增强型直接存储器存取 (EDMA)，并且 EMIFA 和 EMIFB 相互独立。由于 FIFO 配置在 EMIFA 下，而 FPGA 配置在 EMIFB 下，同时将 FIFO 与 DSP 之间的数据传输配置到 0 级优先级的 EDMA 下，将 DSP 与 FPGA 之间的数据传输配置到 1 级优先级的 EDMA 下，将 DSP 通过 McBSP 与 HP 的数据收发分别配置 2 级优先级和 3 级优先级的 EDMA 下，则可并行实现 FIFO 与 DSP 的数据传输、DSP 与 FPGA 通信、DSP 与 HP 之间的数据发送和接收、DSP 对信号的处理 5 个过程。定时器输出频率为  $f_{\max}/n_{\text{prd}}$ ，其中最高输出频率  $f_{\max} = 31.25 \text{ MHz}$ ， $n_{\text{prd}}$  为分频系数，取值范围为  $1 \sim 4.3 \times 10^9$ 。另外 TMS320C6416T 具有独立的硬件单元，可在 4 个时钟周期内并行完成 4 对 8 bit (或少于 8 bit) 数据的伽罗华域  $GF(2^m)$  乘法，配以合适的解码程序，可大幅提高 RS 码译码速度，尤其是  $GF(2^8)$  域的 RS 码<sup>[10]</sup>。

### 3 信号处理

RS 码一般可由两个参数  $n$  和  $k$  决定， $k$  为信息位 (每个信息位为  $m$  bit) 个数，在  $k$  个信息位后面加入  $n - k$  个校验位，就可得到编码后的码字，每个码字由  $n$  个码元组成。码率为  $k/n$ ，是衡量编码有效性的参数。当信息在 DSP 中进行 RS 编码时，如果待编码信息位个数超过  $k$ ，则以  $k$  为一组分组，如果不足

$k$ ，则其后补零。编码后的码字表示为  $\{c_1, c_2, \dots, c_n\}$ ， $c_i (1 \leq i \leq n)$  为第  $i$  个码元。由于 FPGA 时钟频率高，每句程序都用特定的运行周期，因而能够精确地控制输出引脚的电平状态和电平持续时间，故可以直接利用 FPGA 控制输出引脚的高低电平的位置达到 PPM 调制的目的。由于高电平的相对位置携带码元信息，因此 EOM 引入的固定时延不会影响到信号的正确传输。任意一个码元  $c_i$  经过 PPM 调制后都转化为只有一个高电平的电平序列，高电平位置  $l_i$  由相应  $c_i$  值确定。方便起见，将一个码字加入到一个信号帧中，每帧前插入由  $K_{\text{fb}}$  个高电平序列组成的帧头，作为信号帧的起始标志。为保证激光脉冲具有一定的能量，要求两个相邻脉冲留有一定的保护时间，称为静默时间  $T_{\text{sl}}$ 。由于  $T_{\text{sl}}$  的存在，需要在每次高电平之后加入  $K_{\text{sl}}$  个低电平， $K_{\text{sl}} \geq T_{\text{sl}}/T_1$ ，其中  $T_1$  为收发机中 FPGA 输出引脚上电平的最小持续时间。为减少每帧数据的发送时间来提高通信速率，采用截断的 PPM 调制方式。 $c_i$  与  $l_i$  对应关系为

$$l_i = c_i + K_{\text{sl}} + 1, \quad (1)$$

即对于码元  $c_i$ ，调制后为  $K_{\text{sl}}$  个低电平加  $c_i$  个低电平加 1 个高电平。码元信息转化为高电平位置信息。值得注意的是，为了将帧头中脉冲与码元对应的脉冲区别开来，帧头中任意相邻两脉冲之间的间隔  $l_{\text{hr}}$  必须不同于任何一个码元对应的间隔，即对于  $GF(2^m)$  域内的码元要求  $l_{\text{hr}} > 2^m + K_{\text{sl}}$ 。

图 3 为 FPGA 发送的一帧数据的电平时序原理图， $T_c$  为一个码元的电平序列持续时间，由相对应的码元值  $c_i$  决定； $T_f$  为一个完整的帧，由  $T_{\text{fb}}$  和  $T_{\text{fb}}$  组成； $T_{\text{fb}}$  为帧头持续时间； $T_{\text{fb}}$  为帧有效数据持续时间，由  $n$  个  $T_c$  按照  $T_{c_1}, T_{c_2}, \dots, T_{c_n}$  顺序组成；在图 3 中， $K_{\text{fb}} = 3, K_{\text{sl}} = 2$ 。

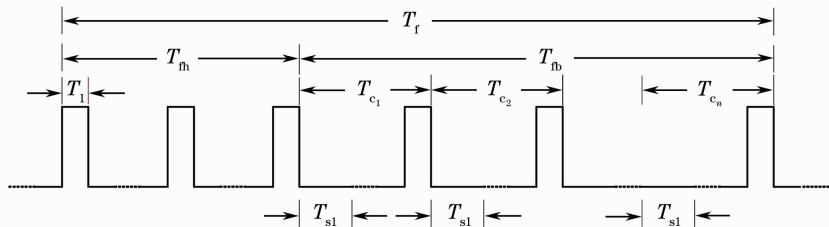


图 3 FPGA 发送的一帧数据的电平时序原理图

Fig. 3 Schematic diagram of the timing sequence of a frame of data transmitted through FPGA

接收信号处理过程主要包括滤波、门限判决、解调和译码。为了提高系统的性能，使用 DSP 对接收的数据进行滤波处理。由于算数平均值滤波法操作

简便，程序开销小，效果良好，故采用算数平均值滤波。具体操作为：在每一个采样点前后对称各取  $S$  个采样值，这  $2S + 1$  个采样值的算数平均值作为此

采样点的采样值。 $S$  的取值与系统运行状况有关,  $S$  越大抗干扰能力越强, 灵敏度越低;  $S$  越小灵敏度越高, 抗干扰能力越弱。

滤波后的均值与判决门限相比较, 如果均值大于  $V$ , 则认为相应采样点有脉冲, 否则认为没有脉冲。门限  $V$  由信号和噪声的强度决定, 并与选择的判决准则有关。门限判决之后, 只存储脉冲的位置信息  $l'_i, i=1, 2, \dots$ , 数据量大幅降低。

根据(1)式, 解调后的码元为

$$r_i = \left[ \frac{l'_i \cdot T_{sp}}{T_1} \right] - K_{sl}, i = 1, 2, \dots, n \quad (2)$$

式中  $[\ ]$  表示取整函数,  $T_{sp}$  为采样周期。由于采用截断的 PPM 调制方式, 一个脉冲定位出错时, 只会影响到其后第一个脉冲的定位, 而不会影响再后面的脉冲的定位, 这样就减小了突发错误出现的可能性。

PPM 中遇到一个重要问题就是同步, 包括时隙同步、帧同步和位同步。由于本文采用截断的 PPM 调制, 故不需要专门进行时隙同步。帧同步可以通过定位帧头脉冲序列实现。由于帧头脉冲序列中 4 个脉冲之间的间隔设计成了与所发送的信息不重复的情况, 间隔拟设为  $2000T_1$  (第 4 节中讨论静默时间和帧头间隔时间的选取), 在获得的脉冲位置序列中找到与帧头序列相同的位置后, 其后即为帧中的有效数据, 进而实现了帧同步。实现帧同步之后, 根据设计的 PPM 帧结构, 可以方便地提取出各个位的数值, 实现位同步。

由于 Berlekamp-Massey(BM)迭代算法程序便于实现, 且花费时间比较固定, 故采用基于 BM 算法的 RS 码译码, 译码纠错后的信息就可上传至上位机储存显示。

## 4 性能分析

受散射和衰减的影响, 激光脉冲在水下传输时, 脉宽展宽、光强下降<sup>[11]</sup>。利用文献[12, 13]所报道的蒙特卡罗法, 参照文献[14]的水质参数, 通过仿真计算可知, 在 II 类水质中, 光脉冲传输 100 m 后, 脉冲展宽不超过 100 ns (具体分析见第 5 节)。假设脉冲经水下传输脉宽扩展为 100 ns, 为避免码间串扰, 要求发射机中 FPGA 输出引脚上电平的最小时间间隔  $T_1=100$  ns。对于伽罗华域  $GF(2^m)$  内的不同码元,  $T_{ci}$  也不同, 可定义  $\Delta T_c = 1/2(T_{cmax} - T_{cmin})$ , 其中  $\Delta T_c$  为码元持续时间相对平均值  $T_{cmean}$  的偏离,  $T_{cmax}$  为码元最长持续时间,  $T_{cmin}$  为码元最短持续时间。 $\Delta T_c/T_{cmean}$  大小可通过控制静默时间  $T_{sl}$  调节,  $\Delta T_c/T_{cmean}$  越大,  $v_{PPM}$  (PPM 平均信息发送速率) 越大, 激光脉冲能量抖动越剧烈;  $\Delta T_c/T_{cmean}$  越小, 激光脉冲能量越稳定,  $v_{PPM}$  越小。由于一般情况下,  $\Delta T_c/T_{cmean} < 20\%$ , 折中考虑发送速率和激光能量稳定性, 在此取  $15\%$ , 即

$$\frac{\frac{1}{2} \cdot 2^m \cdot T_1}{\frac{1}{2} \cdot 2^m \cdot T_1 + T_{sl}} < 15\%, \quad (3)$$

式中分母为  $T_{cmean}$ , 分子为  $\Delta T_c$ 。利用(3)式求出  $T_{sl}$  后, 再利用

$$f_{lm} = 1 / \left( T_{sl} + \frac{1}{2} \cdot 2^m \cdot T_1 \right), \quad (4)$$

$$v_{PPM} = f_{lm} \cdot m, \quad (5)$$

求出激光器平均重复频率  $f_{lm}$  和  $2^m$  PPM 平均信息发送速率  $v_{PPM}$ 。表 1 为  $T_{sl}=100$  ns 时选用不同伽罗华域时的  $f_{lm}$  与  $v_{PPM}$  值。

表 1  $T_{sl}=100$  ns 时不同伽罗华域时的  $f_{lm}$  与  $v_{PPM}$   
Table 1  $f_{lm}$  and  $v_{PPM}$  of different Galois fields when  $T_{sl}=100$  ns

Galois field	$T_{sl}/\mu s$	Repetition rate /kHz			$v_{PPM}/(\text{kbit/s})$		
		Min	Mean	Max	Min	Mean	Max
$2^3$	2.3	326.1	375.0	441.2	987.3	1125.1	1323.6
$2^4$	4.5	163.0	187.5	220.6	652.2	750.0	882.4
$2^5$	9.1	81.5	93.8	110.3	407.6	468.8	551.5
$2^6$	18.1	40.8	46.9	55.1	244.6	281.3	330.9
$2^7$	36.3	20.4	23.4	27.6	142.7	164.1	193.0
$2^8$	72.5	10.2	11.7	13.8	81.5	93.8	110.3

水体对蓝绿光的吸收较低, 一般选用蓝绿激光作为水下通信的光源。由于声光调 Q 激光器脉宽较宽, 在水下传输后展宽更多, 不利于探测, 故选用电光调 Q 激光。由于相同码率时, 较长码字的校验位更多, 纠错能力也越强, 根据表 1, 选用  $GF(2^8)$  域

及 256 PPM, 所需激光器最高重复频率为 13.8 kHz, 静默时间  $T_{sl}=72.5 \mu s=725T_1$ ; 帧头中脉冲个数设为 4, 脉冲之间间隔设为  $200 \mu s$  (即  $2000T_1$ )。可选用文献[15]报道的激光器, 波长为 532 nm, 重复频率最高为 20 kHz, 脉宽小于 10 ns,

重复频率为14 kHz时平均功率大于1.6 W,远场发散角小于3 mrad。

DSP中的信号处理程序主要有对待发送信息的RS码编码,对接收信息的滤波、门限判决,解调解码三大部分。

1) RS码编码部分主要进行多项式相除,程序大小约为4 kByte,调用内联函数实现伽罗华域相乘显著提高了运行速度,针对RS(204,188)码,运行需要 $4 \times 10^3$ 个时钟周期,耗时约4  $\mu$ s。

2) 滤波、门限判决部分程序取决与需要滤波的数据个数,即与需要一次性处理的FIFO传入到DSP的L2的数据个数有关。如果FIFO半满时将其中32 k的16位数传入到DSP中进行均值滤波,当 $S=1$ 时,程序大小约为4 kByte,运行需要 $8 \times 10^4$ 个时钟周期,耗时约80  $\mu$ s。

3) 解调解码部分主要耗时在RS译码上,译码需要经过求伴随式、BM算法、钱搜索和福尼算法等4步,程序大小约为165 kByte,运行需要 $3.5 \times 10^3$ 个时钟周期,耗时约3.5  $\mu$ s。

另外,DSP中对于各个端口、寄存器、工作方式的设置程序,约为30 kByte,但这些程序大都在运行之初通过初始化完成,运行中不需再度配置,故其运行时间无需考虑。因此,DSP中所有的信号处理程序总共约200 kByte,耗时低于100  $\mu$ s。由于TMS320C6416T的L2有1 MByte,故除去200 kByte程序,还有800 kByte存储空间。

信号传输过程主要有HP与DSP之间的传输、DSP与FPGA之间的传输、FIFO与DSP之间的传输。

1) HP与DSP之间的传输:在通信线路较短且干扰较小时,普通电脑即可通过串口实现波特率为112.5 kbit/s甚至125 kbit/s的通信;MAXIM公司的MAX系列多款芯片支持带宽为Mbit/s量级的通信;McBSP即可以使用250 MHz的内部时钟,也可以使用单独的外部时钟作为采样率发生器的输入时钟,并可进行1到256倍分频,可方便地与HP匹配。HP与DSP之间通过串口通信的连接和设置可参考文献[16]。

2) DSP与FPGA之间的传输:EMIFB使用单独时钟电路时,时钟最高可达133 MHz,由于GF( $2^8$ )域对应的码元为8 bit,故DSP与FPGA之间传输速率最大为1064 Mbit/s。

3) FIFO与DSP之间的传输:采用GF( $2^8$ )域的RS(204,188)码,在激光重复频率为11.7 kHz

时,发送一个码字时间约为20 ms。由于 $T_1=100$  ns,为保证对于每个光脉冲都至少采到一次,将ADC采样率设为30 MS/s,此时一个码字约为 $600 \text{ k} \times 2$  Byte,当 $64 \text{ k} \times 2$  Byte的FIFO半满时,DSP从FIFO读取 $32 \text{ k} \times 2$  Byte数据,共需约19次,每次间隔约为1.05 ms。EMIFA使用133MHz时钟时,读完数据约需250  $\mu$ s。因此DSP两次读取FIFO数据的时间间隔约为800  $\mu$ s,足够DSP在下次读取数据之前完成处理(数据处理总共耗时约100  $\mu$ s)。由于DSP除了存储程序之外还有800 kByte空间,FIFO的数据可以直接存入L2中而不需要额外接存储器。

以上分析可知,收发机的各个环节的信号处理能力和传输速率均高于 $v_{\text{PPM}}$ ,因此提出的基于DSP的水下光通信收发系统可实现全双工的实时通信。采用RS码和PPM调制时,通信速率为

$$\frac{(8 \times k) \text{ bit}}{[(4 + 3 \times 2000) T_1 + (T_{\text{cmax}} + T_{\text{sl}}) \times n] \mu\text{s}}$$

式中分子为一帧中的信息量,分母为一个帧的传输耗时。在采用GF( $2^8$ )域的RS(204,188)码及256 PPM时, $k=188$ 为信息位个数,每个信息位为8 bit; $(4 + 3 \times 2000) T_1$ 为帧头耗时 $T_{\text{th}}$ ,帧头由4个高电平序列组成,高电平之间间隔为 $2000 T_1$ , $T_1=100$  ns为收发机中FPGA输出引脚上电平的最小持续时间; $n(T_{\text{cmax}} + T_{\text{sl}})$ 为帧有效数据持续时间 $T_{\text{fb}}$ , $T_{\text{cmax}}=25.6$   $\mu$ s为码元最长持续时间, $T_{\text{sl}}=72.5$   $\mu$ s为静默时间, $n=204$ 为一个码字中的码元个数。将各参数代入上式可得

$$\frac{1 \times 8 \times 188 \text{ bit}}{[(25.6 + 72.5) \times 204 + 600.4] \mu\text{s}} = 73 \text{ kbit/s}$$

由于64 kbit/s为数字多媒体通信的基准速率,故设计的收发系统可以满足基本的语音和图像等多媒体传输应用,在水下信息传输方面具有重要的应用前景。

## 5 仿 真

考查激光脉冲水下传输的时间展宽情况。激光器参数和脉冲形状参考文献[15],激光波长为532 nm,脉冲宽度为10 ns,单脉冲能量为0.16 mJ,远场发散角为3 mrad。根据文献[12,13]所报道的蒙特卡罗法利用Matlab进行仿真,选取II类水质,其参数参照文献[14],吸收系数为 $0.081 \text{ m}^{-1}$ ,散射系数为 $0.070 \text{ m}^{-1}$ ,不对称因子为0.901,折射率为1.33。获得的在II类水质下传输100 m后的激光脉冲,如图4所示,其中横坐标的时间从脉冲离开发射光路开始计时。值得注意的是,接收口径尺寸和

视场角对接收到的脉冲宽度有重要影响,接受孔径越小脉冲展宽越小<sup>[13]</sup>。图 4 中表示接收孔径无限大,展宽也最严重的情况,此时脉冲展宽约为 100 ns。因此激光脉冲在 II 类水中传输 100 m 脉冲展宽不大于 100 ns。

图 5 为 FPGA 发送的一帧数据的电平时序仿真图,选取的是 RS(204,188)码。图 5 中,高电平的持续时间为 100 ns,前 4 个高电平为帧头,间隔为 200  $\mu$ s,其后 188 个高电平代表信息位(以 1,2,...,188 为例),最后 16 个高电平是校验位(依次为 227,244,244,237,159,9,19,10,131,151,86,126,20,155,230,237)。

模拟 ADC 输出的采样序列除了需要知道接收到的激光脉冲形状外,还需要 PMT 暗电流和背景光强等信息。而背景光强受到一系列因素的制约,如水深、太阳角、经纬度和天气情况等,对这些情况

的讨论已超出本文范围。方便起见,考虑仅有信号光这种理想情况的采样值,如图 6 所示,其中 ADC 采样频率为 30 MHz。输出的 ADC(精度为 14 bit)采样值范围可方便地通过前端放大调节,因此图 6 所示的采样值只具有相对意义。

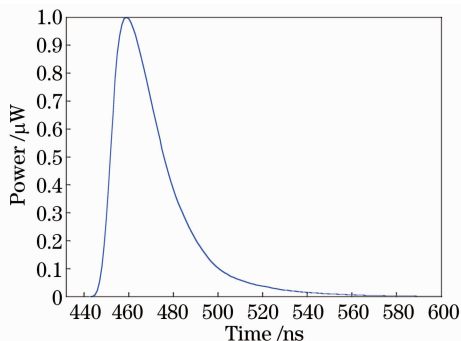


图 4 II 类水质中传输 100 m 后的激光脉冲  
Fig. 4 Laser pulse after 100 m propagation in case II water

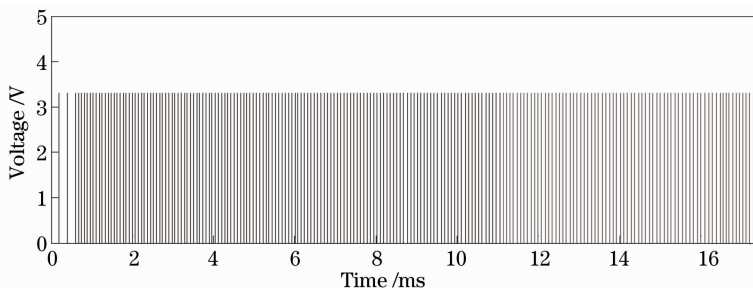


图 5 FPGA 发送的一帧数据的电平时序仿真图

Fig. 5 Simulated diagram of the timing sequence of a frame of data transmitted through FPGA

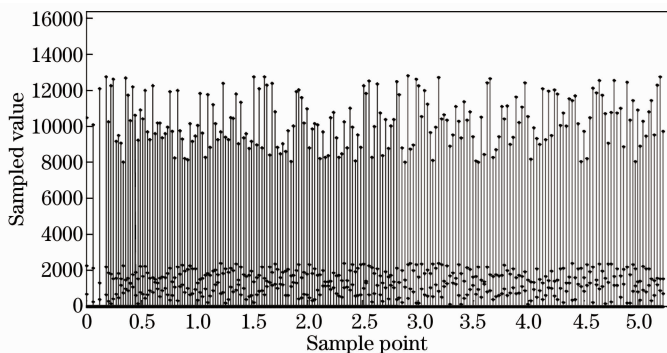


图 6 ADC 获得的一帧数据的采样序列仿真图

Fig. 6 Simulated diagram of sampled sequence of a frame of data obtained through ADC

如图 6 所示,ADC 采样后,将发送的脉冲位置信息转化为离散的采样序列。对于不同的脉冲,虽然采样值存在差别,但是每个脉冲都可以被采样 3 次,包括一个明显较大值以及两个较小值。经过平均值滤波和门限判决后,可方便地解调出前后两个脉冲之间的相对位置信息。因此,当激光脉冲传输后展宽小于 100 ns 时,ADC 采样值设为 30 MHz 是

合理的,能够实现激光脉冲的采样。

## 6 结 论

设计了一种基于 DSPTMS320C6416T 的水下光通信收发系统,其中 DSP 完成待发送信息的 RS 码编码和接收信息的滤波、门限判决、解调解码,FPGA 完成编码后信息的 PPM 调制。讨论了 PPM

的调制时序和信号处理过程,分析了在脉冲传输后展宽小于 100 ns、激光脉冲重复频率偏离为 15% 时 PPM 信息发送速率。分析了信号处理的各个环节中程序占用的空间和运行耗时以及通信过程中各个接口之间的通信速度。分析结果表明,设计的系统可实现实时的全双工通信,速度大于 73 kbit/s,可以满足基本的语音和图像等多媒体传输应用。

### 参 考 文 献

- 1 Wang Guangcong, Dong Shufu, Wen Dong *et al.*. Research on blue-green laser transmission in seawater [J]. *Electronic Technology*, 2010, (3): 68~70  
王广聪,董淑福,温东等.海水中蓝绿激光传输特性研究[J].电子技术,2010,(3):68~70
- 2 R. M. Lerner, J. D. Summers. Monte Carlo description of time- and space-resolved multiple forward scatter in natural water[J]. *Appl. Opt.*, 1982, **21**(5): 861~869
- 3 W. Wei, X. H. Zhang, J. H. Rao *et al.*. Time domain dispersion of underwater optical wireless communication [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2011, **9**(3): 030101
- 4 X. Liu, S. K. Ryu, J. H. Kim. Optimization model of a wireless optical system with pulse position modulation[J]. *Opt. Engng.*, 2010, **49**(8): 085004
- 5 Hu Hao, Wang Hongxing, Sun Xiaoming *et al.*. Multilevel coded modulation of free space optical communication based on pulse position modulation with multi-step demodulation and decoding algorithm[J]. *Chinese J. Lasers*, 2012, **39**(4): 0405006  
胡昊,王红星,孙晓明等.基于脉冲位置调制的无线光通信多级编码调制及其多阶段解调译码算法[J].中国激光,2012,**39**(4):0405006
- 6 F. Xu, M. A. Khalighi, S. Bourennane. Pulse position modulation for FSO systems; capacity and channel coding[J]. *J. Opt. Commun. Netw.*, 2009, **1**(5): 404~415
- 7 D. O. Caplan. Laser communication transmitter and receiver design [J]. *Journal of Optical and Fiber Communications Reports*, 2007, **4**(4-5): 225~362
- 8 Zhou Tianhua, He Ning, Ao Faliang. The realization of PPM digital receiver with DSP in underwater optical communication [J]. *Optical Technique*, 2006, **32**(Suppl): 607~609  
周田华,何宁,敖发良.水下光通信 PPM 数字接收机的 DSP 实现[J].光学技术,2006,**32**(Suppl):607~609
- 9 Ding Deqiang, Ke Xizheng. Design of PPM for laser communication in atmosphere [J]. *Optical Communication Technology*, 2005, **29**(1): 50~52  
丁德强,柯熙政.大气激光通信 PPM 调制解调系统设计与仿真研究[J].光通信技术,2005,**29**(1):50~52
- 10 J. Sankaran. Reed Solomon decoder: TMS320C64x implementation[EB/OL]. <http://www.ti.com.cn/>
- 11 Wei Wei, Zhang Xiaohui, Rao Jionghui *et al.*. Study on computing the receiving optical power in underwater optical wireless communication[J]. *Chinese J. Lasers*, 2011, **38**(9): 0905002  
魏巍,张晓晖,饶炯辉等.水下无线光通信接收光功率的计算研究[J].中国激光,2011,**38**(9):0905002
- 12 Liang Bo, Zhu Hai, Chen Weibiao. Simulation of laser communication channel from atmosphere to ocean [J]. *Acta Optica Sinica*, 2007, **27**(7): 1166~1172  
梁波,朱海,陈卫标.大气到海洋激光通信信道仿真[J].光学学报,2007,**27**(7):1166~1172
- 13 Zhou Yamin, Wu Keqi, Chen Jinlai *et al.*. Monte Carlo simulation of time-domain broadening of laser pulse propagating underwater[J]. *Laser & Infrared*, 2011, **41**(3): 259~263  
周亚民,吴克起,陈金来等.激光脉冲水下传输时域展宽的蒙特卡罗模拟[J].激光与红外,2011,**41**(3):259~263
- 14 K. I. Gjerstad, J. J. Stamnes, B. Hamre *et al.*. Monte Carlo and discrete-ordinate simulations of irradiances in the coupled atmosphere-ocean system [J]. *Appl. Opt.*, 2003, **42**(15): 2609~2622
- 15 H. Tang, X. L. Zhu, J. Q. Meng *et al.*. 20-kHz watt-level green laser with LGS crystal electro-optic Q-switch [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2009, **7**(9): 812~814
- 16 Zhang Yunchang, Zhang Lingmi, Zhao Jianyang. Realization of TMS320C6713's UART communication based on McBSP [J]. *Electronic Sci. & Tech.*, 2009, **22**(7): 55~58  
张云昌,张令弥,赵健洋.基于McBSP的TMS320C6713异步串行通信的实现[J].电子科技,2009,**22**(7):55~58

栏目编辑:王晓琰