

# 光子防火墙中 42 Gbit/s BPSK 信号 4 位全光模式匹配系统及实验验证

张琦涵<sup>1</sup>, 巩小雪<sup>2</sup>, 李瑞<sup>2</sup>, 李新<sup>3</sup>, 黄善国<sup>3</sup>, 郭磊<sup>2,4</sup>

(1. 东北大学计算机科学与工程学院, 辽宁 沈阳 110819; 2. 重庆邮电大学智能通信与网络安全研究院, 重庆 400065;  
3. 北京邮电大学电子工程学院, 北京 100876; 4. 杭州中科先进技术研究院, 浙江 杭州 310005)

**摘 要:** 在光子防火墙中, 为了实现能够有效处理高速光信号的全光模式匹配技术, 针对 BPSK 信号提出了一种信号速率高达 42 Gbit/s 的全光模式匹配系统, 并采用商用器件进行了实验验证。首先, 通过给 BPSK 输入序列分别添加同相和反相的相干载波将 BPSK 信号转换为 2 个互为反向的强度调制 (IM) 信号; 然后, 通过延时线和由高非线性光纤 (HNLF) 实现的光学 AND 门进行相关操作; 最后, 输出表征全光模式匹配结果的高电平脉冲。仿真和实验结果表明, 所提系统可以在 8 位的 42 Gbit/s BPSK 输入序列中识别出 4 位目标序列, 验证了 BPSK 信号的全光模式匹配的可行性, 适用于高速光子防火墙。

**关键词:** 光子防火墙; 全光模式匹配; 高非线性光纤; 光学逻辑门; 光学相关器

**中图分类号:** TN913.7

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2022141

## All-optical pattern matching system of 42 Gbit/s 4-bit BPSK signals and its demonstration for optoelectronic firewall

ZHANG Qihan<sup>1</sup>, GONG Xiaoxue<sup>2</sup>, LI Rui<sup>2</sup>, LI Xin<sup>3</sup>, HUANG Shanguo<sup>3</sup>, GUO Lei<sup>2,4</sup>

1. School of Computer Science and Engineering, Northeastern University, Shenyang 110819, China

2. Institute of Intelligent Communication and Network Security, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

3. School of Electronic Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China

4. Hangzhou Institute of Advanced Technology, Hangzhou 310005, China

**Abstract:** To achieve the all-optical pattern matching for optoelectronic firewall which could process high-speed optical signals efficiently, a BPSK all-optical pattern recognition system with the data rate up to 42 Gbit/s was proposed and demonstrated by employing the commercial optical components. First, the input BPSK sequence was converted to a positive and a negative IM signals by adding in-phase and inverse-phase coherent carriers, respectively. Then the converted IM signals were coupled into time delay lines and optical AND logic gates implemented by HNLF to achieve the optical correlation operation. In the end, a high-level optical pulse indicating the pattern matched result was output. The numerical simulation and the experiment results demonstrate that the proposed system can recognize a 4-bit target BPSK sequence from an 8-bit 42 Gbit/s BPSK input sequence, which proves the feasibility of the all-optical pattern matching of BPSK signals and can be applied to high-speed optoelectronic firewall.

**Keywords:** optoelectronic firewall, all-optical pattern matching, HNLF, optical logic gate, optical correlator

收稿日期: 2022-03-29; 修回日期: 2022-06-29

通信作者: 巩小雪, gongxx@cqupt.edu.cn

基金项目: 国家重点研发计划基金资助项目 (No.2018YFE0206800); 国家自然科学基金资助项目 (No.62075024, No.62025105, No.62071076, No.62171050); 重庆市自然科学基金资助项目 (No.cstc2019jcyj-msxmX0615, No.cstc2021jcyj-msxmX0404); 重庆市教委创新研究群体基金资助项目 (No.CXQT21019)

**Foundation Items:** The National Key Research and Development Program of China (No.2018YFE0206800), The National Natural Science Foundation of China (No.62075024, No.62025105, No.62071076, No.62171050), The Natural Science Foundation of Chongqing (No.cstc2019jcyj-msxmX0615, No.cstc2021jcyj-msxmX0404), Chongqing Municipal Education Commission (No.CXQT21019)

## 0 引言

随着第五代固定网络 (F5G, the 5th generation fixed network) 时代的到来<sup>[1]</sup>, 全光纤联接、超大带宽和极致体验的基本要求使光网络成为部署最广泛且最重要的通信基础设施之一。光网络将不可避免地承担越来越多的诸如金融交易、医疗记录和机密知识产权等敏感信息的传输。尽管可有效抗击电磁干扰的光纤曾被认为是安全的数据传输介质, 但随着英国直接从光缆上获取信息的“颞颥计划”<sup>[2]</sup>的曝光以及众多威胁光纤传输安全的技术 (如光纤物理接入窃听<sup>[3-5]</sup>、高功率信号注入和低速率信号串扰<sup>[5]</sup>等) 不断成熟, 安全的光纤传输系统也开始引起越来越多的关注。

近 20 年来, 为了提高光纤传输的安全性, 出现了很多光网络解决方案。例如, 使用全光逻辑门进行光信号的加解密<sup>[6]</sup>、光隐写术<sup>[2]</sup>、混沌激光通信<sup>[7]</sup>和光子防火墙<sup>[8]</sup>等各种主动的或被动的的光层安全技术。其中, 与电子防火墙的功能类似, 光子防火墙通过检查每个部署了光子防火墙节点的数据包, 并根据预先配置的规则和策略决定对甄别出来的特定数据执行某些操作, 可称为光网络抵御网络攻击的第一道防线。欧盟的 WISDOM (wirespeed security domains using optical monitoring) 项目<sup>[9]</sup>是目前最成功的光子防火墙研究, 该项目证明了使用全光信号处理技术的光子防火墙可以避免通信节点内部的光电光转换, 同时在保证系统一定体积、成本和复杂度的情况下可有效将信息处理速率提高至 42.6 Gbit/s。

文献[9]表明全光模式匹配系统是光子防火墙中的核心组件, 它可以在光网络中识别输入序列中是否存在设定的目标序列。光子防火墙后续的策略执行全都依赖于全光模式匹配系统的识别结果, 只有全光模式匹配系统的识别速率高, 光子防火墙的处理速率才可能高。文献[8]已经验证了 WISDOM 项目 42.6 Gbit/s 的信号识别。限于时代特征, 该系统仅能处理当时应用较为广泛的开关键控 (OOK, on-off keying) 调制或强度调制 (IM, intensity modulation) 信号。此后, 随着处理速率的要求不断提高, 陆续出现了几种改进型系统。例如, 文献[10]将文献[8]的串行循环识别结构替换为并行结构, 在提高识别效率的同时仍能处理 40 Gbit/s 速率的信号; 文献[11-12]通过将文献[8]中的半导体光放大器 (SOA, semiconductor optical amplifier) 替换为高非线性光纤 (HNLF, high non-linear fiber), 从而避免了 SOA 中载流子恢复时间长而导致

的处理速率受限问题, 将识别速率提高到 80 Gbit/s 和 160 Gbit/s。尽管文献[10]的并行结构方案和文献[11-12]将 SOA 替换为 HNLF 方案都提高了处理速率, 但处理的数据格式仍然是 OOK 调制, 这种调制格式已经不能满足当前 F5G 的发展要求, 新方案必须能支持相位调制以使更多高阶调制格式可以应用于 F5G。为此, 又出现了针对相位调制格式的全光模式匹配系统。例如, 文献[13-15]设计了适用于二进制相移键控 (BPSK, binary phase shift keying) 信号的全光模式匹配系统, 这些系统也使用了 HNLF, 处理速率高达 100~200 Gbit/s。文献[16-17]虽然设计了适用于正交相移键控 (QPSK, quadrature phase shift keying) 信号的全光模式匹配系统, 也通过 HNLF 使处理速率提高到 200 GBaud, 但由于其只能识别输入 QPSK 序列的一路信息, 这仅相当于针对一路 BPSK 调制格式的输入序列进行识别, 处理速率只能等效为 200 Gbit/s。遗憾的是, 虽然支持相位调制格式的全光模式匹配系统设计的处理速率不断提高, 但还都仅限于数值仿真说明, 在实验验证方面, 支持相位调制格式的全光模式匹配系统还处于初级阶段。文献[18-19]在平面光波导 (PLC, planar lightwave circuit) 上针对 BPSK 信号分别设计了固定目标序列和可编程目标序列的全光模式匹配系统, 速率均达到 40 Gbit/s。但文献[18-19]方案都需要在 PLC 上设计特定的光路且需要使用光子集成技术做成专用光学芯片, 造价和时间成本高。文献[20]以文献[8]为基础, 针对 BPSK 信号设计了全光模式匹配系统, 并使用分立的商用光学器件构建实验系统, 器件易获得, 系统扩展性好, 但系统最终的处理速率仅有 2.174 Mbit/s。因此, 针对 BPSK 信号, 设计能够进行实验验证的高速全光模式匹配系统, 对实现高速光子防火墙并推动其在 F5G 时代的应用具有重要的理论意义和现实价值。

本文主要的研究工作如下。

1) 设计了光子防火墙中针对 BPSK 信号的高速全光模式匹配系统, 并使用可获得的商用分立光学器件搭建了实验系统进行验证。

2) 详细分析了设计的全光模式匹配系统的实现原理, 通过求解四波混频 (FWM, four-wave mixing) 过程的耦合振幅方程得到输出信号的具体表现形式。并根据该表现形式得到了能够实现全光模式匹配功能的具体条件, 该条件可用于指导实验过程中间信号的质量测量。

3) 仿真结果表明, 所提系统能够从有限长度的

输入序列中正确地识别到目标序列，且表征全光模式匹配结果的高电平脉冲输出的位置就是目标序列的最后一位在输入序列时间窗中的对应位置；实验结果也证实，所提系统可以在长度为 8 位的 42 Gbit/s BPSK 输入序列中识别出 4 位目标序列，进一步验证了 BPSK 信号的全光模式匹配的可行性。

### 1 实现原理

BPSK 全光模式匹配系统原理如图 1 所示。详细分析之前，为解释所提系统实现全光模式匹配功能的原理，进行如下理想化假设。

- 1) 忽略连续激光二极管 (LD, laser diode) 的线宽影响，则 LD<sub>1</sub> 和 LD<sub>2</sub> 的输出在时域上可视为常数。
- 2) IQ 马赫-曾德尔调制器 (IQ-MZM, in-phase and quadrature Mach-Zehnder modulator) 为单驱推挽结构，忽略其衰减且假设其子 MZM 和母 MZM 的消光比都为无穷大，则 2 个 IQ-MZM 内各个 MZM 的上下臂分光相同。
- 3) BPSK 调制格式的光信号为窄带信号，可以认为输入 HNLF 中的几个光信号准连续。
- 4) 忽略 HNLF 中的泵浦功率损耗，且假设泵浦功率远大于信号功率。
- 5) IQ-MZM 的输出光纤为保偏光纤，可以认为所有在 HNLF 中发生的 FWM 现象都对齐同一个线性偏振态。
- 6) 只考虑 HNLF 的前向传播结果，忽略受激布里渊散射 (SBS, stimulated Brillouin scattering) 对输出结果的影响；窄带信号输入以及几个光信号

较近的工作波长使受激拉曼散射 (SRS, stimulated Raman scattering) 的影响不在输出结果的带宽范围内，忽略 SRS 对输出结果的影响。

下面，详细分析 BPSK 信号实现全光模式匹配功能的原理。由图 1 知，针对 BPSK 信号的全光模式匹配系统包括 3 个主要过程：正负 IM 信号的产生、第一次四波混频 FWM<sub>1</sub> 和第二次四波混频 FWM<sub>2</sub>。

在正负 IM 信号的产生过程中，输出波长不同的 LD<sub>1</sub> 和 LD<sub>2</sub> 分别输入 2 个 IQ-MZM 中，设 LD<sub>1</sub> 的输出幅值为常数  $c_1$ ，中心频率为  $f_1$ ；LD<sub>2</sub> 的输出幅值为常数  $c_2$ ，中心频率为  $f_2$ 。每个 IQ-MZM 事先由各自的直流偏置 (DC, direct current bias) 设置为如下的工作点：设置每个 IQ-MZM 的 I 路子 MZM 工作在最小点 (Null)；设置每个 IQ-MZM 的 Q 路子 MZM 工作在最大点 (Peak)；设置 LD<sub>1</sub> 输入的 IQ-MZM 的母 MZM 工作在 Peak；设置 LD<sub>2</sub> 输入的 IQ-MZM 的母 MZM 工作在 Null。由于 2 个 IQ-MZM 都是通过集成光子技术制成的分立光器件，每个 IQ-MZM 中各 MZM 刻写在同一衬底上且为保证上下臂光信号的干涉各 MZM 的上下臂长度应一致，不存在因光路长度不同引起的相位不一致问题，这可以在实验中避免使用复杂的锁相环电路。于是上述设置的 DC 可使每个 IQ-MZM 的 I 路子 MZM 输出 BPSK 信号而 Q 路子 MZM 分别输出与各自 I 路同相的相干载波和反相的相干载波，最终每个 IQ-MZM 的 I 路 BPSK 信号和 Q 路相干载波经母 MZM 干涉后将输出互为反向的 IM 信号，上述设置的具体解释如式(1)~式(4)所示。

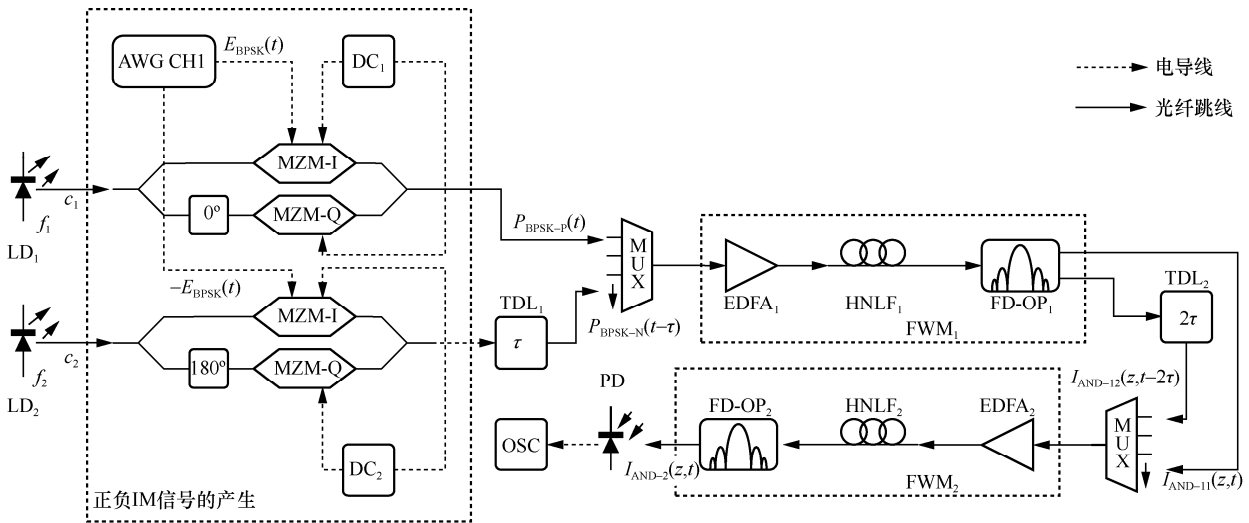


图 1 BPSK 全光模式匹配系统原理

设 2 个 IQ-MZM 的 I 路射频输入为任意波形发生器通道 1 (AWG CH1, channel 1 of arbitrary waveform generator) 输出的 2 个互为差分的双极性不归零 (NRZ, non-return to zero) 信号  $E_{\text{BPSK}}(t)$  和  $-E_{\text{BPSK}}(t)$ , 二者因同为 CH1 的输出而保持时间起点的同步。如此 2 个 IQ-MZM 的输出端将输出 2 个互为反向的 IM 信号  $P_{\text{BPSK-P}}(t)$  和  $P_{\text{BPSK-N}}(t)$ , 如式(1)和式(2)所示。

$$P_{\text{BPSK-P}}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \frac{\sqrt{2}}{2} c_1 \cos \left[ \frac{\pi E_{\text{BPSK}}(t)}{V_{\pi\text{RF}}} + \frac{\pi V_{\text{I-DC}}}{V_{\pi\text{DC}}} \right] + \frac{\sqrt{2}}{2} c_1 \cos \left( \frac{\pi V_{\text{Q-DC}}}{V_{\pi\text{DC}}} \right) \right\} = \frac{1}{2} c_1 \sin \left[ \frac{\pi E_{\text{BPSK}}(t)}{V_{\pi\text{RF}}} \right] + \frac{1}{2} c_1 \approx \frac{1}{2} c_1 + \frac{\pi c_1}{2V_{\pi\text{RF}}} E_{\text{BPSK}}(t) \quad (1)$$

$$P_{\text{BPSK-N}}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \frac{\sqrt{2}}{2} c_2 \cos \left[ \frac{-\pi E_{\text{BPSK}}(t)}{V_{\pi\text{RF}}} + \frac{\pi V'_{\text{I-DC}}}{V_{\pi\text{DC}}} \right] - \frac{\sqrt{2}}{2} c_2 \cos \left( \frac{\pi V'_{\text{Q-DC}}}{V_{\pi\text{DC}}} \right) \right\} = \frac{1}{2} c_2 \sin \left[ \frac{\pi E_{\text{BPSK}}(t)}{V_{\pi\text{RF}}} \right] - \frac{1}{2} c_2 \approx -\frac{1}{2} c_2 + \frac{\pi c_2}{2V'_{\pi\text{RF}}} E_{\text{BPSK}}(t) \quad (2)$$

其中,  $V_{\pi\text{RF}}$  和  $V_{\pi\text{DC}}$  分别为 LD<sub>1</sub> 输入的 IQ-MZM 的交流半波电压和直流半波电压,  $V_{\text{I-DC}}$  和  $V_{\text{Q-DC}}$  分别为该 IQ-MZM 的 I 路 DC 和 Q 路 DC;  $V'_{\pi\text{RF}}$  和  $V'_{\pi\text{DC}}$  分别为 LD<sub>2</sub> 输入的 IQ-MZM 的交流半波电压和直流半波电压,  $V'_{\text{I-DC}}$  和  $V'_{\text{Q-DC}}$  分别为该 IQ-MZM 的 I 路 DC 和 Q 路 DC。根据上一段 IQ-MZM 工作点的设置, 可令  $V_{\text{I-DC}} = -\frac{V_{\pi\text{DC}}}{2}$ ,  $V'_{\text{I-DC}} = \frac{V_{\pi\text{DC}}}{2}$ ,  $V_{\text{Q-DC}} = V'_{\text{Q-DC}} = 0$ ; 2 个 IQ-MZM 的 I 路分别采用  $-\frac{V_{\pi\text{DC}}}{2}$  和  $\frac{V_{\pi\text{DC}}}{2}$  不同的最小点设置是为了 AWG CH1 输出的差分信号的影响, 从而使 2 个 IQ-MZM 的输出只与 Q 路添加的相干载波的相位相关, 式(1)中的  $\frac{1}{2} c_1$  项表明, 对应 IQ-MZM 的 Q 路添加了同相相干载波; 式(2)中的  $-\frac{1}{2} c_2$  项表明, 对应 IQ-MZM 的 Q 路添加了反相相干载波。由于式(1)和式(2)是光信号的幅度值, 二者将在功率上表现为互为反向的 IM 信号。

式 (3) 和 式 (4) 分别列出了  $P_{\text{BPSK-P}}(t)$  和

$P_{\text{BPSK-N}}(t)$  的功率  $|P_{\text{BPSK-P}}(t)|^2$  和  $|P_{\text{BPSK-N}}(t)|^2$ 。其中, 考虑到  $E_{\text{BPSK}}(t)$  是一个双极性 NRZ 信号, 只有  $E_{\text{Max}}$  ( $E_{\text{Max}} > 0$ ) 和  $-E_{\text{Max}}$  2 个方向的最大取值, 若不考虑功率中的直流分量 (包含  $c_1$ 、 $c_2$  和  $E_{\text{Max}}$  的项), 二者互为反向的 IM 信号。

$$|P_{\text{BPSK-P}}(t)|^2 = P_{\text{BPSK-P}}^2(t) = \left[ \frac{1}{2} c_1 + \frac{\pi c_1}{2V_{\pi\text{RF}}} E_{\text{BPSK}}(t) \right]^2 = \frac{1}{4} c_1^2 + \frac{\pi c_1^2}{2V_{\pi\text{RF}}} E_{\text{BPSK}}(t) + \frac{\pi^2 c_1^2}{4V_{\pi\text{RF}}^2} E_{\text{BPSK}}^2(t) = \frac{1}{4} c_1^2 + \frac{\pi^2 c_1^2}{4V_{\pi\text{RF}}^2} E_{\text{Max}}^2 + \frac{\pi c_1^2}{2V_{\pi\text{RF}}} E_{\text{BPSK}}(t) \quad (3)$$

$$|P_{\text{BPSK-N}}(t)|^2 = P_{\text{BPSK-N}}^2(t) = \left[ -\frac{1}{2} c_2 + \frac{\pi c_2}{2V'_{\pi\text{RF}}} E_{\text{BPSK}}(t) \right]^2 = \frac{1}{4} c_2^2 - \frac{\pi c_2^2}{2V'_{\pi\text{RF}}} E_{\text{BPSK}}(t) + \frac{\pi^2 c_2^2}{4V'_{\pi\text{RF}}^2} E_{\text{BPSK}}^2(t) = \frac{1}{4} c_2^2 + \frac{\pi^2 c_2^2}{4V'_{\pi\text{RF}}^2} E_{\text{Max}}^2 - \frac{\pi c_2^2}{2V'_{\pi\text{RF}}} E_{\text{BPSK}}(t) \quad (4)$$

得到互为反向的 2 个 IM 信号之后, 将反向的 IM 信号经过时域延时线 (TDL, time delay line) TDL<sub>1</sub> 延迟一个符号的时间  $\tau$ , 再与未经延迟的正向 IM 信号经波分复用器 (MUX, multiplexer) 耦合, 送入下一个主要过程——FWM<sub>1</sub>。

在 FWM<sub>1</sub> 中, 经掺铒光纤放大器 (EDFA, erbium doped fiber amplifier) EDFA<sub>1</sub> 放大后的信号耦合进 HNLFF<sub>1</sub> 中即可激发 2 个简并的 FWM 过程, 分别在中心频率  $2f_1 - f_2$  和  $2f_2 - f_1$  处生成闲频信号  $I_{\text{AND-11}}(z, t)$  和  $I_{\text{AND-12}}(z, t)$ , FWM 过程的中心频率变化如图 2 所示。

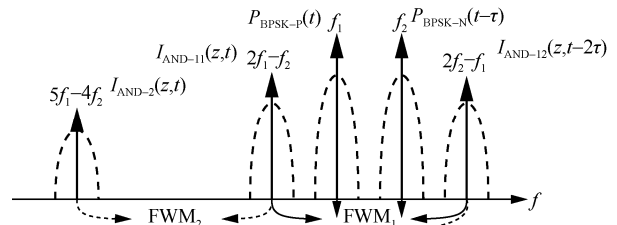


图 2 FWM 过程的中心频率变化

每个简并 FWM 过程都可用一组由正向输入的 IM 信号  $P_{\text{BPSK-P}}(t)$ 、经过延迟的反向输入 IM 信号  $P_{\text{BPSK-N}}(t - \tau)$  和 FWM 生成的闲频信号  $I_{\text{AND-11}}(z, t)$

或  $I_{\text{AND-12}}(z, t)$  参与的耦合振幅方程<sup>[21]</sup>描述, 分别如式(5)和式(6)所示。

$$\begin{cases} \frac{dP_{\text{BPSK-P}}(t)}{dz} = j\gamma |P_{\text{BPSK-P}}(t)|^2 P_{\text{BPSK-P}}(t) \\ \frac{dP_{\text{BPSK-N}}(t-\tau)}{dz} = j\gamma \left[ 2|P_{\text{BPSK-P}}(t)|^2 P_{\text{BPSK-N}}(t-\tau) + \right. \\ \left. P_{\text{BPSK-P}}^2(t) \overline{I_{\text{AND-11}}(z, t)} e^{-j\Delta k_{11}z} \right] \\ \frac{dI_{\text{AND-11}}(z, t)}{dz} = j\gamma \left[ 2|P_{\text{BPSK-P}}(t)|^2 I_{\text{AND-11}}(z, t) + \right. \\ \left. P_{\text{BPSK-P}}^2(t) \overline{P_{\text{BPSK-N}}(t-\tau)} e^{-j\Delta k_{11}z} \right] \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} \frac{dP_{\text{BPSK-N}}(t-\tau)}{dz} = j\gamma |P_{\text{BPSK-N}}(t-\tau)|^2 P_{\text{BPSK-N}}(t-\tau) \\ \frac{dP_{\text{BPSK-P}}(t)}{dz} = j\gamma \left[ 2|P_{\text{BPSK-N}}(t-\tau)|^2 P_{\text{BPSK-P}}(t) + \right. \\ \left. P_{\text{BPSK-N}}^2(t-\tau) \overline{I_{\text{AND-12}}(z, t)} e^{-j\Delta k_{12}z} \right] \\ \frac{dI_{\text{AND-12}}(z, t)}{dz} = j\gamma \left[ 2|P_{\text{BPSK-N}}(t-\tau)|^2 I_{\text{AND-12}}(z, t) + \right. \\ \left. P_{\text{BPSK-N}}^2(t-\tau) \overline{P_{\text{BPSK-P}}(t)} e^{-j\Delta k_{12}z} \right] \end{cases} \quad (6)$$

其中,  $z$  的增长方向为信号沿光纤的前向传播方向;  $\gamma$  为 HNLF 在工作波长  $\lambda_c$  附近的平均非线性参量;  $\Delta k_{11} = \beta_{\text{BPSK-N}} + \beta_{\text{AND-11}} - 2\beta_{\text{BPSK-P}}$ ,  $\Delta k_{12} = \beta_{\text{AND-12}} - 2\beta_{\text{BPSK-N}}$ , 其中,  $\beta_{\text{BPSK-N}}$  为窄带信号  $P_{\text{BPSK-N}}(t-\tau)$  在中心频率  $f_2$  处的传播常数,  $\beta_{\text{AND-11}}$  为窄带信号  $I_{\text{AND-11}}(z, t)$  在中心频率  $2f_1 - f_2$  处的传播常数,  $\beta_{\text{BPSK-P}}$  为窄带信号  $P_{\text{BPSK-P}}(t)$  在中心频率  $f_1$  处的传播常数,  $\beta_{\text{AND-12}}$  为窄带信号  $I_{\text{AND-12}}(z, t)$  在中心频率  $2f_2 - f_1$  处的传播常数,  $\Delta k_{11}$  和  $\Delta k_{12}$  为由各中心频率处的传播常数表示的相位失配参量, 变量上的杠线如  $\overline{I_{\text{AND-11}}(z, t)}$  为该变量的共轭。

求解式(5)和式(6)可得到 FWM 过程新生成的闲频信号  $I_{\text{AND-11}}(z, t)$  和  $I_{\text{AND-12}}(z, t)$ , 结果分别如式(7)和式(8)所示。

$$\begin{aligned} I_{\text{AND-11}}(z, t) &= j \frac{\gamma}{g_{11}} P_{\text{BPSK-P}}^2(t) \overline{P_{\text{BPSK-N}}(t-\tau)} \cdot \\ &\sinh(g_{11}z) e^{j \left[ 2\gamma |P_{\text{BPSK-P}}(t)|^2 - \frac{\kappa_{11}}{2} \right] z} = \\ &j \frac{\gamma}{g_{11}} \left[ \frac{1}{4} c_1^2 + \frac{\pi^2 c_1^2}{4V_{\pi\text{RF}}^2} E_{\text{Max}}^2 + \frac{\pi c_1^2}{2V_{\pi\text{RF}}} E_{\text{BPSK}}(t) \right] \cdot \\ &\left[ -\frac{1}{2} c_2 + \frac{\pi c_2}{2V_{\pi\text{RF}}} E_{\text{BPSK}}(t-\tau) \right]. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\sinh(g_{11}z) e^{j \left[ 2\gamma |P_{\text{BPSK-P}}(t)|^2 - \frac{\kappa_{11}}{2} \right] z} = \\ &j \frac{\gamma c_1^2 c_2}{8g_{11}} \left[ -\left( 1 + \frac{\pi^2 E_{\text{Max}}^2}{V_{\pi\text{RF}}^2} \right) + \frac{\pi}{V_{\pi\text{RF}}} \left( 1 + \frac{\pi^2 E_{\text{Max}}^2}{V_{\pi\text{RF}}^2} \right) \right] \cdot \\ &E_{\text{BPSK}}(t-\tau) - \frac{2\pi}{V_{\pi\text{RF}}} E_{\text{BPSK}}(t) + \frac{2\pi^2}{V_{\pi\text{RF}} V_{\pi\text{RF}}} E_{\text{BPSK}}(t) \cdot \\ &E_{\text{BPSK}}(t-\tau) \sinh(g_{11}z) e^{j \left[ 2\gamma |P_{\text{BPSK-P}}(t)|^2 - \frac{\kappa_{11}}{2} \right] z} = \\ &j \frac{\gamma c_1^2 c_2}{8g_{11}} M(t) \sinh(g_{11}z) e^{j \left[ 2\gamma |P_{\text{BPSK-P}}(t)|^2 - \frac{\kappa_{11}}{2} \right] z} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} I_{\text{AND-12}}(z, t) &= j \frac{\gamma}{g_{12}} P_{\text{BPSK-N}}^2(t-\tau) \overline{P_{\text{BPSK-P}}(t)} \cdot \\ &\sinh(g_{12}z) e^{j \left[ 2\gamma |P_{\text{BPSK-N}}(t-\tau)|^2 - \frac{\kappa_{12}}{2} \right] z} = \\ &j \frac{\gamma}{g_{12}} \left[ \frac{1}{4} c_2^2 + \frac{\pi^2 c_2^2}{4V_{\pi\text{RF}}^2} E_{\text{Max}}^2 - \frac{\pi c_2^2}{2V_{\pi\text{RF}}} E_{\text{BPSK}}(t-\tau) \right] \cdot \\ &\left[ \frac{1}{2} c_1 + \frac{\pi c_1}{2V_{\pi\text{RF}}} E_{\text{BPSK}}(t) \right] \cdot \\ &\sinh(g_{12}z) e^{j \left[ 2\gamma |P_{\text{BPSK-N}}(t-\tau)|^2 - \frac{\kappa_{12}}{2} \right] z} = \\ &j \frac{\gamma c_2^2 c_1}{8g_{12}} \left[ \left( 1 + \frac{\pi^2 E_{\text{Max}}^2}{V_{\pi\text{RF}}^2} \right) + \frac{\pi}{V_{\pi\text{RF}}} \left( 1 + \frac{\pi^2 E_{\text{Max}}^2}{V_{\pi\text{RF}}^2} \right) \right] \cdot \\ &E_{\text{BPSK}}(t) - \frac{2\pi}{V_{\pi\text{RF}}} E_{\text{BPSK}}(t-\tau) - \frac{2\pi^2}{V_{\pi\text{RF}} V_{\pi\text{RF}}} E_{\text{BPSK}}(t) \cdot \\ &E_{\text{BPSK}}(t-\tau) \sinh(g_{12}z) e^{j \left[ 2\gamma |P_{\text{BPSK-N}}(t-\tau)|^2 - \frac{\kappa_{12}}{2} \right] z} = \\ &j \frac{\gamma c_2^2 c_1}{8g_{12}} M'(t) \sinh(g_{12}z) e^{j \left[ 2\gamma |P_{\text{BPSK-N}}(t-\tau)|^2 - \frac{\kappa_{12}}{2} \right] z} \end{aligned} \quad (8)$$

其中,  $\kappa_{11} = \Delta k_{11} + 2\gamma |P_{\text{BPSK-P}}(t)|^2$  为生成闲频信号  $I_{\text{AND-11}}(z, t)$  的 FWM 过程的有效相位失配参量;

$g_{11} = \sqrt{\gamma^2 |P_{\text{BPSK-P}}(t)|^4 - \frac{\kappa_{11}^2}{4}}$  为该 FWM 过程的参量增益。同理, 有  $\kappa_{12} = \Delta k_{12} + 2\gamma |P_{\text{BPSK-N}}(t-\tau)|^2$ ,  $g_{12} = \sqrt{\gamma^2 |P_{\text{BPSK-N}}(t-\tau)|^4 - \frac{\kappa_{12}^2}{4}}$ 。

经分析可知, 式(7)和式(8)的主要部分来自  $M(t)$  和  $M'(t)$ , 这部分的结果将影响 FWM 过程最后的作用效果。为简化分析, 这里可考虑令

$V_{\pi\text{RF}} \approx V'_{\pi\text{RF}}$ ,  $E_{\text{Max}} = \frac{V_{\pi\text{RF}}}{\pi}$ 。再利用  $E_{\text{Max}}$  将  $E_{\text{BPSK}}(t)$  和  $E_{\text{BPSK}}(t-\tau)$  归一化为  $E(t)$  和  $E(t-\tau)$ , 易知, 归一化后二者的取值将只有 +1 或 -1。于是式(7)和式(8)中的主要部分  $M(t)$  和  $M'(t)$  可表示为

$$\begin{cases} M(t) = 2[-1 + E(t-\tau) - E(t) + E(t)E(t-\tau)] \\ M'(t) = 2[1 + E(t) - E(t-\tau) - E(t)E(t-\tau)] \end{cases} \quad (9)$$

显然,  $M(t)$  和  $M'(t)$  的幅值是互为反向的。由  $E(t)$  和  $E(t-\tau)$  的取值可以列出  $M(t)$  和  $M'(t)$  的真值表, 如表 1 所示。

表 1  $M(t)$  和  $M'(t)$  的真值表

$E(t)$	$E(t-\tau)$	$M(t)$	$M'(t)$
-1 (0)	-1 (0)	0 (1)	0 (0)
-1 (0)	+1 (1)	0 (1)	0 (0)
+1 (1)	-1 (0)	-4 (0)	+4 (1)
+1 (1)	+1 (1)	0 (1)	0 (0)

由表 1 可知,  $M'(t) = E(t)\overline{E(t-\tau)}$ ,  $M(t) = \overline{E(t)} + E(t-\tau) = E(t)\overline{E(t-\tau)}$ , 虽然  $M(t)$  和  $M'(t)$  的幅值是互为反向的, 但二者的功率相同, 于是可以认为, 生成  $M(t)$  和  $M'(t)$  的 2 个 FWM 过程都相当于执行了逻辑“与”(AND)的操作。

将 FWM<sub>1</sub> 生成的 2 个 AND 结果经由傅里叶光学滤波器 (FD-OP, Fourier domain-optical filter) FD-OP<sub>1</sub> 滤出, 把其中一个 AND 结果  $I_{\text{AND-12}}(z, t)$  经 TDL2 延迟 2 个符号的时间  $2\tau$  后与未经延迟的 AND 结果  $I_{\text{AND-11}}(z, t)$  通过 MUX 耦合, 即进入最后一个主要过程——FWM<sub>2</sub>。

在 FWM<sub>2</sub> 中, 经 EDFA<sub>2</sub> 放大后的耦合信号耦合进 HNLF<sub>2</sub> 中再经历一次 FWM 过程, 可在中心频率  $2(2f_1 - f_2) - (2f_2 - f_1) = 5f_1 - 4f_2$  处生成闲频信号  $I_{\text{AND-2}}(z, t)$ , 如图 2 所示。则输入信号  $I_{\text{AND-11}}(z, t)$ 、 $I_{\text{AND-12}}(z, t-2\tau)$  和生成的闲频信号  $I_{\text{AND-2}}(z, t)$  应满足如式(10)所示的耦合振幅方程。

$$\begin{cases} \frac{dI_{\text{AND-11}}(z, t)}{dz} = j\gamma |I_{\text{AND-11}}(z, t)|^2 I_{\text{AND-11}}(z, t) \\ \frac{dI_{\text{AND-12}}(z, t-2\tau)}{dz} = j\gamma [2|I_{\text{AND-11}}(z, t)|^2 \cdot \\ I_{\text{AND-12}}(z, t-2\tau) + I_{\text{AND-11}}^2(z, t)\overline{I_{\text{AND-2}}(z, t)}e^{-j\Delta k_2 z}] \\ \frac{dI_{\text{AND-2}}(z, t)}{dz} = j\gamma [2|I_{\text{AND-11}}(z, t)|^2 \cdot \\ I_{\text{AND-2}}(z, t) + I_{\text{AND-11}}^2(z, t)\overline{I_{\text{AND-12}}(z, t-2\tau)}e^{-j\Delta k_2 z}] \end{cases} \quad (10)$$

其中,  $\Delta k_2 = \beta_{\text{AND-12}} + \beta_{\text{AND-2}} - 2\beta_{\text{AND-11}}$ , 其含义与式(5)或式(6)相似。由于  $I_{\text{AND-2}}(z, t)$  是 FWM<sub>2</sub> 过程的结果, 将 FWM<sub>1</sub> 过程生成的完整结果代入后求得的结果将异常复杂, 这里借用式(9)提取的  $M(t)$  和  $M'(t)$  来表示式(10)的求解结果, 如式(11)所示。

$$\begin{aligned} I_{\text{AND-2}}(z, t) &= j\frac{\gamma}{g_2} I_{\text{AND-11}}^2(z, t)\overline{I_{\text{AND-12}}(z, t-2\tau)} \cdot \\ &\sinh(g_2 z) e^{j\left[2\gamma|I_{\text{AND-11}}(z, t)|^2 - \frac{\kappa_2}{2}\right]z} = \\ &j\frac{\gamma}{g_2} - \frac{\gamma^2 c_1^4 c_2^2}{64 g_{11}^2} M^2(t) \sinh^2(g_{11} z) \cdot \\ &e^{j\left[4\gamma|P_{\text{BPSK-P}}(t)|^2 - \kappa_{11}\right]z} \left[-j\frac{\gamma c_2^2 c_1}{8 g_{12}} M'(t-2\tau) \sinh(g_{12} z)\right] \cdot \\ &e^{-j\left[2\gamma|P_{\text{BPSK-N}}(t-3\tau)|^2 - \frac{\kappa_{12}}{2}\right]z} \sinh(g_2 z) \cdot \\ &e^{j\left[2\gamma|I_{\text{AND-11}}(t)|^2 - \frac{\kappa_2}{2}\right]z} = -\frac{\gamma^4 c_1^5 c_2^4}{512 g_{11}^2 g_{12} g_2} M^2(t) M'(t-2\tau) \cdot \\ &\sinh^2(g_{11} z) \sinh(g_{12} z) \sinh(g_2 z) e^{j\left[4\gamma|P_{\text{BPSK-P}}(t)|^2 - \kappa_{11}\right]z} \cdot \\ &e^{-j\left[2\gamma|P_{\text{BPSK-N}}(t-3\tau)|^2 - \frac{\kappa_{12}}{2}\right]z} e^{j\left[2\gamma|I_{\text{AND-11}}(t)|^2 - \frac{\kappa_2}{2}\right]z} \end{aligned} \quad (11)$$

易知, FWM<sub>2</sub> 生成的闲频信号  $I_{\text{AND-2}}(z, t)$  的主要部分将由  $M^2(t)M'(t-2\tau)$  决定。由表 1 可知,  $M^2(t)M'(t-2\tau)$  的可能取值只有 0 和 +64 这 2 个值, 其中, 只有当  $E(t) = +1$ 、 $E(t-\tau) = -1$ 、 $E(t-2\tau) = +1$  和  $E(t-3\tau) = -1$  时,  $M^2(t)M'(t-2\tau)$  才能取得高电平 +64, 也就是所提系统将只对目标序列 -1,+1,-1,+1 (0101) 输出高电平, 即对该目标序列实现了全光模式匹配功能。显然, 输出高电平的位置也指示了输入序列中目标序列最后一位 1 对应的位置。最后, 直接通过 FD-OP<sub>2</sub> 将带有全光模式匹配结果的闲频信号  $I_{\text{AND-2}}(z, t)$  滤出, 再经过光电探测器 (PD, photodiode) 进行光电转换, 即可从示波器 (OSC, oscilloscope) 中观测到针对目标序列 0101 的识别结果。

需要说明的是, 实现原理虽然说明本文所提系统仅能对目标序列 0101 进行全光模式匹配, 但在本文的实验条件下已能验证其高速性和有效性, 并适用于未来的高速光子防火墙。如果希望对更多任意的目标序列进行全光模式匹配, 则需要重新修改图 1 的器件连接并增加进行 AND 操作的 FWM 过程。文献[10]给出了一种与本文类似的并行识别结构, 但由于多个 AND 操作所用器件太多, 并不适用于本文实验条件下的实验验证。

## 2 仿真验证

### 2.1 仿真平台与参数设计

本文使用光纤传输系统仿真软件 VPI Transmission Maker 9.5 对所提系统进行仿真验证, 系统设置如图 1 所示。为了使仿真系统尽可能地与实验相接近, 仿真时选用的参数几乎都选用了实验所用元器件型号参数的典型值, 如表 2 所示。

表 2	仿真参数
参数	值
LD <sub>1</sub> 中心频率 $f_1$ (中心波长 $\lambda_1$ )	193.067 THz (1 552.792 nm)
LD <sub>2</sub> 中心频率 $f_2$ (中心波长 $\lambda_2$ )	193.333 THz (1 550.651 nm)
LD <sub>1</sub> 和 LD <sub>2</sub> 的线宽/kHz	100
BPSK 信号速率/(Gbit·s <sup>-1</sup> )	42
AWG CH1 输出的信号幅度/V	0.25
电放大器增益和饱和功率	23 dB/8 dBW
IQ-MZM 半波电压 $V_{\text{dc}}$ 和 $V_{\text{RF}}$ /V	8
IQ-MZM 子/母 MZM 消光比	20 dB/22.5 dB
IQ-MZM 插入损耗/dB	7
EDFA <sub>1</sub> 和 EDFA <sub>2</sub> 饱和功率/dBm	23
EDFA <sub>1</sub> 和 EDFA <sub>2</sub> 噪声系数/dB	4.0
HNLF <sub>1</sub> 和 HNLF <sub>2</sub> 长度/m	200
HNLF <sub>1</sub> 和 HNLF <sub>2</sub> 色散 (1 550 nm)	0 ps/(nm·km)
HNLF <sub>1</sub> 和 HNLF <sub>2</sub> 色散斜率 (1550nm)	0.03 ps/(nm <sup>2</sup> ·km)
HNLF <sub>1</sub> 和 HNLF <sub>2</sub> 非线性克尔系数 $n_2/(m^2 \cdot W^{-1})$	$3.264 \times 10^{-20}$
HNLF <sub>1</sub> 和 HNLF <sub>2</sub> 模场有效面积 $A_{\text{eff}}/\mu\text{m}^2$	13.23
FD-OP <sub>1</sub> 的 2 个中心频率/THz	192.8/193.6
FD-OP <sub>2</sub> 中心频率/THz	192.0
FD-OP <sub>1</sub> 和 FD-OP <sub>2</sub> 带宽/GHz	100
PD 响应度/(A·W <sup>-1</sup> )	0.65
PD 暗电流/nA	5
PD 热噪声/(A·Hz <sup>1/2</sup> )	$1 \times 10^{-12}$

表 2 中给出的条目是依照仿真软件对元器件的设置参数, 可以与工程上常用的参数互相转化, 如电放大器 (EA, electrical amplifier) 的饱和功率可以指明输入 IQ-MZM 中的信号最大幅度

$E_{\text{Max}} = \sqrt{\frac{8}{10^{10}} \text{W} \times 1\Omega} \approx 2.51 \text{V}$ 。由式(9)的假设可知, 理想的  $E_{\text{Max}} = V_{\text{RF}}/\pi \approx 2.55 \text{V}$ , 这里依照表 2 设置的参数与该值已十分接近。式(5)、式(6)和式(10)中提到的 HNLF 非线性参量如式(12)所示。

$$\gamma = \frac{2\pi n_2}{\lambda_c A_{\text{eff}}} = \frac{2\pi \times 3.264 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}}{1550 \text{ nm} \times 13.23 \mu\text{m}^2} \approx 10 \text{ W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1} \quad (12)$$

### 2.2 仿真结果

根据表 2 的参数设置, 假设 8 位 BPSK 信号的输入序列为 11010100。这里首先验证逼近式(9)的假设条件。2.1 节的参数设置已经说明了 EA 的饱和功率设置将使  $E_{\text{Max}}$  逼近式(9)的假设条件。此时得到的正反向 IM 信号如图 3 所示。从图 3 中可以看到, 2 个 IM 信号互为反向且调制器的输出最小值非常接近 0, 或者说, BPSK 信号转化成的正反向 IM 信号的调制深度应足够接近 1, 这时才能足够逼近式(9), 最终得到正确的全光模式匹配结果; 同时, 这个条件也可以在实验验证时作为正反向 IM 信号质量测量结果的参考。

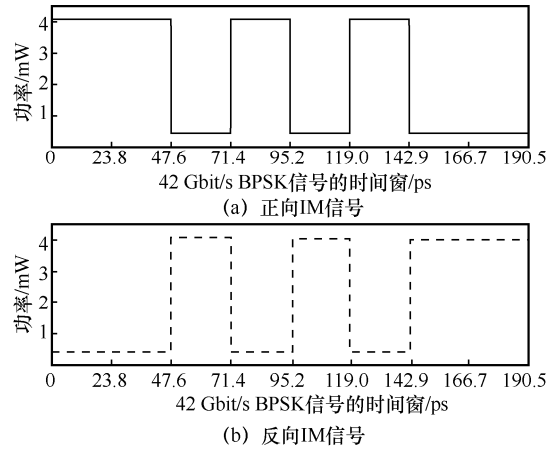


图 3 正向 IM 信号  $P_{\text{BPSK-P}}(t)$  和反向 IM 信号  $P_{\text{BPSK-N}}(t)$

在近似满足了式(9)的假设条件后, 分别设置 3 个 8 位 BPSK 信号的输入序列为 11010100、11001100 和 10011100。根据第 1 节实现原理可知, 本文设计的系统仅能识别目标序列 0101, 这 3 个输入序列的设置将指明所提系统对目标序列中的比特位置调换 (0011) 和仅发生一个比特改变 (0111) 的相似目标序列的处理能力, 其结果如图 4 所示。从图 4 中可以看到, 只有特定的目标序列 0101 才能输出高电平的全光模式匹配结果脉冲。对比图 3 可知, 脉冲出现的位置就是目标序列的最后一位在输入序列中对应的位置。在 8 位输入序列的举例中, 可假设高电平全光模式匹配结果脉冲的判决阈值为 0.03 A, 如图 4 所示。这也证明了所提系统具有全光模式匹配的能力。

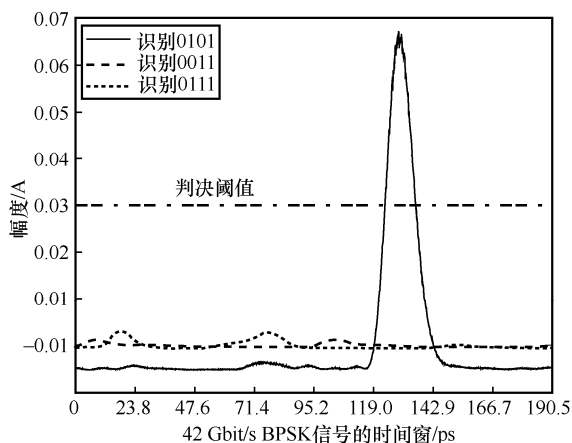


图 4 8 位输入序列中针对不同目标序列的识别结果与判决阈值

接下来,随机设置 512 位 BPSK 信号的输入序列,以此验证所提系统的可行性。考虑到 4 位目标序列 0101 可能在随机设置的输入序列中出现多次,结果可能出现许多个高电平脉冲,这里首先使用眼图来验证,结果如图 5 所示。从图 5 可以发现,在最佳判决时刻(大约 36 ps),眼图具有 2 个较大的张口,但其中高的张口(0.12 A 以上的张口)比低的张口(0.02 A 以下的张口)大很多。易知,高张口代表全光模式匹配结果的高电平脉冲,而低张口应是其他原因造成的干扰。这个问题很好解决,只要提高全光模式匹配结果高电平脉冲的判决阈值即可。将判决阈值设置为最大张口的最小值与最小张口的最大值的均值,约 0.06 A,即可避开低张口的干扰,从而找到正确的识别位置。将判决阈值直接应用到 512 位输入序列的时域全光模式匹配结果,如图 6 所示。经查验知,图 6 的每个高电平脉冲都指明了目标序列 0101 的最后一位 1 在输入序列中的正确位置,这验证了所提系统的可行性。

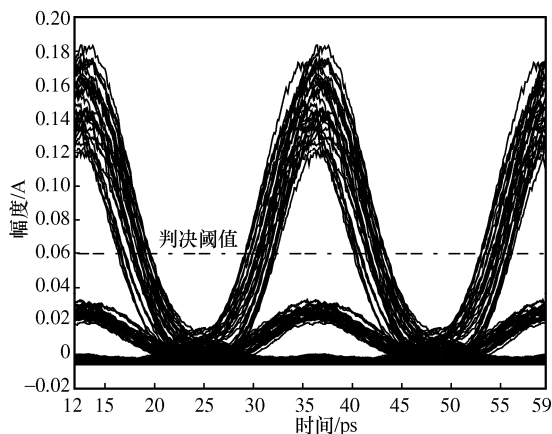


图 5 512 位随机输入序列全光模式匹配结果眼图

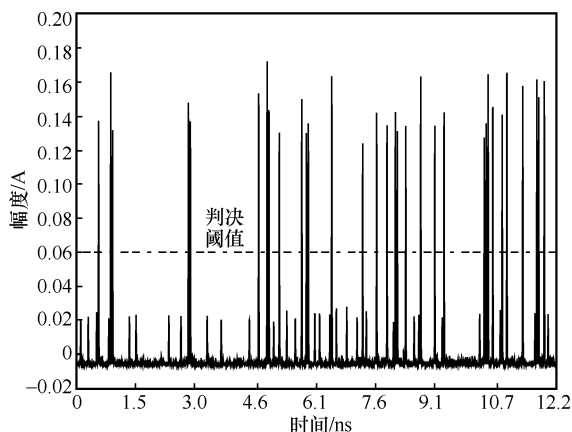


图 6 512 位随机输入序列全光模式匹配结果

综上所述,本文所提系统能够从一段有限长度的输入序列中正确地识别目标序列,且表征全光模式匹配结果的高电平脉冲输出的位置就是目标序列的最后一位在输入序列时间窗中的对应位置,实现了 BPSK 信号的全光模式匹配。

### 3 实验验证

#### 3.1 仪器/元器件的型号及参数配置

本文还对所提系统进行了实验来验证针对 BPSK 信号的全光模式匹配。实验所用的主要仪器/元器件的型号及主要参数如表 3 所示。

表 3 实验所用的主要仪器/元器件的型号及主要参数

仪器/元器件	型号及主要参数
AWG	Keysight M8196A 92 GS/s
EA	SHF S807C 23 dB/18 dBm
IQ-MZM	Fujitsu FTM7961EZ 8 V
EDFA	Amonics AEDFA-IL-23dB-FA 23 dBm
HNLF	YOFC NL-1550-Zero
FD-OP	Finisar WaveShaper 4000 A
PD	Finisar MPRV1331A 31 GHz
OSC	Keysight DSOZ594A 80 GS/s

参数配置直接按照图 1 所示的系统进行连线,按照第 1 节实现原理中所述的偏置点设置 IQ-MZM 的工作 DC 和 TDL 的延迟,AWG 输出的 BPSK 输入序列设为 11010100。

实验过程中,2 个 IQ-MZM 的偏置点设置可能随着温度、机械振动等环境因素缓慢变化,但短时间内仍能保持准确设置偏置点,本文实验验证也是在这种情况下进行的。如需保持 IQ-MZM 偏置点设置的长期稳定以保证所提系统长期稳定的使用,可选用如文献[22]中所采用的偏置点稳定产品。

### 3.2 实验结果

最终 OSC 中输出的实验结果如图 7 所示。输出的结果是不断重复的高电平脉冲,这是因为 AWG 必须要循环输出 8 位 BPSK 信号的输入序列。这并不会对最后的全光模式匹配结果造成影响,只是会以固定周期循环输出表征全光模式匹配结果的高电平脉冲。通过 OSC 的  $M_1$  和  $M_2$  这 2 个标记可以看到,这种循环的周期约为 187.5 ps,与 42 Gbit/s 8 位 BPSK 信号的输入序列时间长度 190.48 ps 几乎一致。

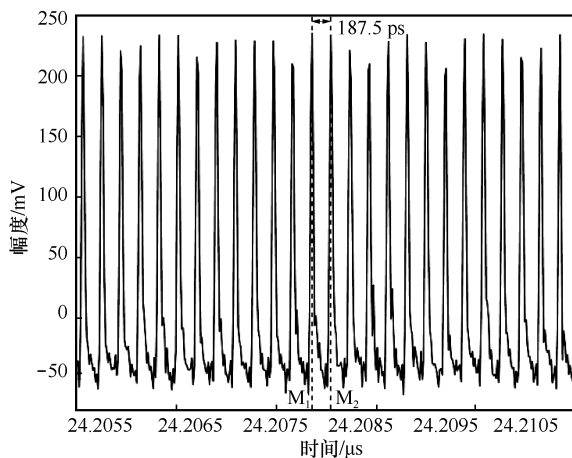


图 7 OSC 中输出的实验结果

为了进一步说明图 7 所示的高电平脉冲就是全光模式匹配的结果,这里放大该脉冲,结果如图 8 所示。通过  $M_1$  和  $M_2$  这 2 个标记可以看到,该脉冲的周期约为 25 ps,与 42 Gbit/s BPSK 信号的一个符号周期 23.81 ps 近似相等,更说明了该脉冲就是表征全光模式匹配结果的高电平脉冲。这也验证了针对 4 位目标序列的 42 Gbit/s BPSK 信号的全光模式匹配。

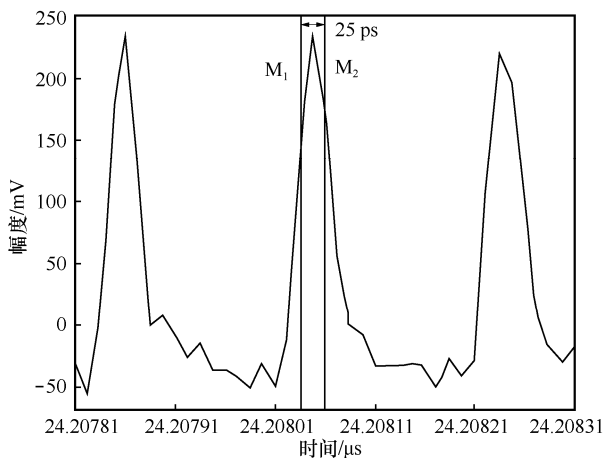


图 8 放大图 7 所示的高电平脉冲

综上,实验进一步验证了所提系统进行全光模式匹配的能力,可在一段 8 位长的 42 Gbit/s BPSK 输入序列中识别出 4 位长的目标序列。高速的全光模式匹配处理使之能够适用于对数据速率要求较高的光子防火墙。

### 4 结束语

本文对光子防火墙中针对 BPSK 信号的全光模式匹配系统进行了深入研究,设计了速率高达 42 Gbit/s 的 BPSK 全光模式匹配系统,详细分析了其实现原理,并通过仿真和实验验证了所提系统的有效性。仿真和实验都表明,所提系统能够在一段 8 位长的 42 Gbit/s BPSK 信号中识别出 4 位长的目标序列,且全光模式匹配结果的高电平脉冲指明了目标序列的最后一位在输入序列中的对应位置,全光的处理和高速的特性使所提系统能够适用于光子防火墙。但也应注意到,所提系统通过给 BPSK 信号添加相干载波产生调制深度较深的 IM 信号,这在实际的 BPSK 信号的处理节点可能需要对相干载波进行锁相才能实现;另外,全光模式匹配结果虽然出现了高电平脉冲,但循环的输出结果却很难判断高电平脉冲的具体位置,这说明处理节点需要与 BPSK 信号发送端保持高度的时间同步。随着技术的发展,以上 2 个问题将在未来研究中逐步解决。

### 参考文献:

- [1] LI X, LIU Y K, ZHAO Y L, et al. End-to-end service provisioning based on extended segment routing in multi-domain optical networks of F5G[J]. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2022, 14(7): 550-561.
- [2] MA P Y, WU B, SHASTRI B J, et al. Steganographic communication via spread optical noise: a link-level eavesdropping resilient system[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(23): 5344-5357.
- [3] KITAYAMA K I, SASAKI M, ARAKI S, et al. Security in photonic networks: threats and security enhancement[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2011, 29(21): 3210-3222.
- [4] FOK M P, WANG Z X, DENG Y H, et al. Optical layer security in fiber-optic networks[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2011, 6(3): 725-736.
- [5] DAHAN D, MAHLAB U. Security threats and protection procedures for optical networks[J]. *IET Optoelectronics*, 2017, 11(5): 186-200.
- [6] WANG D S, WU Z M, ZHANG M, et al. Multifunctional all-optical signal processing scheme for wavelength-division-multiplexing multicast, wavelength conversion, format conversion, and all-optical encryption using hybrid modulation format exclusive-OR gates based on four-wave mixing in highly nonlinear fiber[J]. *Applied Optics*, 2018, 57(7): 1562-1568.
- [7] YANG Z, KE J X, ZHUGE Q B, et al. Coherent chaotic optical communication of 30 Gb/s over 340-km fiber transmission via deep

- learning[J]. Optics Letters, 2022, 47(11): 2650-2653.
- [8] WEBB R P, DAILEY J M, MANNING R J, et al. All-optical header processing in a 42.6 GB/s optoelectronic firewall[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2012, 18(2): 757-764.
- [9] 黄善国, 李新, 唐颖, 等. 高速光子防火墙关键技术综述[J]. 通信学报, 2019, 40(9): 157-167.  
HUANG S, LI X, TANG Y, et al. Overview of the key technology of photonic firewall at high speed[J]. Journal on Communications, 2019, 40(9): 157-167.
- [10] LI X, GUO J F, TANG Y, et al. Parallel all-optical binary recognition system for short sequence detection applied in photonic firewall[C]//2019 Asia Communications and Photonics Conference (ACP). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-3.
- [11] LIU Y, HUANG S G, LI X. Photonic firewall oriented fast all-optical binary pattern recognition[C]//Proceedings of 2020 International Conference on Optical Network Design and Modeling (ONDM). Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-4.
- [12] LIU Y, LI X, TANG Y, et al. Binary sequence matching system based on cross-phase modulation and four-wave mixing in highly nonlinear fibers[J]. Optical Engineering, 2020, 59: 105103.
- [13] SHI Z C, LI X, TANG Y, et al. Reconfigurable all-optical binary pattern matching for OOK and BPSK modulation formats[C]//Proceedings of Asia Communications and Photonics Conference 2021. Washington: OSA, 2021: 1-3.
- [14] TANG Y, LI X, HOU H J, et al. A novel architecture based on highly nonlinear fiber for all-optical binary pattern matching system[C]//Proceedings of 2021 19th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON). Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-3.
- [15] XU K H, LI X, TANG Y, et al. Serial-parallel combined all optical sequence matching system using highly nonlinear fibers for photonic firewall[J]. Optik, 2021, 244: 167571.
- [16] ZHANG Q H, GONG X X, GUO L. All-optical pattern recognition of QPSK signals for high speed optoelectronic firewalls[C]//Proceedings of 2020 Asia Communications and Photonics Conference (ACP) and International Conference on Information Photonics and Optical Communications (IPOC). Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-3.
- [17] GONG X X, ZHANG Q H, ZHANG X, et al. Security issues and possible solutions of future-oriented optical access networks for 5G and beyond[J]. IEEE Communications Magazine, 2021, 59(6): 112-118.
- [18] KANG I, RASRAS M, DINU M, et al. All-optical byte recognition for 40-gb/s phase-shift-keyed transmission using a planar-lightwave-circuit passive correlator[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2008, 20(12): 1024-1026.
- [19] RASRAS M S, KANG I, DINU M, et al. A programmable 8-bit optical correlator filter for optical bit pattern recognition[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2008, 20(9): 694-696.
- [20] KAKARLA R, VENKITESH D. Demonstration of optical header recognition for BPSK data using novel design of logic gates[J]. Optics Communications, 2016, 363: 117-122.
- [21] AGRAWAL G P. Nonlinear fiber optics[M]. 5th edition, Boston: Academic Press, 2013.
- [22] ZHAI W L, WEN A J, GAO Y S, et al. An ultraefficient broadband photonic channelizer based on polarization-division multiplexing and integrated dual-polarization coherent detection receiver[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2022, 70(3): 1821-1831.

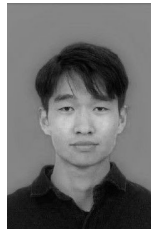
## [作者简介]



张琦涵 (1994- ), 男, 辽宁沈阳人, 东北大学博士生, 主要研究方向为安全光传输、光纤非线性和光信号处理。



巩小雪 (1988- ), 女, 黑龙江绥化人, 博士, 重庆邮电大学副教授, 主要研究方向为无源光网络、相干光通信和安全光传输。



李瑞 (1997- ), 男, 河北霸州人, 重庆邮电大学博士生, 主要研究方向为安全光传输和全光信号处理。



李新 (1986- ), 男, 山东枣庄人, 博士, 北京邮电大学副教授, 主要研究方向为数据中心光网络、光网络生存性、光网络安全、软件定义的光网络等。



黄善国 (1978- ), 男, 山东淄博人, 博士, 北京邮电大学教授, 主要研究方向为多维光交换与光网络理论与技术、智能光交换与数据光网络、光网络规划与优化技术、高频光载无线系统等。



郭磊 (1980- ), 男, 四川眉山人, 博士, 重庆邮电大学教授, 主要研究方向为光通信网络和无线通信网络。