

高速光通信中的全光数字信号处理技术

王智

北京交通大学理学院, 北京 100044

摘要 2016年美国光纤通讯展览会及研讨会(OFC)报道了光传输速率 105.1 Tbit/s、传输距离 14350 km 的实验方案, 高速光传输技术日渐成熟丰富, 全光交换成为全光网的关键。光交换网络节点对高速光信号进行处理, 主要包括全光逻辑、波长变换、全光缓存、全光计算等核心全光信号处理技术。本文在课题组研究工作基础上, 介绍现代高速光通信中全光数字信号处理技术。

关键词 高速光通信; 全光数字信号处理; 全光交换; 全光缓存; 光子神经元

为了满足人类对信息的需求, 语音、数据和视频业务量持续爆炸式增长, 海量多媒体信息需要传输、交换和存储。目前信息的传输速率已经超过单通道 400 Gbit/s, 单纤容量已超过 100 Tbit/s, 光通信的优势凸显, 人们已经开始致力于实现通信网络的全光化。光通信网络的蓬勃发展依赖于两大核心技术的突破——高速光传输技术和全光交换技术。在传输层, 光时分复用(OTDM)技术、密集波分复用(DWDM)技术、多芯少模空分复用(SDM)技术、结合高级调制码型技术提高了单个码元的信息容量。2016年美国光纤通讯展览会及研讨会(OFC)报道了光传输速率 105.1 Tbit/s、传输距离 14350 km 的实验方案^[1]。在交换层, 需要对高速光信号进行快速处理, 主要包括全光缓存、全光计算和全光逻辑等核心全光信号处理技术。

全光交换网络中, 光信号在通过光交换单元时, 不需要经过光电、电光转换。因此不受检测器、调制器等光电器件响应速度的限制, 对比特率和调制方式透明, 可以大大提高交换单元的信息吞吐量。高速光传输技术快速发展的同时, 全光交换技术成为全光网的关键。光交换技术可分为光的电路交换(OCS)和光分组交换(OPS)两种类型。光的电路交换类似传统的电路交换技术, 采用光交叉连接(OXC)、光分插复用器(OADM)等光器件设置光通路, 中间节点不需要使用光缓存, 主要分为: 光时分交换、光波分交换、光空分交换及光码分交换。未来的光网络要求支持多粒度的业务, 其中小粒度的业务为主要业务, 光的电路交换在光子层面的最小交换单元是整条波长通道上的流量, 很难按照用户的需求灵活进行带宽的动态分配, 所以光分组交换应运而生, 包括光突发交换(OBS)、光标记交换(OLS)和光分组交换(OPS)。

光标记交换的节点模型如图 1^[2]所示。波长为 λ_1 的光信号(光标记和数据包)经过 1×2 分束器, 一路做时钟恢复, 另一路进行光标记与数据包分离, 数据包进行缓存, 时钟信号控制产生同步单脉冲, 与光标记一同进入光相关器(全光异或逻辑), 与本地地址比较并产生匹配脉冲, 输入新标记发生器和全光触发器(AOFF), 新的光标记与缓存输出数据包合并。触发器阵列输出相应波长(如 λ_2), 通过波长变换器将新的(光标记+数据包)信息转载到 λ_2 上, 最终实现光标记交换。由这个例子可以看出, 全光数字信号处理技术是光交换的关键, 包括全光逻辑、全光波长变换和全光缓存。

全光信号处理主要利用全光方法对光信号进行处理, 比如利用光信号对另一个光信号的振幅、相位或啁啾信息进行变换和控制。在光通信中, 全光信号处理的范围比较大, 涉及到全光放大、全光缓存、全光逻辑、波长变换、信号再生及复用、解复用等多个环节。通过全光信号处理技术, 可以克服“电子瓶颈”、提高网络速率、提高带宽利用率等。因此, 全光信号处理技术是未来光通信网络的基石, 在光网络中具有极其重要的作用。

目前常用的全光信号处理元件主要有高非线性光纤、半导体光放大器(SOA)、电吸收调制器(EAM)、光纤布拉格光栅(FBG)及硅基集成器件等, 主要是利用这些元件的非线性效应进行全光信号处理。高非线性光纤是一种具有很高非线性性的光纤器件, 它同时还有很小的群速度色散, 其非线性效应响应速度很快, 光信号处理速率可大于 1 Tbit/s^[3-5]。高非线性光纤是无源器件, 其优点是在信号处理中不会引入附加噪声, 但缺点是其对光信号没有放大作用, 而且为得到较好的非线性效应, 所需光纤的长度较长, 所以器件一般体积较大,

收稿日期: 2016-06-30; 修回日期: 2016-07-20

作者简介: 王智, 教授, 研究方向为全光信号处理、高速光通信及相关的集成光电子器件, 电子信箱: zhiwang@bjtu.edu.cn

引用格式: 王智. 高速光通信中的全光数字信号处理技术[J]. 科技导报, 2016, 34(16): 121-138; doi: 10.3981/j.issn.1000-7857.2016.16.016

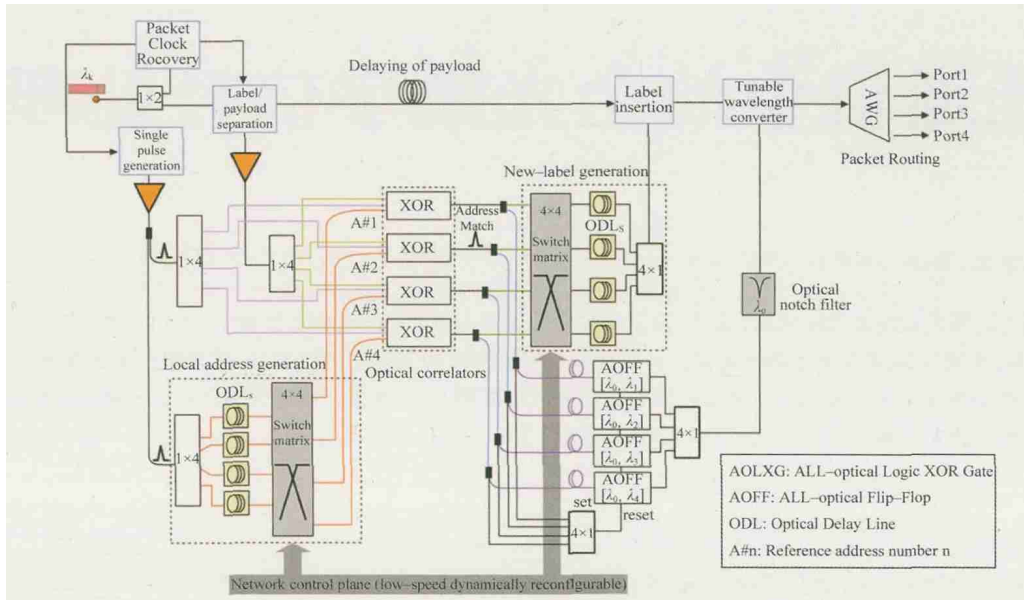


图1 光标记交换节点模型

Fig. 1 Node model of optical label swapping

不易与其他元器件进行集成。半导体光放大器 SOA 在全光信号处理上有明显的优势:它具有光放大的作用,输入 SOA 的光功率可以比较小,并且输出光功率较高;SOA 的非线性很强,因此全光信号处理能力高;SOA 的体积较小、与其他光学器件容易集成,因此是目前应用于全光信号处理的主要器件。由于上述优势,SOA 受到国内外科技界的广泛关注^[6-7]。

1 全光逻辑与全光波长变换

1.1 全光逻辑

目前常用的逻辑门技术主要分为 2 类,一类只依靠 SOA 自身的非线性效应来完成逻辑运算,如交叉相位调制(XPM)、交叉增益调制(XGM)和四波混频效应(FWM)等;另一类主要借助基于光纤结构或波导结构的干涉仪,如 Sagnac 干涉仪、MZI 干涉仪、迈克尔逊干涉仪和超高速非线性干涉仪等。

1.1.1 基于交叉增益调制效应的全光逻辑

SOA 中的交叉增益调制效应带来增益饱和效应,当 SOA 被高强度脉冲激励至增益饱和状态时,小信号脉冲经过 SOA 时将不再获得增益放大,等效为当泵浦光为“0”时,探测光才能通过 SOA。图 2 为利用 2 个 SOA 并联得到异或逻辑 XOR,其中信号 A 作为探测光,信号 B 作为泵浦光,SOA1 中输入信号 B 的功率远大于信号 A 的功率。SOA1 实现了 $\overline{A}B$ 的逻辑运算。同理,信号 B 作为探测光,信号 A 作为泵浦光 SOA2 实现了 $A\overline{B}$ 的逻辑运算。将 SOA1 与 SOA2 输出的信号通过耦合器直接耦合或运算,便可得到异或逻辑。该方案不需要额外的光源,易于实现^[8-10]。

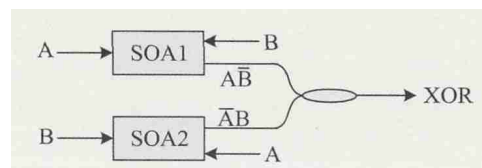


图2 基于交叉增益调制的全光异或逻辑

Fig. 2 All optical XOR based on XGM of SOA

1.1.2 基于 MZI 干涉仪的全光异或逻辑

如图 3^[11]所示,SOA1 和 SOA2 对称地放置在 MZI 干涉仪两臂,两路信号 λ_1 和 λ_2 分别输入 MZI 的端口 1 和端口 2,另一波长 λ_{cw} 的连续光输入 MZI 的端口 3。在 MZI 中,两路信号 λ_1 和 λ_2 分别调制 SOA1 和 SOA2 的载流子浓度及其引起的折射率变化,因此,连续光通过上下 2 个 SOA 时产生相位调制。连续光发生干涉相长或相消取决于上下 2 个 SOA 中 2 路信号之间的非线性相位差,也就是说信号光通过影响连续光所经历的非线性相位差来实现全光异或逻辑功能。利用这个方案实现全光异或逻辑,通常需要 2 个 SOA,而且对 2 个干涉臂的要求较高。

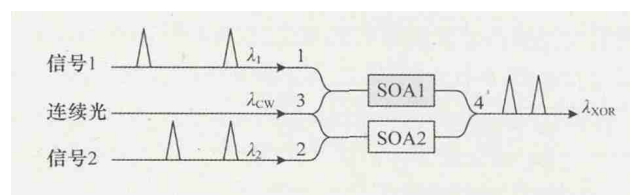


图3 基于 MZI 干涉仪的全光异或逻辑

Fig. 3 All optical XOR based on MZI

1.1.3 基于迈克尔逊干涉仪的全光异或逻辑

基于迈克尔逊干涉仪(MI)实现异或逻辑的方案如图4^[12]所示。此方案采用波导结构,2个SOA分别位于波导的两臂上,信号 λ_1 和 λ_2 分别由端口1和端口2进入系统,连续光从端口3输入。两路信号 λ_1 和 λ_2 分别调制上下2个SOA的载流子浓度及其引起的折射率变化。与基于MZI实现异或逻辑的方案不同的是,连续光从端口3输入,分别经过2个SOA经历不同的相位调制,在SOA端面被反射回来。不同的输入信号1和输入信号2,使得连续光发生干涉相长或干涉相消,仍然从端口3输出。与SOA-MZI结构类似,只有当信号 λ_1 和 λ_2 不同时,端口3才有脉冲输出,其余情况均无干涉信号输出,因此实现了信号 λ_1 和 λ_2 的异或运算。

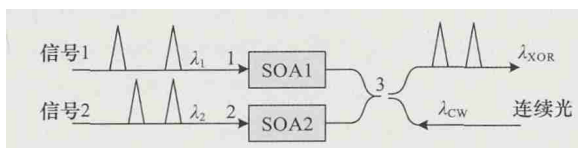


图4 基于迈克尔逊干涉仪的全光异或逻辑

Fig. 4 All optical XOR based on MI

1.1.4 基于超快非线性干涉仪的全光异或逻辑

超快非线性干涉仪(UNI)采用的是单臂干涉结构,将SOA作为非线性元件(图5^[13])。信号脉冲从左端进入UNI,经过第一个保偏器(PSI)后保持一定方向的偏振态,然后经过一段双折射光纤(BRF1)后分离成具有不同偏振态并且相互正交同时具有一定延时的2路脉冲,2路脉冲先后进入SOA,被SOA放大后,获得的增益和相移也会发生变化。2路脉冲从SOA输出后,经过50:50耦合器,随后经过第2段双折射光纤(BRF2),第2段双折射光纤的快慢轴与第1段双折射光纤正交,因此2路光脉冲重合。经过第2个PSI后,2路脉冲获得一致的偏振方向并发生干涉,干涉结果从OUT端口输出。若左端输入的信号光功率较低,而从右端的控制端口入射的信号光功率比较高,在左端的前一脉冲先经过SOA后,后一个光脉冲进入SOA之前,UNI右端的控制端口输入控制脉冲,并通过耦合器输入到SOA,接着相互正交的后一个脉冲再通过SOA。由于左端的前一个入射脉冲光强度较小,SOA不会产生增益非线性,而左端的后一脉冲将会遇到强的控制脉冲导致的SOA增益非线性,从而获得附加相移。因此,当2路脉冲经过快慢轴与双折射光纤BRF1正交的BRF2后,重新在时间上重叠。由于2路脉冲有一相位差,当它们通过45°检偏器,即第2个PSI后,将发生干涉,从而有输出。反之,如果没有控

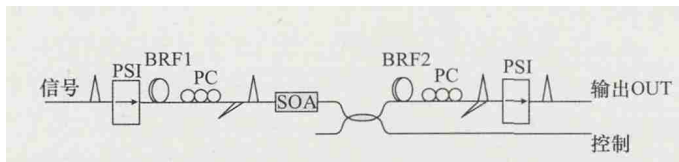


图5 基于超快非线性干涉仪的异或逻辑原理

Fig. 5 All optical XOR based on UNI

制脉冲,那么这2路脉冲将会遇到相同的增益特性,没有相位差,在检偏器中不能形成干涉,因而也就没有输出。

1.2 全光波长变换

全光波长变换技术可把一个波长的光承载的信息较好地加载到另一个波长上,在光的频域内实现信息的切换,从而可以对波长再利用,提高利用率,满足全光通信网络的要求。SOA具有多种非线性效应、所需信号输入功率较小、体积小和便于集成等,因此是非常好的构建全光波长变换器件。

1.2.1 半导体光放大器-交叉增益调制(SOA-XGM)型全光波长变换

SOA的交叉增益调制,是基于SOA的增益饱和效应。基于SOA的XGM效应的波长变换器实验原理如图6^[14]所示。带有调制信息的泵浦光 λ_1 和连续探测光 λ_2 经波分复用器WDM同时耦合注入SOA。由于在放大信号的同时将引起SOA中载流子的消耗,因此会出现增益随注入光功率增大而减小的现象,即增益饱和现象。然后,增益将出现与注入泵浦光相反的调制作用,呈反向调制的增益又对连续光进行调制,从而使连续的探测光波长携带泵浦光的调制信息,实现了调制信息在波长之间的转换。当泵浦信号光为“0”码时,SOA增益正常,连续探测光被正常放大,为“1”码;当信号光为“1”码时,SOA的增益饱和,连续探测光被放大的倍数变小,表现为“0”码,输出的码型与原泵浦信号码型反向。基于XGM的全光波长变换的实现方案简单,只需要一个SOA,具有结构简单、容易实现、转换效率高、输入功率动态范围大和偏振不敏感的优点,但是该结构的输出信号的消光比不够理想,会部分影响信号的质量。

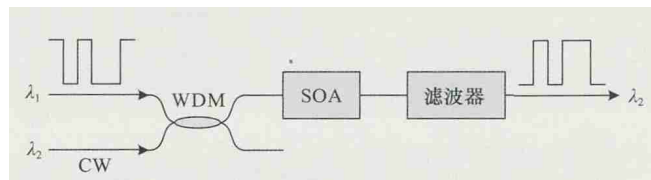


图6 基于SOA-XGM的全光波长变换

Fig. 6 All optical wavelength convertor based on SOA-XGM

1.2.2 半导体光放大器-四波混频效应(SOA-FWM)型全光波长变换

当多束光在SOA中传输的时候,由于非线性作用将产生混频现象,即产生新的波长(图7^[15-16])。2束不同波长的光进入SOA,一束为功率较大的连续泵浦光,频率为 f_p ;另一束为载有信号的信号光,频率为 f_s ,即 $f_p - \omega$, ω 为泵浦光和信号光的频率失谐。2束光同时进入SOA,会对SOA载流子浓度进行调制。通常情况下,泵浦光的功率远大于信号光。介质中的载流子根据入射光强的分布形成一个载流子光栅。由于SOA的三阶非线性作用,满足相位匹配条件就会发生四波混

频,产生新的光波,2束新波长的频率分别为 $2f_s-f_p$ 和 $2f_p-f_s$ 的闲频光和变换光。基于FWM效应的全光波长变换,结构简单,转换速率高,可以同时将一组输入波长变换到另一组输出波长,并且波长混频保留了原始信号和幅度信息,但是这种变换效率较低,因此在实验时通常需要较强的泵浦光。

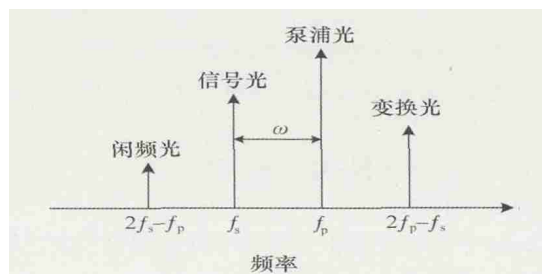


图7 FWM频谱图

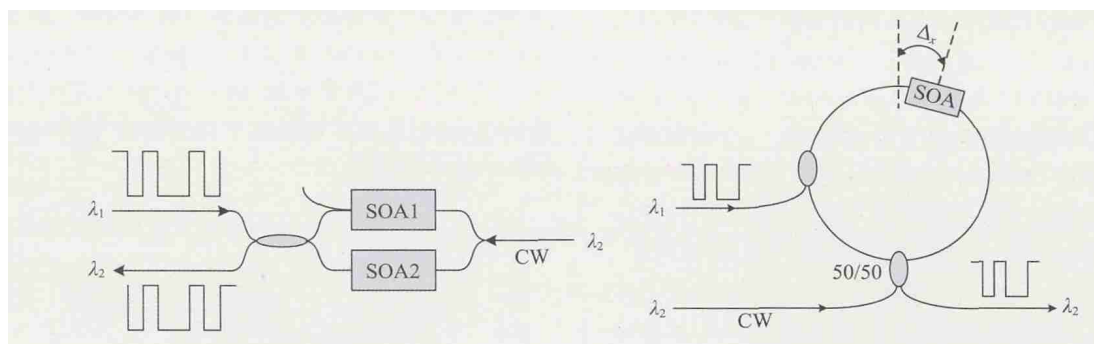
Fig. 7 Spectra of FWM

1.2.3 半导体光放大器-交叉相位调制(SOA-XPM)型全光波长变换

基于交叉相位调制进行波长变换,是利用SOA中载流子浓度变化过程中,随着折射率变化引起相位调制作用实现的。在SOA中,带有信息的信号光引起载流子浓度的变化,而载流子浓度的变化又会引起有效折射率的改变,探测光经过SOA时感受到折射率的变化引起相位的变化,通过合适的

方法将相位变化解调出来,得到强度变化的探测信号,信息从信号光转移到了探测光上,实现了波长变换。目前常用的SOA-XPM型全光波长变换主要是借助基于光纤结构或波导结构的干涉仪,如马赫-曾德尔干涉仪、迈克尔逊干涉仪、超高速非线性干涉仪、太赫兹光学非对称解复用器(TOAD)等。

图8(a)为基于马赫-曾德尔干涉仪(MZI)的XPM型波长变换器^[17-18]。泵浦光 λ_1 携带着调制信息经过耦合器后分别以不同的比例耦合进入2个SOA,连续探测光 λ_2 从另一端通过耦合器进入SOA中。强度调制泵浦光 λ_1 将分别引起2个SOA有源区中载流子浓度的变化,而载流子浓度的变化又会引起有源区有效折射率的变化。连续光 λ_2 经过2个SOA后会携带不同的相位变化信息,再经过干涉仪将相位变化信息转换成强度变化信息,从而实现波长变换。图8(b)为基于太赫兹光非对称解复用器的波长变换器^[19]。连续的探测光 λ_2 经过耦合器分成顺时针和逆时针方向的2束光在环中传播,由于SOA非对称地置于光纤环路中,2路信号在不同时刻经过SOA。由于泵浦光 λ_1 经过SOA之后,引起SOA中载流子浓度变化和折射率的变化,在不同时刻有不同的折射率,因此,探测光在不同时刻经过SOA时将获得不同的相移,顺时针方向和逆时针方向旋转的光在环中旋转一周后将携带不同相移,再次回到耦合器时发生干涉。由此,与泵浦光 λ_1 有关的相位差信息就转换成了探测光 λ_2 上的幅度变化,实现了波长变换。



(a) 基于MZI的波长变换器

(b) 基于TOAD的波长变换器

图8 基于半导体光放大器-交叉相位调制型的全光波长变换

Fig. 8 All optical wavelength converter based on SOA-XPM

1.3 基于全光逻辑和波长变换的伪随机码发生及速率倍增^[20-22]

1.3.1 全光伪随机码发生器

基于TOAD结构的全光伪随机码(PRBS)发生器如图9所示。将DFB1激光器输出波长为 λ_1 的时钟信号经过基于TOAD结构的异或非逻辑门后,其输出光经过EDFA1放大以后作为基于TOAD结构的全光波长变换器的控制光,DFB2出射波长为 λ_2 的连续光。经过波长变换器后, λ_1 上的信号被加载到 λ_2 上,波长为 λ_2 的信号被分成3路,其中1路作为信号输出端,另外2路根据本原多项式 $f(x)=x^{63}+x^{61}+1$,分别延迟63 bit和61 bit后反馈到N-XOR,作为异或非逻辑的2路控制光。

如图10(a)所示,Data A和Data B分别为异或非逻辑的2路控制光对应的波形,速率为10 Gbit/s,占空比为1:1的RZ信号。图10(c)为基于TOAD的波长变换器变换前后的波形图。输入光波长 $\lambda_1=1549.6$ nm,输出光波长 $\lambda_2=1556.1$ nm,速率为10 Gbit/s。

将异或逻辑和波长变换结构如图9级联起来,便构成全光伪随机码发生器。其对应输出的PRBS部分波形如图11(a)所示,图11(b)为其对应的眼图。将产生周期长度为 $2^{63}-1$ 的超长PRBS判决为二进制代码,对应填充 300×300 的位图如图11(c)所示。

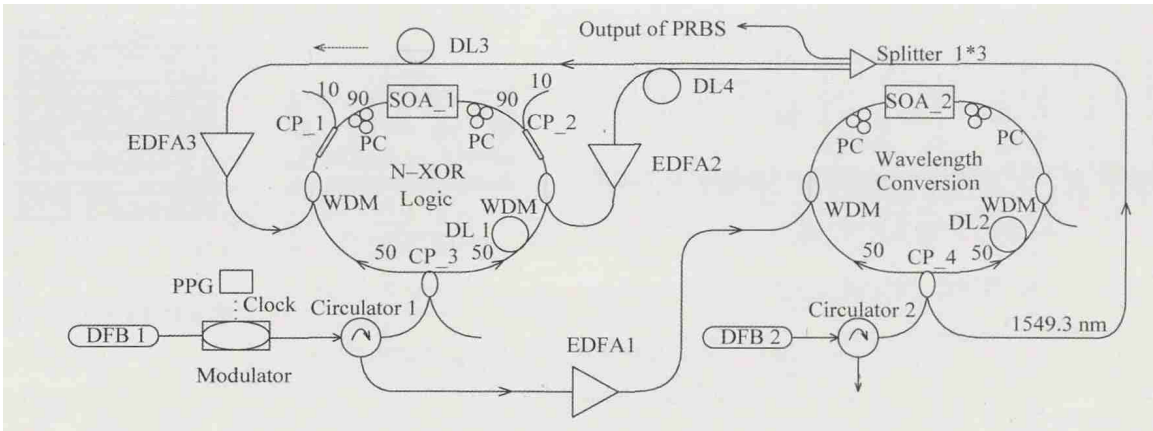
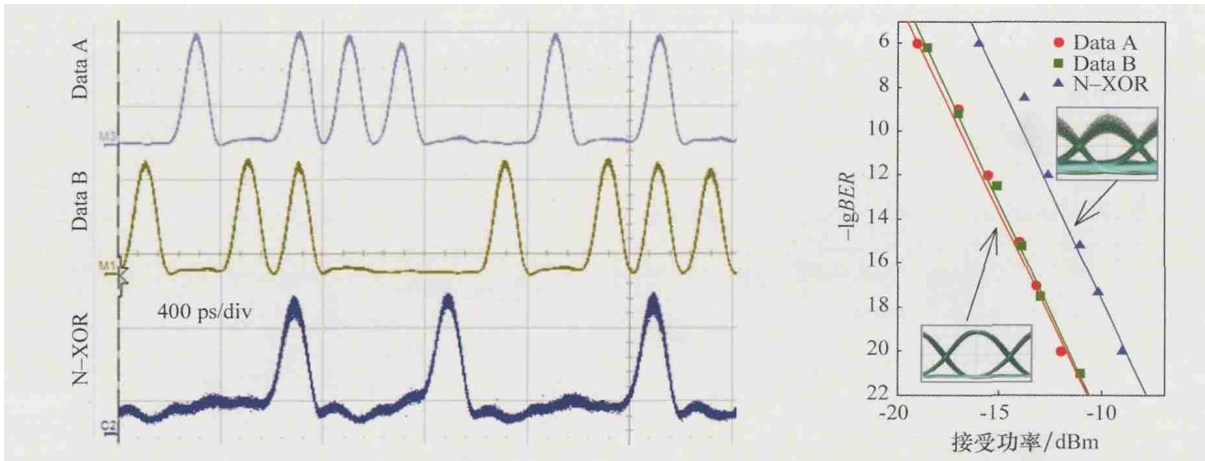
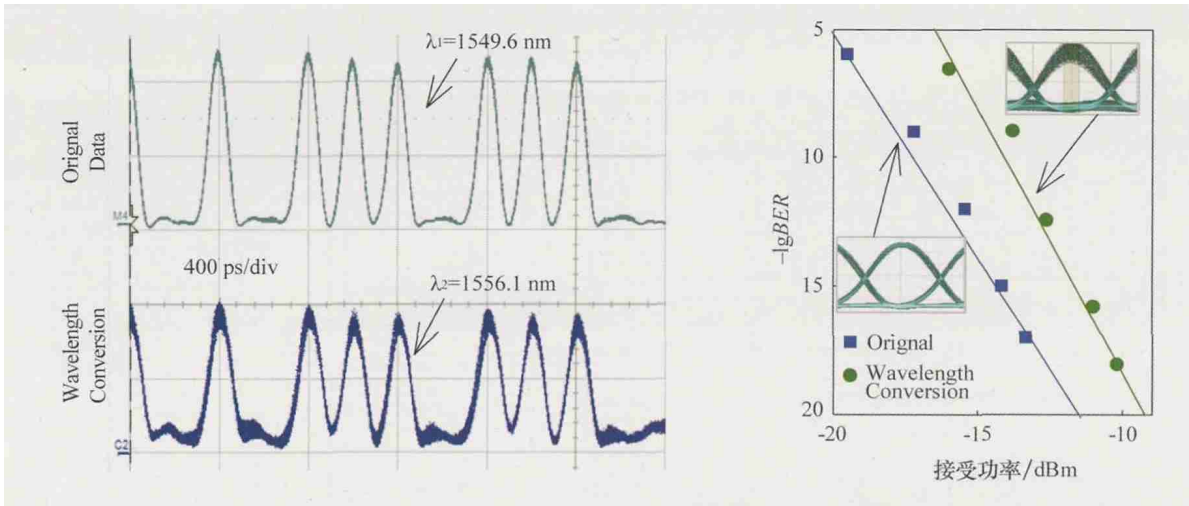


图9 基于TOAD结构的全光伪随机码发生器
Fig. 9 All optical PRBS generator based on TOAD



(a) 异或逻辑的输入输出 (b) 异或逻辑输入输出对应的误码率(BER)和眼图



(c) 波长变换前后波形图 (d) 波长变换前后对应的误码率和眼图

图10 全光伪随机码发生器的信号演化
Fig. 10 Signal evolution in all optical PRBS generator

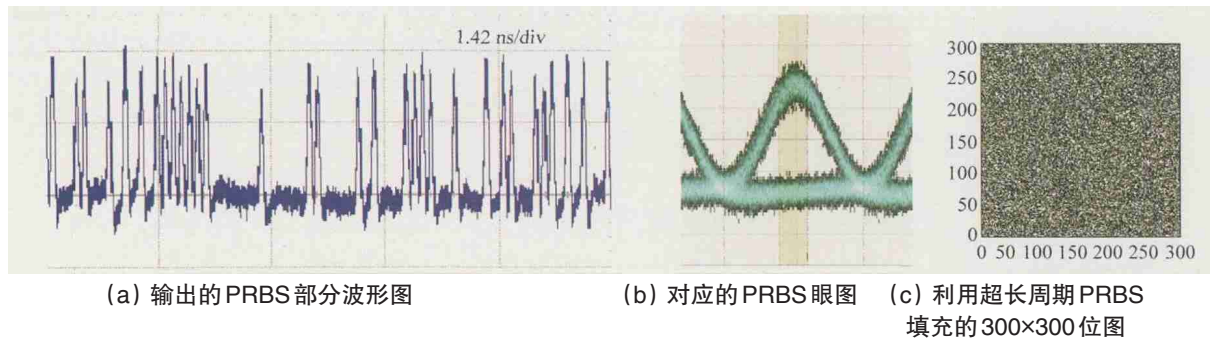


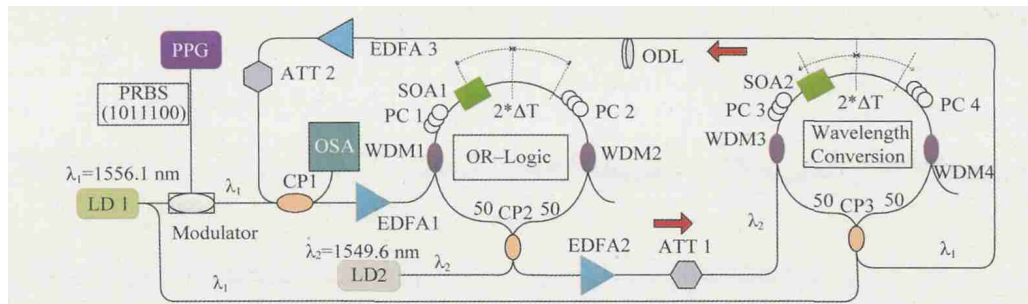
图 11 全光伪随机码发生器的输出信号
Fig. 11 Output signal from all optical PRBS generator

1.3.2 全光伪随机码速率倍增

根据PRBS的性质,低速PRBS信号注入或逻辑门,将输出信号做波长变换后经过一定的延迟反馈,作为或逻辑的另一路输入,通过控制适当的延时,可以对低速PRBS进行速率倍增。延迟量要严格等于 $KT+T/2^n$,其中 K 为任意非负整数, T 为原低速PRBS的周期, 2^n 为提高的速率倍数。该方案的实现需要2个关键技术,一是高速全光或逻辑,二是高速全光波长变换。如图12所示,DFB1输出的激光($\lambda_1=1556.1$ nm)一路经过铌酸锂调制器,调制周期长度为127 bit、速率2.5 Gbit/s的

PRBS归零码($FWHM=50$ ps),经过EDFA1放大后作为或逻辑的一路控制光注入TOAD1中,另一路光($\lambda_1=1556.1$ nm)作为TOAD2的直流光。激光器LD2输出的激光($\lambda_2=1549.6$ nm)作为TOAD1的直流光,TOAD1的输出光经过EDFA2放大和衰减器ATT1的功率控制,作为TOAD2的控制光进行波长变换。TOAD2将波长 λ_2 转换为 λ_1 ,其输出结果经过EDFA3放大和衰减器ATT2的功率控制,作为或逻辑的另一路控制光反馈注入TOAD1中。

结果如图13所示,倍速前后PRBS的速率提高了4倍,由



PC:偏振控制器;ATT:可调衰减器;ODL:可调延迟线;CP:耦合器;WDM:波分复用器;OSA:示波器

图 12 PRBS速率倍增结构
Fig. 12 Bitrate multiplication system

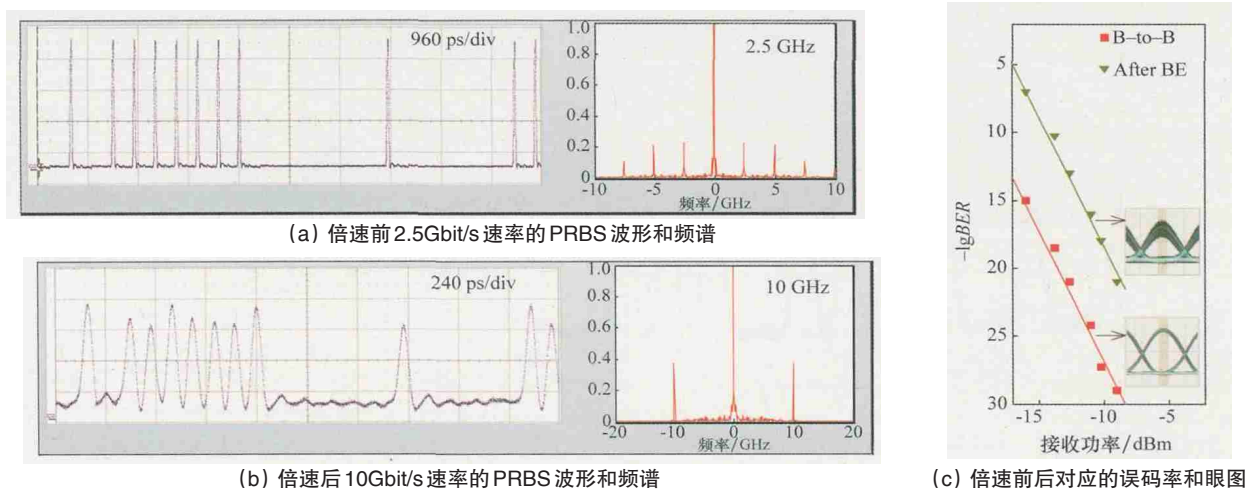


图 13 全光PRBS倍速前后信号
Fig. 13 RBSs signal before/after the all optical multiplication

2.5 Gbit/s 提高到 10 Gbit/s, 误码率略有增加, 部分原因是由于实验中 EDFA 的放大效果不够强, 无法完全补偿或逻辑运算和波长变换造成的功率损耗, 使得逐级反馈的峰值功率递减, 造成消光比下降, 如果换用放大效果足够好的 EDFA, 将能有效增加消光比。

2 全光缓存技术

数据包的缓存技术在全光交换控制中处于重要地位, 全光缓存技术既可以提供可调的缓存时间以便节点进行帧头处理, 同时还可以解决同一端口的竞争问题, 因此全光缓存技术是全光路由控制和解决通道竞争的一个关键技术^[23-24]。目前, 对全光缓存器的研究尚未形成公认的应用模型与技术指标, 但研究方向是一致的。全光缓存器可以分为 2 类, 一类是利用光纤延迟线(FDL)的延迟作用来实现光数据包缓存的全光缓存器, 一类是通过改变介质折射率来降低光速的慢光型全光缓存器^[25]。

2.1 基于光纤延迟线的全光缓存技术

根据结构不同, FDL 型全光缓存器又分为 2 类: 一种使用不同长度的光纤延迟线组合, 光数据包经过不同长度的延迟线后实现时域上的延迟操作; 另一类使用环形光纤单元, 通过控制光开关的开闭来实现光数据包的多圈存储与读出。第一种类型的光缓存器结构简单, 操作简便, 但光数据包只能通过延迟单元一次, 导致缓存器的尺寸较大, 不易集成; 第二种类型的光缓存器可使光信号反复通过环形缓存单元, 延迟时间由延迟线环长和绕行次数决定, 缓存器尺寸大大缩小, 有利于波导集成, 是 FDL 型全光缓存器的发展方向。以下简述几种有代表性的 FDL 型全光缓存器解决方案。

1996 年, 波长变换技术被提出用来进行光纤环路中光数据的缓存^[26]。连接光纤延迟线 2 端的光纤光栅起复用与解复用的作用。这种基于波长变换技术的光纤环路型全光缓存器, 结构较复杂, 需要使用多个昂贵的 SOA 和阵列波导光栅, 目前已少有人问津。

2004 年, 刘爱民等提出基于 3×3 平行排列耦合器的双环耦合光缓存器(Dual-Loop Optical Buffer, DLOB)方案^[27]。该型全光缓存器是第一款完全由环形光纤实现缓存的 FDL 型全光缓存器, 实现了 2.5 Gbit/s 光信号的 32 圈缓存。2007 年, 该型光缓存器实现了四级级联, 实现了 1~9999 个单位延迟的动态延迟范围, 缓存最小粒度为 25 ns^[28]。2004 年, 提出一种具有环形缓存单元分支结构的全光缓存器^[29], 这种结构使用 SOA 光开关组合, 理论上可以实现多种组合的延迟时间, 其成本较高, 且系统的控制难度较大。2008 年, 此结构的全光缓存器在实验上仅仅实现了两级缓存实验^[30]。

2008 年, 程木提出了基于 SOA 非线性偏振旋转(SOA-NPR)效应的 FDL 环形全光缓存器^[31], 它们初步实现了信号光的缓存操作。由于其偏振光开关性能较差, 加上系统本身的偏振态也存在不稳定性等诸多问题, 光信号缓存 12 圈后波形

已劣化严重。

2012 年, 冯震对基于 SOA-NPR 效应的光开关进行了深入研究^[25], 优化了缓存器的系统结构, 通过提高控制电流使缓存过程中的数据光获得了额外增益, 改善了缓存后数据包的信号质量, 最终实现光信号缓存 40 圈的操作, 缓存时间达 16.4 μ s, 缓存粒度为 0.41 μ s。

以上研究的光缓存器方案都是面向传统的 OOK(on-off keying)调制格式, 随着新型调制格式在 100 Gbit/s 及更高速率网络中的应用, 光网络中的交换节点处的全光缓存器也应该适应这一变化。为了适应这种变化, 有 2 个基本思路, 一是将 PSK(phase shift keying)信号通过解调转换为 OOK 信号, 然后采用基于 OOK 信号的全光缓存技术; 另一个思路是不经转化直接进行缓存。关于新型相位调制格式信号的全光缓存的研究较少, 仍然处于开始研究阶段。

在光信号处理领域, 比如要实现数据包的包头检测和包头标记检测, 同步是最基本和最重要的要求, 因此必须对被检测的数据包进行精确的延时调整^[32]。对于 10 Gbit/s 高速率信号, 须在数 bits 时间内对信号到达时间进行精确对准, 要求延迟时间调整的精细度达到 ns 甚至 ps 的量级。如果用光纤环或者光纤延迟线来实现 ns 或者 ps 量级延时的精确调整, 须精确控制光纤长度, 使其误差达到 1 mm 以下, 这显然是不现实的, 就需要通过快慢光的方案来实现。

2.2 慢光型全光缓存技术

目前慢光型缓存技术虽然存在缓存时间短、信号出现失真等问题, 但是慢光缓存具有常温下易于实现、延迟时间连续可调且可调分辨率高等优势, 所以研究介质中的慢光效应具有重要意义。慢光型缓存技术按照实现原理^[33]可以分为: 基于介质的受激布里渊散射(SBS)和受激拉曼散射(SRS)实现慢光效应基于电磁诱导透明(EIT)实现慢光效应、基于特殊结构实现慢光效应及基于相干布居振荡实现慢光效应。

受激布里渊散射慢光的机理如下: 当频率为 ω_p 的泵浦光和频率为 ω_s 的 Stokes 光通过电致伸缩效应引起的非线性相互作用时, 将会产生受激布里渊散射^[34]。电致伸缩效应引起介质密度的变化, 导致折射率的改变, 在光纤轴上形成周期性分布的折射率光栅(声波), 其运动方向与泵浦光一致。运动的声波场加强了对泵浦光的后向散射, 使 Stokes 光的强度增大, 而增强的 Stokes 光又进一步增强了声波场, 这样最终产生稳定的散射光。声波上通过散射泵浦光以增强 Stokes 光的过程可以看作是一种窄带放大效应, 使得处于布里渊频移量处的光具有强的增益特性。根据 KK(Kramers-Kronig)关系可知, 在增益处将产生强色散, 使介质的群折射率增大, 最终导致慢光效应的出现。

散射慢光具有实验结构简单、可工作在任意波长、延迟时间连续可调、与现代光通信系统兼容等优点, 然而布里渊散射慢光过程也存在很多限制。一方面, 散射慢光系统产生的延迟输出脉冲将会被放大, 脉冲也将经历展宽; 脉冲的展

宽将引起信号的失真,这会延迟测量和数据的监测带来困难;在入射探测光的强度过大时往往发生增益饱和;当泵浦过大时,自发布里渊散射将会产生,引入噪声。另外,在输入脉冲过窄的情况下,高阶色散和频率相关增益将会引起脉冲的进一步失真。另一方面,这些系统的延时量与增益成正比,最大的延迟量将会因最大的增益而受限。

电磁诱导透明慢光的研究机理:利用量子相干效应消除电磁波对在介质中传播信号的影响,这样介质对共振信号光的吸收作用几乎消失,使得原来透射率极低的信号光可以通过介质,此外,介质对共振信号保留了高色散的特性^[35]。利用共振吸收介质对共振光场强吸收带来的折射率的急剧变化会产生慢光和超光速传播的现象,但是,介质对信号光强烈的吸收,使得透射信号很弱或者发生剧烈的失真,进而不能有效地观察信号。EIT技术有效地解决了共振吸收介质对于信号光的强吸收问题。

对于EIT慢光系统,人们看到了几乎无吸收的控制脉冲群速度的可能性,实验上通过泵浦功率可以控制脉冲的延迟。但是,基于EIT效应的慢光技术对实验要求很高;另外,因为EIT主要依靠所涉及的能级差,所以很难设计一个慢光系统能够适用于所需的频率。这些问题限制了EIT慢光技术在通信系统中的实用性。

结构慢光是指通过控制传输媒介的空间结构使其折射率发生变化,进而实现对光脉冲群速度的控制,介质的周期性结构对光信号的相位进行有效的调制作用,使其群速度减慢,即产生慢光效应。典型的结构包括法布里-珀罗谐振腔、干涉滤波器、分布布拉格光栅、环形或微型谐振腔及光子晶体波导等^[36]。下面以谐振腔为例来说明结构慢光的特性。

结构慢光具有尺寸小、易于物理集成、使用功率要求较低、便于应用、易于提升光的非线性相互作用等优点,但是也存在实际制作这种周期性结构相对困难、器件损耗大、脉冲展宽严重等缺陷。

相干布居振荡(CPO)慢光的研究机理:在均匀加宽的介质中,当一束功率较强、频率为 ω 的泵浦光作用于介质时,将会导致介质对一束较弱信号光束的吸收光谱上产生一个很窄的烧孔。以掺铒光纤EDF为例,当用功率较强的泵浦光作用到EDF上时,EDF的基态粒子就会被泵浦到宽吸收带上,并且会快速弛豫到亚稳态,然后经过亚稳态的时间寿命后再回到基态。此时采用另外一束频率为 $\omega+\delta$ 的探测光(通常采用泵浦光调制的边带作为探测光,且 δ 小于亚稳态能带宽度)入射到这个介质中,泵浦光可以有效地把瞬态调制的基态粒子散射到探测光上,介质的基态粒子布居数被泵浦光和探测光拍频的周期性调制,使得介质基态和亚稳态的粒子布居数发生振荡,从而导致探测光束吸收的降低,探测光吸收光谱上就会产生窄的烧孔。根据KK关系可知,介质在探测光波长处的折射率剧烈变化,致使探测光的群速度变慢,出现慢光效应^[37]。

相干布居振荡技术具有在常温固态的物体中易于实现且延时可调等优点,所以被广泛地用来产生快慢光。但是,基于CPO效应的慢光技术也存在工作带宽窄、相对延时量小等缺陷,下面着重介绍相干布居振荡技术实现快慢光的研究进展。

2.2.1 基于相干布居振荡的EDF中的快慢光技术

1967年,Schwartz和Tan^[38]首次通过求解米勒矩阵方程预测出光谱烧孔的产生。1983年,Hillman等^[39]首次在红宝石晶体(Ruby)中观察到光谱烧孔的产生。他们采用中心波长为514.5 nm的氩离子激光器去泵浦红宝石晶体,使得载流子由稳态向激发态跃迁,载流子在激发态上的寿命为几个ps,而在亚稳态上的寿命为几个ms。正是载流子较长的寿命导致光谱烧孔的出现,烧孔的中心在探测光的中心频率处,脉宽大小等于载流子恢复时间的倒数。Hillman利用调制光谱观察到上述特性,并测量到烧孔带宽大小为37 Hz。

2003年,Bigelow等^[40]利用光电调制器产生调制频率为60 Hz的正弦信号,室温情况下在长为7.25 cm的红宝石晶体中得到了群速度为57.5 m/s的探测光,并通过改变调制频率和入射光强控制探测光的群速度。2003年,他们在《Science》发表论文,指出在室温条件下,在紫翠玉晶体(alexandrite)中观察到了快慢光现象,测量信号的群速度为91~800 m/s。另外,通过控制反射镜中的粒子束饱和效应实现了快慢光之间的转换^[37]。

随后大量的正弦信号和高斯脉冲信号的快慢光在光纤和半导体材料中得到证实。当饱和介质的粒子数分布在两个光域的拍频内产生振荡时,将会产生相干布居振荡,在频域内出现烧孔,致使饱和介质的折射率急剧变化,进而产生快慢光现象。2006年,Gehring等^[41]在掺铒光纤中观察到脉冲以负的群速度背向传输,而脉冲信号的能量还是正向传输。在给定的实验条件下,得到了群速度为-75 m/s的脉冲。Schweinsberg等^[42]在室温情况下,将1550 nm调制信号光输入到掺铒光纤(EDF)中,采用相似的结构,研究了入射光功率和外加泵浦对EDF中信号快慢光的影响。通过加大外加泵浦,最终实现了相对超前量为12.4%的快光;通过增加输入光功率,实现了相对延时量8.9%的慢光。之后国际上出现很多影响EDF中快慢光因素的研究报道^[43-46]。

2008年,哈尔滨工业大学掌蕴东等将1550 nm正弦光信号入射到不同掺杂浓度长度为2 m的EDF中,以探测光和参考光最高点作为参考点,测量了相对延时,研究了相对延时量随调制频率、光纤长度及外界环境温度的变化关系,得到了最大相对延时量12.9、对应群速度228.57 m/s的探测光,得出结论:环境温度过高或者过低,都会使探测光的相对延时量降低,外界环境温度也是减小探测光失真的有效参数^[47-48]。

2008年,Melle等^[49]将波长为1536 nm的正弦信号光入射到不同掺杂浓度的EDF中,测量了长为1 m的EDF中探测光与参考光的时延差,建立了CPO模型,从理论和实验两方面

研究调制深度、铒光纤的掺杂浓度及入射信号光的平均功率对快慢光相对延时量的影响;同时观察了随着光纤长度的改变,探测光在高掺杂光纤中呈现慢光向快光的过渡过程,这主要是由相干布居振荡引起的光谱烧孔带来的泵浦吸收和泵浦展宽之间的相互作用;另外,铒光纤的掺杂浓度也对这个过渡过程有所影响。2009年,Arrieta等^[50]提出了提升正弦调制信号快慢光相对延时量的新方法。采用相同的调制频率对探测信号和泵浦信号同时调制,这种方法可以实现增大粒子布居振荡的目的,最终完成相对延时量的增加和信号光慢光向快光过渡的过程。

2013年,华南理工大学杨中民等^[51]报道了在 $\text{Er}^{3+}/\text{Yb}^{3+}$ 共掺的掺杂光纤中实现了快慢光。在长为3.86 cm的磷酸盐铒镱共掺的玻璃光纤中,群速度从8.4 ~14.7 m/s变化的慢光向快光的过渡过程被观察到。他们研究了泵浦功率、调制频率及波长对快慢光的影响。

2.2.2 半导体材料中基于相干布居振荡的快慢光技术

2004年,Ku等^[52]基于粒子束布居振荡,第一次在半导体的量子阱结构中完成了慢光实验。实验测量了量子阱结构的色散特性,并计算出探测光在其中传输的群速度为9600 m/s,同时也展现了透明窗口的带宽(FWHM)为2 GHz,体现了半导体作为通信器件的优势。

2006年Pesala等^[53]通过利用SOA中泵浦信号和调制探测光信号之间的FWM和相干布居振荡的共同作用,实现了探测光脉冲的可调延时。延时量可以通过SOA的注入电流和改变泵浦光功率2种方式来调节,调制频率为500 MHz的正弦信号可以实现1.6 ns的可调延时,脉宽为1.3 ns的脉冲信号可以实现0.59 ns的可调延时。由于SOA中载流子寿命的限制,SOA中快慢光的工作带宽在GHz,所以提升快慢光的工作带宽是快慢光能够实际应用的关键。

然而上述半导体放大器和EDF中快慢光的工作带宽都受到相干布居振荡的限制,最大带宽对应的频率在载流子寿命倒数的数量级上。EDF的亚稳态载流子寿命约10 ms,基于它的快慢光最大相对延时量对应的信号调制频率约为60 Hz,一般最大调制频率不超过1 kHz;半导体光放大器SOA的载流子寿命在百ps量级,基于它的快慢光工作带宽可达GHz以上^[54]。这就是有源介质中快慢光的带宽受限现象。

目前,快慢光的研究多采用正弦信号,正弦信号可以看作一种模拟信号,然而对于光纤通信系统和数字处理系统,数字信号尤为重要,而数字信号大多是方波信号。除此之外,在光纤通信系统中,电信号通常是NRZ码或者RZ码,经它们调制后的光信号则是方波信号及由其衍生的新型编码数据格式信号,因此研究方波信号的快慢光现象、探究它们在光通信中的潜在应用具有重要应用价值。

方波调制的光信号(探测光)在有源介质中的传播将导致波形失真,北京交通大学王甫等研究了探测光的相位和幅值的变化,并通过基频相对延时量和失真度来对它进行评价^[54]。实验比较EDF和SOA中方波信号快慢光的性能,结果

表明,对于工作带宽而言,EDF中快慢光的工作带宽在几KHz,而SOA中快慢光的运用极限频率在几GHz;对于相对延时量而言,EDF中信号产生的相对延时量在-20%~20%之间,而SOA中信号产生的相对延时量在-15%~10%之间;对于探测光的失真度而言,EDF中探测光的失真度要大于SOA中探测光的失真度,即在低调制频率、需要大的时间延迟时,EDF则适合作为慢光媒介,在高调制速率的信号、实现时间延迟时,SOA则适合作为慢光媒介。对于给定参数的EDF和SOA,从理论和实验分析发现,它们存在信号的最大相对延时量,这个延时量与它们的饱和输出功率有关,最大相对延时量随着输入信号光功率或信号光增益的增大而线性增加,原因在于饱和作用促使由相干布居振荡产生的光谱烧孔带宽得到展宽,也就造成了输入信号的快慢光工作带宽的扩展。

目前通信系统的单通道传输速率已经达到40 Gbit/s甚至更高,快慢光在光通信和数据处理方面的应用也需要满足调制速率的要求。一个可调的延时集成器件在航空系统和卫星通信系统中将起到不可或缺的作用,特别是需要集成数百个雷达器件的下一代雷达系统。利用相干布居振荡慢光技术在集成器件中产生慢光具有独特的优势,因为它们能够在常温情况下、在固态材料中实现对快慢光的控制,并且不需要准确的波长。然而,之前的研究表明,固体中由CPO产生慢光的工作带宽受到载流子寿命的限制,在红宝石晶体和紫翠玉晶体中产生的慢光效应分别只有100 Hz和1 kHz的工作带宽。半导体光放大器SOA中慢光的出现是在慢光应用方面的重大进步,因为SOA的载流子寿命在百ps量级,这更加符合高工作带宽和高速重构结构的要求,更重要的是,SOA工作能耗较低,器件尺寸极小,延迟可电控快速调谐,然而它仍然受到CPO对工作带宽的固有限制,即SOA中慢光的工作带宽不能超越GHz。这就要求必须突破CPO对调制信号速率的局限,实现有源介质中更高速率的快慢光。

2008年,Xue等^[55]采用光滤波的方法,调制频率为19 GHz的正弦信号,在半导体光放大器中实现了150°相位改变,相当于常规半导体中快慢光的工作带宽和相对延时量的几十倍。同时,基于四波混频和相干布居振荡的理论,给出了产生这种超大延时量的物理机理。2009年,基于光滤波原理,实验验证了串联3个光滤波结构,实现了调制频率为19 GHz的探测光,240°可调相位变化,同时保持探测光的幅值变化小于1.6 dB。如果采用更多的光滤波装置串联,可以实现超越360°的相移^[56]。

2009年,Pesala等^[57]利用啁啾系统,在半导体光放大器中实现了脉宽为370 fs脉冲的大范围可调延时。在相同的实验系统中,利用正负啁啾脉冲,实现了最大超前带宽积(ABP)4.7和最大延时带宽积(DBP)4.0,同时理论仿真实现了连续可调的最大延时带宽积55。2009年,Moon等^[58]利用增益钳制的半导体光放大器的异常增益特性,实现了调制速率为5和10 GHz正弦信号的快慢光。对于调制速率为5 GHz的正弦信号,44°的可调相移通过调节注入电流能够得到;对于调制

频率为 10 GHz 的正弦信号, 34° 的可调延时能够实现。

2010 年, Berger 等^[59]通过上转型相干布居振荡(Up-CPO)的方法克服载流子寿命的固有限制, 在任意调制频率上实现射频信号的相移。从理论和实验两个方面, 实现了调制频率为 16 和 35 GHz 的正弦调制信号 89 ps 的可调延时。然而实验采用的是正弦信号, 且由于四波混频作用, 探测光的调制频率不再是原始的调制频率, 同时实验对探测设备要求比较高。

2.3 滤波法实现 PRBS 和单脉冲信号的可调延时

利用上转型相干布居振荡的方法, 可以突破传统的相干布居振荡对入射信号工作带宽的限制, 实现高频正弦信号的慢光。不足之处在于它所产生的慢光对应新生成的调制频率, 并对实验设备要求比较高, 需要高带宽矢量网络分析仪来严格控制输入频率和对固定频率的信号进行检测。限于设备要求, 选择一种易于操作且易于实现的方案, 优化光滤波的方法, 实现突破传统布居振荡极限的 SOA 中高调制速率伪随机 PRBS 的快慢光。光滤波法工作原理: 当高调制速率的信号光在 SOA 中放大后被检测时, 此时的相移量主要由介质的传输常数引起, 由于调制频率远超过 SOA 载流子寿命的倒数, 即调制信号不会引起相干布居振荡, 传输常数几乎不发生变化, 所以探测光信号不会出现大的相移, 这也就是前面提到的布居振荡对信号调制频率的限制。当经过 SOA 放

大的调制信号光的其中一个边带受到抑制时, SOA 的线宽增强因子将会引入一个相移量, 当蓝移边带被抑制时, 线宽增强因子将会引入一个相位超前量, 而红移边带被抑制时, 线宽增强因子将会引入一个相位延迟量。可以通过滤除边带的方法突破布居振荡所引起的对调制频率的固有限制, 实现高调制速率的快慢光^[60-61]。

图 14 展示了光滤波实现 SOA 中突破带宽限制的快慢光实验原理: PPG(Pulse Pattern Generator)产生的时钟信号为示波器(OSC)提供外部时钟, 确保信号的同步, 同时利用电微波滤波器对 PPG 产生的电脉冲方波信号整形, 使它变成适合脉冲测量的正弦信号(高斯信号和 RZ-PRBS 信号)。正弦信号经过射频放大后驱动铌酸锂(LN)调制器, 对可调谐激光器(TLD)输出激光进行外部调制, 通过调节可调谐激光器, 获得中心波长可变的正弦光信号; 随后输入到钳制掺铒光纤放大器(G-EDFA)中对信号进行放大, 得到功率可调的无失真正弦信号; 放大的信号光经过分光比为 99:1 的光耦合器(CP), 将光束分成 2 束, 功率为 1% 的光束输入到光功率计中对输入的功率进行实时监测, 功率为 99% 的光束进入到 SOA 中, 将放大的光束经过光滤波器, 对信号光的特定边带进行抑制。经过滤波器输出的探测光再次经过分光比为 50:50 的光耦合器 2, 将光束分成 2 束, 分别进入到光谱仪(OSA)和示波器(OSC)中, 对输出的光谱和波形进行实时分析。

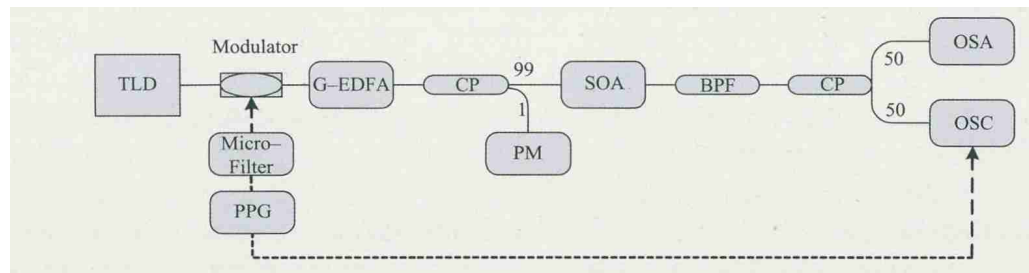


图 14 光滤波实现 SOA 中突破带宽限制的快慢光原理

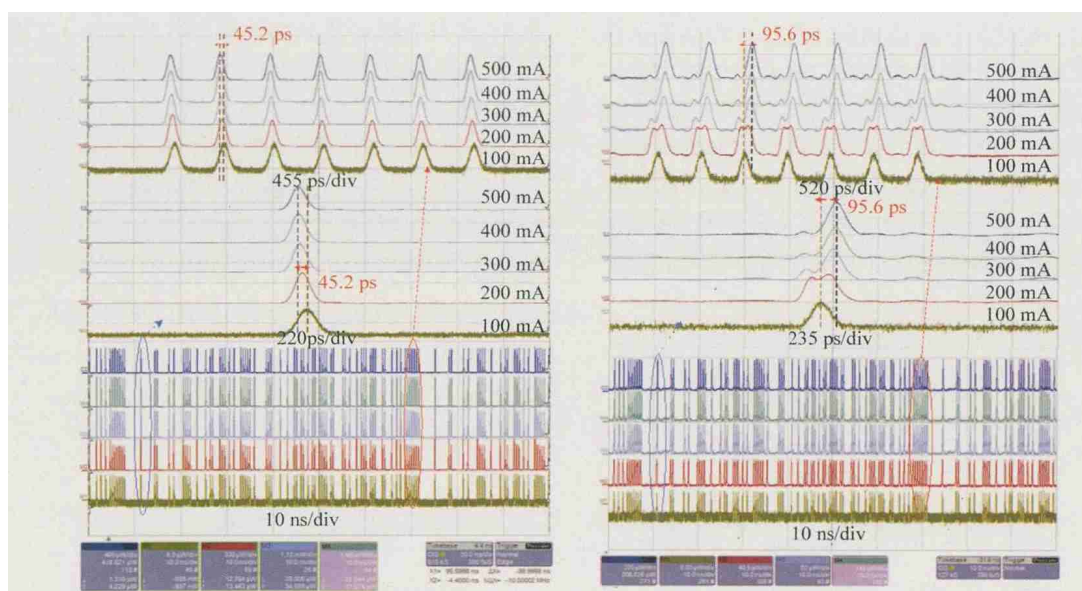
Fig. 14 Scheme of fast/slow lights with optical filter to break CPO limit in SOA

在不同注入电流情况下, 从整个数据包来看, 信号的延时或者超前量并不明显, 所以选取数据包不同位置的脉冲观察脉冲的延时量(图 15(a))。可以看出对于间隔较大的单脉冲而言, 随着注入电流的增大, 脉冲的时间超前量连续可调; 对于连续脉冲而言, 各个脉冲的时间超前量也连续可调, 且超前量相同。不同之处在于, 图样效应的存在使得脉冲串后面的脉冲幅值较小, 而 SOA 的注入电流大于 400 mA 时, 此时 SOA 处于深度饱和, 连续脉冲的码型效应几乎被消除。图 15(b)展示了处于滤波器红移边带内数据包的波形, 改变 SOA 的注入电流, 可以看到脉冲在 200 mA 时, 出现了畸变, 且随着泵浦电流的增大, 脉冲的畸变量减小, 且脉冲出现了时间延迟, 整个数据包内的脉冲呈现相同的结果。

控制 SOA 的注入电流为 500 mA, 改变入射信号光的中

心波长, 使它们分别处于滤波器的红移边带、通带和蓝移边带内, 输出波形的延时如图 16 所示。可以看出, 信号光的中心波长由红移边带改变到蓝移边带时, 信号光脉冲出现大于 1 bit 的时间延时。对比入射信号脉冲的脉宽, 处于蓝移边带的信号脉冲出现了脉冲的压缩, 而处于滤波器通带的脉冲出现了脉冲展宽; 比较中心波长分别为 1556.155 和 1556.955 nm 的探测光输出波形, 可以得到数据包内每个脉冲的延时量是相同的。

图 17 展示了改变信号光的波长和 SOA 的注入电流时, 数据包脉冲序列的延迟时间动态调节能力, 其中信号光的功率为 1 mW。可以看出, 固定 SOA 的注入电流为 500 mA 时, 改变信号光的波长由 1556.075 nm 到 1556.955 nm 时, 数据包的延时量达到了 145.6 ps 的动态可调延时, 由蓝线表示; 红线表示波长处于滤波器两个边带的信号光, SOA 的注入电流由

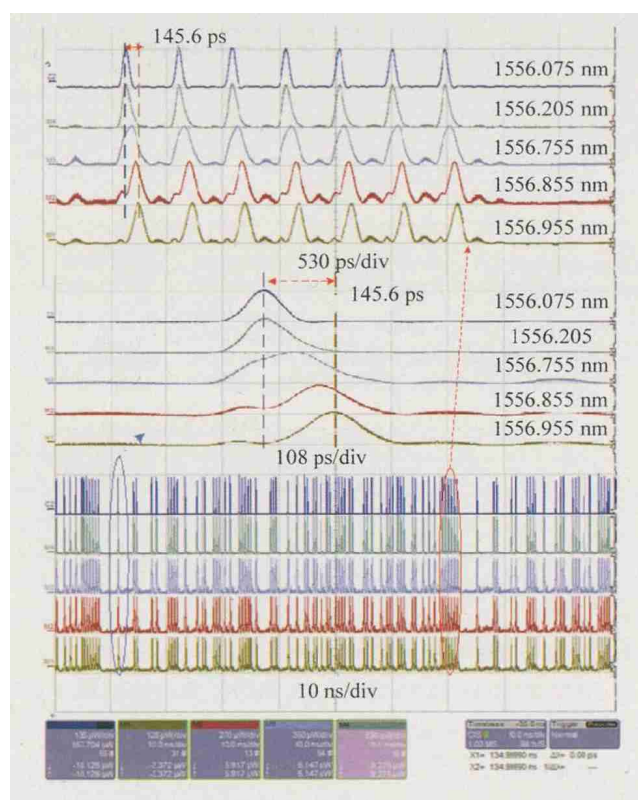


(a) 中心波长 1556.155 nm

(b) 中心波长 1556.955 nm

图 15 不同 SOA 泵浦电流入射情况下,处于滤波器蓝移边带和红移边带中的光脉冲序列输出波形

Fig. 15 Waveforms of RZ-PRBS for different injection currents with wavelength located in blue sideband and red sideband band of BPF and peak power 1 mW

图 16 固定 SOA 的注入电流 $I=500$ mA,滤波作用对不同波长 RZ-PRBS (2^7-1) 信号相移的影响Fig. 16 Waveforms of RZ-PRBS (2^7-1) varying with different wavelengths at a fixed SOA injection current $I=500$ mA

100 mA 变为 500 mA 时,以注入电流为 100 mA 时的输出作为参考光,信号光的延时发生变化,处于蓝移边带内的信号光产生了 45.2 ps 的时间超前,而处于红移边带的信号光产生了 95.6 ps 的时间延迟。

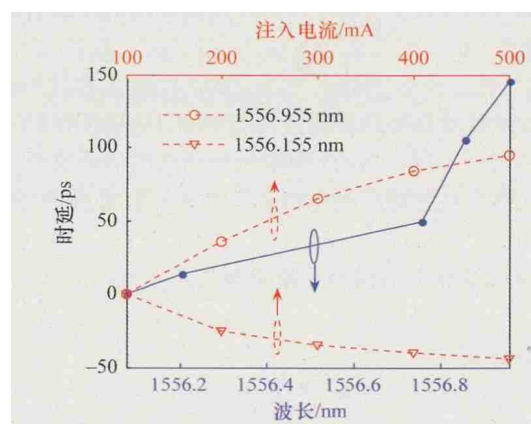


图 17 信号光中心波长的变化和 SOA 注入电流对脉冲延时量的影响

Fig. 17 Dependence of time delay for optical sequence on SOA injection current and wavelength

周期性调制信号在有源介质中的慢光现象,属于一种稳态现象,可以采用谐波分析法。然而单个脉冲的慢光现象属于一种时域的暂态过程,从另一个侧面反映了慢光现象的本质,因此有必要进行深入研究。单个脉冲在光纤传感中有着重要的应用,比如基于 OTDR 技术的分布式传感。单个脉冲在有源介质中导致的粒子数分布的变化,不是一种受

迫振荡过程,因此不能简单和直接利用传统相干布居振荡理论去分析,须对该理论进行必要的改造。周期性信号将会引起有源介质的激发态载流子布居数的周期性振荡,然而单脉冲信号输入后,有源介质激发态的粒子布居数不会出现稳定的振荡,而是一个衰减的震荡过程,最终回到初始分布。然而实际应用中,对于工作带宽的提升要求也是急需的,如何得到超窄单脉冲的大动态延时是目前单脉冲快慢光的研究重点。下面采用滤波法实现 100 ps 单脉冲信号的可调延时。

利用滤波器的滤波特性、入射光功率及 SOA 注入电流的

影响,实现单脉冲信号的大动态可调延时。采用平均功率为 1 和 5 mW 的单脉冲信号光,控制脉冲的载波中心波长分别为 1556.155 和 1556.955 nm,在 SOA 注入电流为 100 和 500 mA 时,探测光的波形输出(图 18)。从图 18(a)可以看出,固定 SOA 注入电流 500 mA、载波的中心波长由 1556.155 nm 变为 1556.955 nm 时,探测光将产生 153.4 ps 的时间变化;从图 18(b)中可以看出,平均功率 5 mW 时,固定 SOA 注入电流为 500 mA,改变载波的中心波长,探测光将会产生 165 ps 的时间改变量。

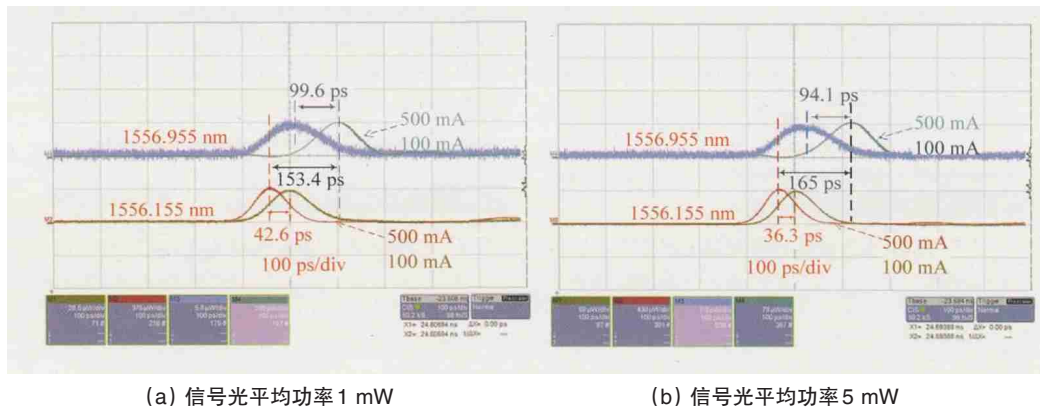


图 18 不同中心波长(1556.155 和 1556.955 nm)、SOA 注入电流情况下实现的脉冲延时

Fig. 18 Waveforms of pulses (1556.155 and 1556.955 nm) at different SOA injections for different incident powers

以上研究利用滤波方法实现了脉冲宽度为 100 ps 的高斯脉冲信号的快慢光,在红移边带被抑制情况下,改变 SOA 的注入电流,实现了高达 99.6 ps 的时间延迟;蓝移边带被抑制情况下,改变 SOA 的注入电流,得到 42.6 ps 的时间超前。研究了滤波器对高斯脉冲快慢光的影响,当探测光中心波长处于滤波器的不同位置时,探测光的动态时延量有所不同。分析了入射光功率对探测光相对延时量的影响,利用泵浦电流和入射光功率的共同作用,实现了高达 165 ps 的可调延时,这对于全光信号处理具有重要意义。

3 光子计算

光子计算因其高带宽、低功耗、高度并行等优点,是未来信息处理的重要发展方向。使用光学方法实现神经网络是光子计算的一个研究热点,目前研究主要集中在光子神经元及其学习机制的实现等方面。

3.1 光子神经元

人的大脑中约有 10^{11} 个神经元,它们高度互连形成神经网络,使我们拥有了阅读、运动、学习和思考的能力。神经元是神经网络的基本单元,包括树突、细胞体、轴突等,可实现权重、延迟、时空整合、阈值处理等功能(图 19^[62])。目前使用光学方法模拟神经元功能主要有 2 种方法,一为使用分立器件模拟各个神经元功能,再将这些功能部件连接在一起;另一种为使用激光器来模拟神经元功能,即激光器神经元。

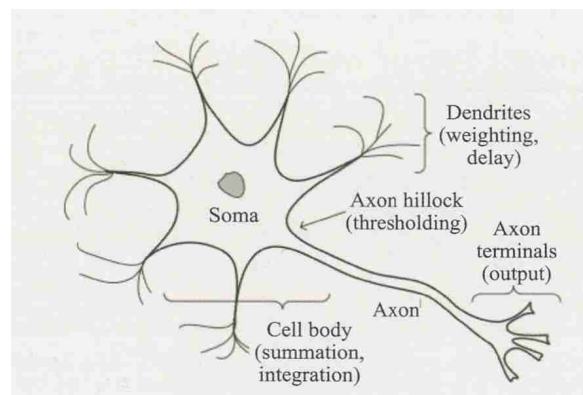


图 19 生物神经元模型

Fig. 19 Biological neuron model

3.1.1 分立器件光子神经元

2009 年, Rosenbluth 等第一次使用全光方法实现了脉冲 LIF(leaky-integrate-and-fire)神经元^[63]。2011 年, Kravtsov 等对 Rosenbluth 的光子神经元模型进行了完善,实现了一个具有完整功能的光子神经元,其信息处理速率是生物神经元的 10^9 倍^[62],如图 20 所示,包括权重(G)、延迟(T)、积分器、阈值器及反相器等。

权重,即神经元之间的联系效率,可通过可调衰减器或铌酸锂调制器调节;延迟可通过电光开关选择不同长度的光纤或使用低损耗的机械式微机电系统(MEMS)开关实现;空

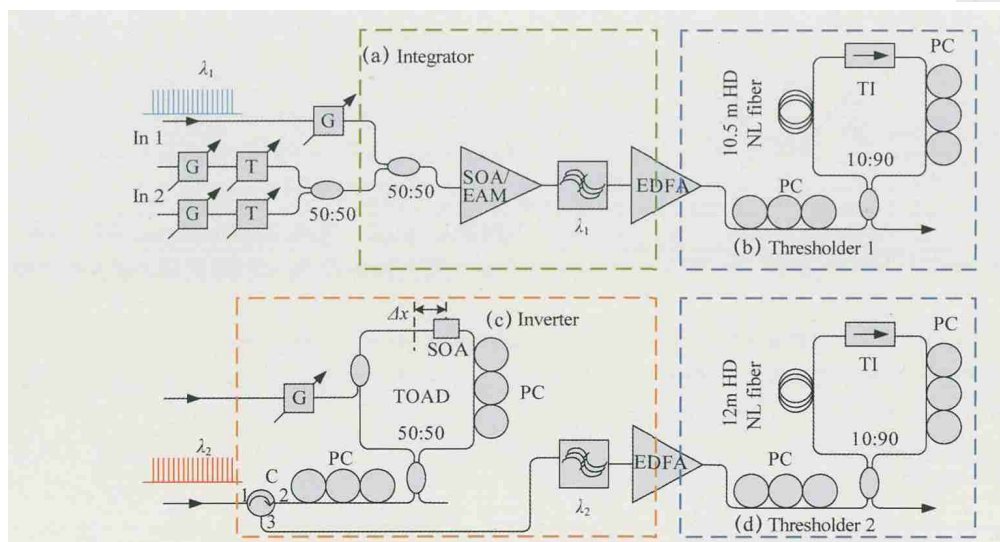


图20 光子神经元模型

Fig. 20 Photonic neuron model

间整合利用光纤耦合器实现^[62]。

积分器,用于实现时间整合,可利用SOA^[62-63]或EAM^[64-65]来实现。输入脉冲信号会引起SOA/EAM的载流子动态变化,利用不同于输入信号的采样光,可将载流子密度转化为输出光强,从而实现积分器输出。若一直以固定速率进行采样,即采样光为时钟信号,此为同步工作方式^[62-63],图20中即为同步工作方式;若只在有输入信号的情况下才进行采样,则为异步工作方式^[65],如图21所示,采样光由光子晶体光纤(PCF)中的四波混频效应产生。同步工作方式结构简单,但输出信号依赖于采样信号,存在量化误差,虽然可以通过增大采样率来减少量化误差,但可能导致单信号光输入多信号输出,同时也会造成资源浪费;异步工作方式则克服了量化误差的产生,更符合生物神经元工作方式,但结构较为复杂。

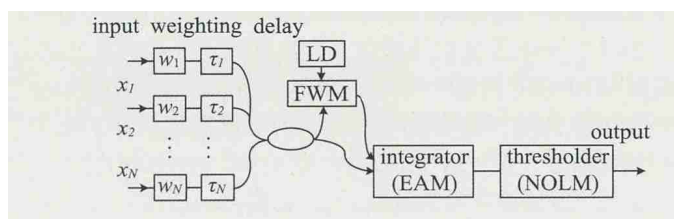


图21 异步脉冲光子神经元结构模型

Fig. 21 Model of asynchronous spiking photonic neuron

阈值器可利用基于非线性光纤环形腔镜(NOLM)的结构来实现,如图20(b)所示,其核心器件为高非线性光纤及可调隔离器(TI),通过构建依赖于输入光功率的非线性相移,实现阈值功能^[66]。李强等于2015年提出使用PCF替代高非线性光纤,能有效地降低阈值^[67]。2012年,Tait等提出了一种易于集成的阈值器结构(10^{-4} cm^2)——DREAM(dual resonator enhanced asymmetric Mach-Zehnder interferometer),如图22

所示,通过调节M-Z干涉仪两臂微环的精细度,DREAM可以表现出良好的阈值特性^[68]。

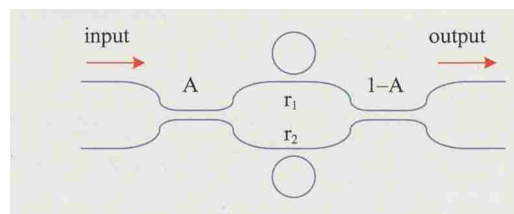
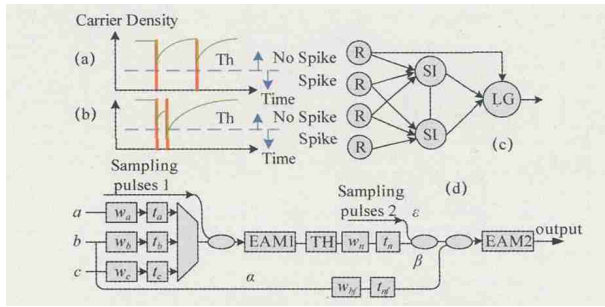


图22 DREAM基本结构

Fig. 22 Structure of DREAM

SOA作为积分器模拟兴奋刺激时,由于交叉增益调制效应,其输出与神经元兴奋输出相反,因此需在其后加入反相器。反相器基于TOAD结构,如图20(c)所示,也是一个NOLM环,基于SOA的交叉相位调制效应^[62,69]。利用环形器,将从TOAD的输入端口输出的信号作为下一级的输入信号。TOAD会使信号的对比度降低,因此需要在其后加上阈值器。EAM作为积分器时则不需要反相器。

2011年,Fok等利用SOA和EAM分别模拟了雷达定位和小龙虾逃逸行为^[64,70]。如图23(a)(b)所示,在雷达定位系统中,信号到达两个传感器存在一个时间差,单独一个信号无法达到阈值,因此能探测到某一位置范围内的物体。小龙虾在遭遇危险时,需要快速而精确地做出逃生反应,但不能对如正常的水的流动产生反应,相当于一个信号的特征识别。小龙虾的甩尾逃逸模型包含两层神经元,如图23(c)所示,信号从接受器R(receptors)输入第一级神经元SI(sensory inputs),当输入信号超过SI阈值时,激发脉冲输出。SI输出脉冲与信号b输入第二级神经元LG(lateral giant),当脉冲信号足够接近且足够强时,激发脉冲输出。通过调整b的相对延迟 t_{rel} ,可实现不同输入模式的识别,光学系统如图23(d)所示。



(a)(b)雷达定位;(c)(d)小龙虾甩尾逃逸

图 23 Fok 等研究的两种光子神经元模型

Fig. 23 Models of two kinds of photonic neuron presented by Fok

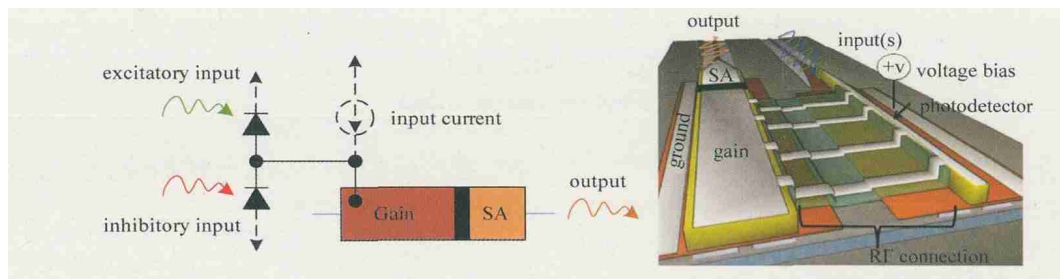


图 24 集成激光器光子神经元

Fig. 24 Laser integrated photonic neuron

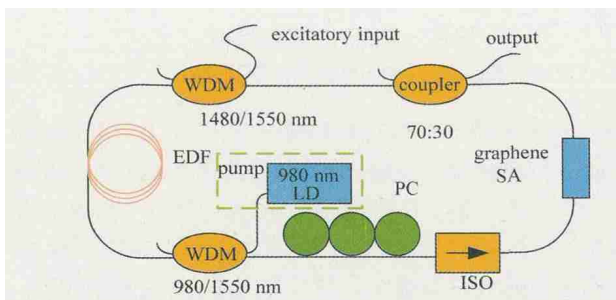


图 25 基于光纤 SA 激光器神经元

Fig. 25 Laser neuron with optical fiber SA

2014 年 11 月 Tait 等提出一种片上光学结构,如图 26 所示,在高性能脉冲激光神经元之间实现大量并行通信,包括网络协议、计算单元和波导结构,并考虑到光学片上网络、神经网络和计算的最新研究方法。新的广播-加权模型(broadcast-and-weight)综合了神经元处理和光电子物理技术,具有大量优点。图 26 中包含 4 个神经元簇,每个神经元簇包含 9 个神经元,这 36 个神经元形成全互连,共有 1296 个突触。为满足波长再利用、生物组织能力及实际可行性,分析了网络结构的性质和设计要素,结合当前光子集成与神经元计算水平,这种结构简单、易于集成实现,有望成为未来神经网络系统的骨干结构;基于光子集成的光子脉冲神经元代表了未来的一种计算模式。

3.1.2 激光器神经元

光子神经元还可利用激光器来实现。2013 年, Nahmias 等基于饱和吸收器(saturable absorber, SA),提出了一种集成神经元模型,如图 24 所示,包括激光器与 2 个光电探测器^[71]。2 个光电探测器分别用于接收来自其他神经元的兴奋性信号和抑制性信号,产生推挽式电流信号用于调制激光器载流子注入。激光器则作为一个阈值器,用于脉冲整合激发,神经元的权重处理在光域中进行。2013 年, Shastri 等在基于光纤的激光器中进行了概念型仿真及实验验证^[72],如图 25 所示。SA 激光器增益区载流子寿命在 1 ns 量级,其速度约为生物神经元的 10^7 倍。

3.2 学习机制

学习是神经网络实现强大计算能力的基础,学习实际上就是对神经元之间权重的调整过程。STDP(spike-timing-dependent plasticity)是目前脉冲神经元使用较为普遍的学习机制。STDP 学习函数如图 27(a)所示, t_{pre} 为突触前脉冲激发时间, t_{post} 为突触后脉冲激发时间。当 $t_{pre} < t_{post}$ 时,即突触前神经元先于突触后神经元激发脉冲输出,权重增大;反之权重减小。

2013 年, Fok 等首次使用全光方法实现了光子神经元的无监督 STDP 学习机制^[73],如图 27(b)~(d)所示。他们将 SOA 与 EAM 并联使用,利用耦合器将大部分突触后脉冲及小部分突触前脉冲输入到 SOA 中, EAM 中则相反。在 SOA 分路上,由于突触后脉冲会耗尽 SOA 的增益,根据突触前脉冲与后突触脉冲到达的时间关系,可得到 SOA 输出特性曲线,如图 27(d)中黄色背景部分所示;在 EAM 分路上则可以得到 EAM 输出特性曲线,如图 27(d)中蓝色背景部分所示。通过光电探测器,将 SOA 与 EAM 的输出特性线性叠加,即可得到 STDP 特性曲线。注意在 SOA 与 EAM 后均有一个带通滤波器,分别用于滤除突触后脉冲和突触前脉冲。

2015 年, Ryan Toole 等仅使用一个 SOA 实现了 STDP 学习机制^[74],如图 28 所示。使用偏振控制器(PC1, PC2)对 STDP 装置进行初始设置,当 $\Delta t = t_{pre} - t_{post} = 300$ ps (延迟可调范围: $-300 \sim 300$ ps) 时,调整 PC1 使得输入光进入 SOA 后得到尽量大的增益;接着调整 PC2,使得输出光大部分从 CH1 输出,而

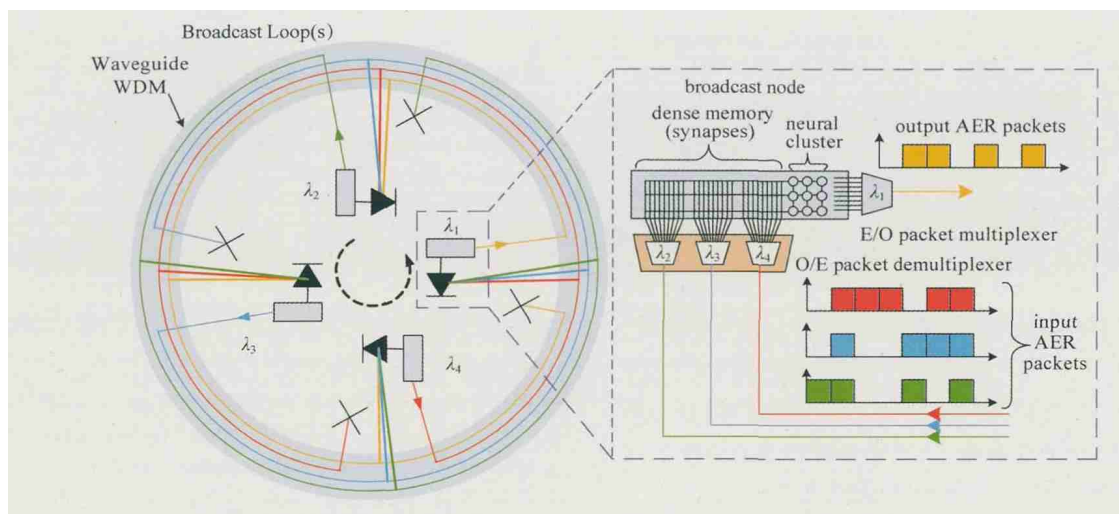


图 26 片上光子神经元广播—加权网络结构概念模型

Fig. 26 Broadcast-and-weight neuron network with photonic neuron on chip

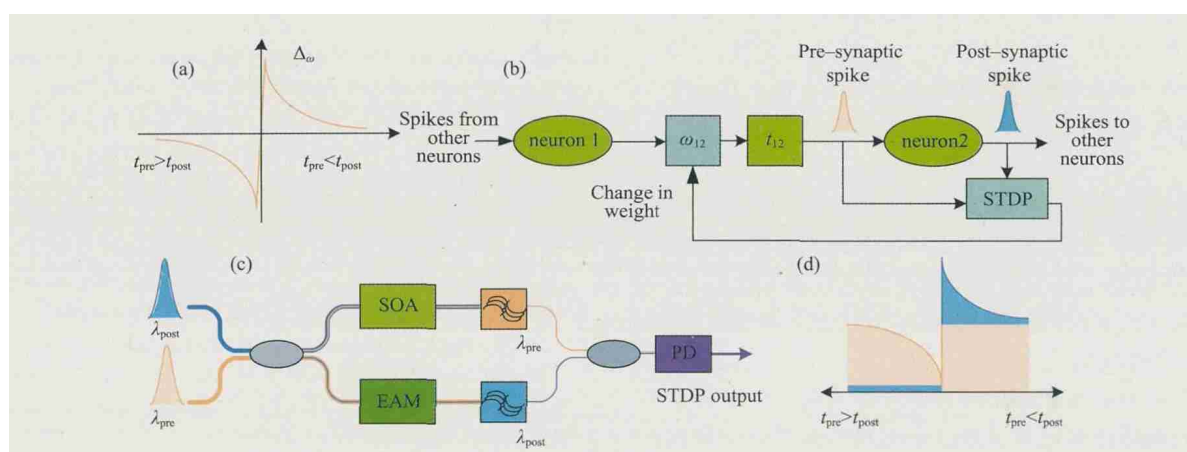


图 27 Fok等实现的STDP学习

Fig. 27 STDP learning rule by Fok

CH2的输出光最小。当 $t_{pre} > t_{post}$ 时,突触后脉冲先到达SOA,其增益始终保持恒定,而突触前脉冲紧随其后会发生NPR,且随着 Δt 的减少NPR效应越强烈; $t_{pre} < t_{post}$ 时,突触前脉冲先到达SOA,其增益始终保持恒定,而突触后脉冲会发生NPR,随着 Δt 的减少,发生的NPR越强烈,但由于初始设定时CH2中输出光最小,会使从CH2输出的光越大,得到STDP特性曲线如图28(b)所示。

2015年,Zhang等提出使用2个SOA来实现STDP学习机制的方案^[75-76],并指出Fok等提出的模型存在问题:突触前脉冲与突触后脉冲的选取应均取在权重之前,如图29(a)所示,同时STDP应存在边界, $\Delta\omega$ 不应无限增大。他们在STDP结构中引入了反馈电路,用于SOA驱动电流的调整。当STDP输出增强信号时,SOA电流增大,STDP特性曲线变窄变矮,从而限制了 ω 的无限增大。

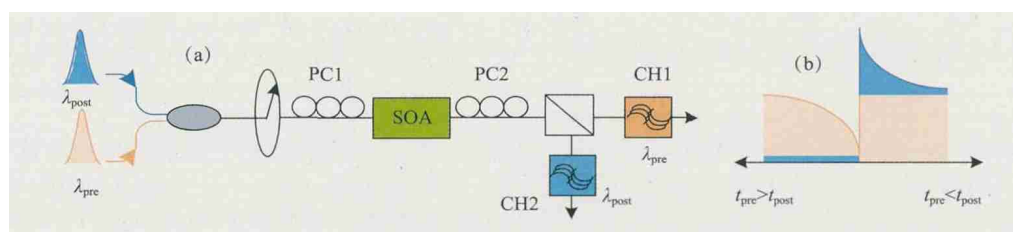


图 28 Toole等实现的STDP学习

Fig. 28 STDP learning rule by Toole

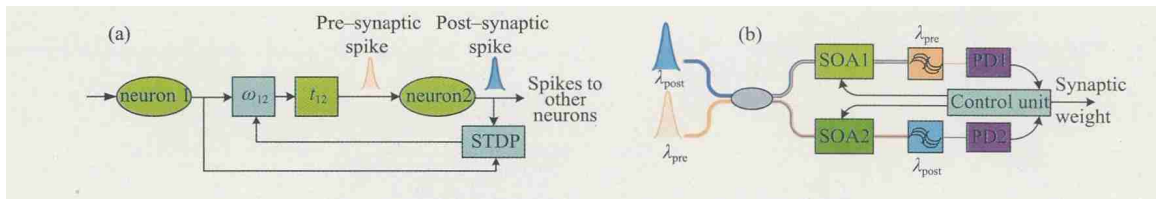


图 29 Zhang 等实现的 STDP 学习
Fig. 29 STDP learning rule by Zhang

4 结论

从全光逻辑、全光波长变换技术、全光伪随机码发生器和速率倍增技术、全光缓存技术、光子计算等方面介绍了高速光通信中全光数字信号处理技术的研究进展。

目前全光逻辑的逻辑门技术一类依靠 SOA 自身的非线性效应,另一类借助基于光纤结构或波导结构的干涉仪来完成逻辑运算。全波长变换技术主要基于 SOA 的非线性效应,目前研究集中在半导体光放大器-交叉增益调制型全光波长变换、半导体光放大器-四波混频效应型全光波长变换、半导体光放大器-交叉相位调制型全光波长变换等方面。在全光逻辑和波长变换基础上,可以实现全光伪随机码发生器和速率倍增。

全光缓存技术研究包括利用光纤延迟线的全光缓存技术、慢光型全光缓存技术、基于相干布居振荡 EDF 中的快慢光技术、半导体材料中基于相干布居振荡的快慢光技术等,而通过滤波法可以实现 PRBS 和单脉冲信号的可调延时,实现高频正弦信号的慢光。

光子计算是未来信息处理的重要发展方向。光子神经元可以通过分离器件和可集成器件来实现。为了适应大规模计算需求,使用可集成器件实现光子神经元及其学习机制是目前的研究热点。

参考文献 (References)

- [1] Turukhin A, Sinkin O V, Batshon H, et al. 105.1 Tb/s power-efficient transmission over 14350 km using a 12-Core Fiber[C]//2016 Optical Fiber Communication Conference. Anaheim: Optical Society of America, 2016: Th4C.1.
- [2] Caenegem Ruth Van, Martínez José M, ColleDidier, et al. From IP over WDM to all-optical packet switching: economical view[J]. Journal of Lightwave Technology, 2006, 24(4): 1638-1645.
- [3] Russell P. Photonic crystal fibers[J]. Science, 2003, 299(5605): 358-362.
- [4] Knight J C, Russell P S J. New ways to guide light[J]. Science, 2002, 296(5566): 276-277.
- [5] Zhou G, Xu K, Wu J, et al. Self-pumping wavelength conversion for DPSK signals and DQPSK generation through four-wave mixing in highly nonlinear optical fiber[J]. IEEE Photonics Technology Letter, 2006, 18(22): 2389-2391.
- [6] Nielsen M L, Mørk J. Recent advancements in semiconductor-based optical signal processing[C]//32nd European Conference on Optical Communications. Cannes, France: Institution of Engineering and Technolo-

gy, 2006: We2.4.1

- [7] Poustie A. Semiconductor devices for all-optical signal processing[C]//31st European Conference on Optical Communications. Glasgow, UK: Institution of Engineering and Technology, 2005: 475-478.
- [8] 徐竞. 高速全光逻辑运算及其应用的理论和实验研究[D]. 武汉: 华中科技大学光学与电子信息学院, 2009.
Xu Jing. Theoretical and experimental research on high speed all-optical logic operation and application[D]. Wuhan: School of optical and electronic information, Huazhong University of Science and Technology, 2009.
- [9] Jae Hun Kim, Young Min Jhon, Young Tae Byun, et al. All-optical XOR gate using semiconductor optical amplifiers without additional input beam[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2002, 14(10): 1436-1438.
- [10] Zhang M, Wang L, Ye P. All-optical XOR logic gates: Technologies and experiment demonstrations[J]. IEEE Optical Communications, 2005, 43(5): S19-S24.
- [11] Fjelde T, Wolfson D, Kloch A, et al. Demonstration of 20 Gbit/s all-optical logic XOR in integrated SOA-based interferometric wavelength converter[J]. Electronics Letters, 2000, 36(22): 1863-1864.
- [12] Fjelde T, Kloch A, Wolfson D, et al. Novel scheme for simple label-swapping employing XOR logic in an integrated interferometric wavelength converter[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2001, 13(7): 750-752.
- [13] 叶俊卿. 基于半导体光放大器的全光逻辑门[D]. 武汉: 华中科技大学光学与电子信息学院, 2006.
Ye Junqing. All-optical logic gates based on semiconductor optical amplifiers[D]. Wuhan: School of optical and electronic information, Huazhong University of Science and Technology, 2006.
- [14] 孙军强, 张新亮, 陈娟, 等. 基于半导体光放大器交叉增益饱和的波长转换的理论分析[J]. 中国激光, 1999, 26(6): 524-528.
Sun Junqiang, Zhang Xinliang, Chen Juan, et al. Theoretical analysis of wavelength conversion based on cross gain saturation of semiconductor optical amplifier[J]. Chinese Journal of Lasers, 1999, 26(6): 524-528.
- [15] 董建绩, 张新亮, 黄德修. 基于半导体光放大器四波混频效应的多种调制格式的波长转换实验[J]. 光学学报, 2008, 28(7): 1327-1332.
Dong Jianji, Zhang Xinliang, Huang Dexiu. Experimental study of wavelength conversion at various modulation formats based on four-wave mixing in a semiconductor optical amplifier[J]. Acta Optica Sinica, 2008, 28(7): 1327-1332.
- [16] 吴重庆. 光通信导论[M]. 北京: 清华大学出版社, 2008.
Wu Chongqing. Introduction on optical communication[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2008.
- [17] Danielsen, Lykke Søren. Traffic analysis and signal processing in high-capacity optical networks[M]. Copenhagen: Technical university of Denmark, 1997.

- [18] Idler W, Schilling M, Daub K, et al. Signal quality and BER performance improvement by wavelength conversion with an integrated three-port Mach-Zehnder interferometer[J]. *Electronics Letters*, 1995, 31(6): 454-455.
- [19] Eiselt M, Pieper W, Weber H G. SLALOM: Semiconductor laser amplifier in a loop mirror[J]. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 1995, 13(10): 2099-2112.
- [20] Sun Zhenchao, Wang Zhi, Wu Chongqing, et al. All-optical pseudorandom bit sequences generator based on TOADs[J]. *Optical Fiber Technology*, 2016, 28: 42-47.
- [21] Sun Zhenchao, Wang Zhi, Wu Chongqing, et al. All-optical repetition rate multiplication of pseudorandom bit sequences by employing power coupler and equalizer[J]. *Optical Engineering*, 2015, 54(10): 106111-106111.
- [22] Sun Zhenchao, Wang Zhi, Wu Chongqing, et al. All-Optical repetition rate multiplication of pseudorandom bit sequences based on cascaded TOADs[J]. *Optics Communications*, 2016, 363: 1-6.
- [23] 吴重庆, 袁宝忠. 光速减慢和光缓存技术[J]. *物理*, 2005, 34(12): 922-926.
Wu Chongqing, Yuan Baozhong. Speed slow down of light and optical buffer technology[J]. *Physics*, 2005, 34(12): 922-926.
- [24] 王亚平. 光分组交换中全光路由控制的若干关键技术研究[D]. 北京: 北京交通大学物理系, 2010: 5-6.
Wang Yaping. Research on the key technologies for all-optical routing in OPS[D]. Beijing: Department of Physics, Beijing Jiaotong University, 2010, 5-6.
- [25] 冯震. 基于光缓存器的全光时分交换技术研究[D]. 北京: 北京交通大学物理系, 2013: 35-40.
Feng Z. Study on all optical time division switching technology based on optical buffers[D]. Beijing: Department of Physics, Beijing Jiaotong University, 2013: 35-40.
- [26] Danielsen S L, Mikkelsen B, Joergensen C, et al. 10 Gbit/s operation of a multiwavelength buffer architecture employing a monolithically integrated all-optical interferometric Michelson wavelength converter[J]. *Photonics Technology Letters*, 1996, 8(3): 434-436.
- [27] Liu A M, Wu C Q, Lim M S, et al. Optical buffer configuration based on 3×3 collinear fiber coupler[J]. *Electronics Letters*, 2004, 40(16): 1017-1019.
- [28] 李亚捷, 吴重庆, 付松年. 基于 3×3 平行排列耦合器的全光光开关的特性分析[J]. *光学技术*, 2006, 32(3): 400-402.
Li Yajie, Wu Chongqing, Fu Songnian. Characteristic analysis of an novel all-optical switch based on 3×3 collinear fiber coupler[J]. *Optical Technique*, 2006, 32(3): 400-402.
- [29] Fu Songnian, Shum P, Zhang Liren, et al. Design of SOA-based dual-loop optical buffer with a 3×3 collinear coupler: Guideline and optimizations[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2006, 24(7): 2768-2778.
- [30] Tian Changyong, Wu Chongqing, Li Zhengyong, et al. Dual-wavelength packets buffering in dual-loop optical buffer[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2008, 20(8): 578-580.
- [31] Cheng Mu, Wu Chongqing, Song Chao, et al. The cascaded recirculating buffer based on nonlinear polarization rotation in a semiconductor optical amplifier[C]//Asia-Pacific Optical Communications 2008. Hangzhou, China: International Society for Optics and Photonics, 2008: 71340U.
- [32] Boyd R W. Slow and fast light: Fundamentals and applications[J]. *Journal of Modern Optics*, 2009, 56(18/19): 1908-1915.
- [33] Zhao Yong, Zhao Huawei, Zhang Xinyuan, et al. New mechanisms of slow light and their applications[J]. *Optics & Laser Technology*. 2009, 41(5): 517-525.
- [34] Zadok Avi, Eyal Avishay, Tur Moshe. Stimulated Brillouin scattering slow light in optical fibers[J]. *Applied Optics*, 2011, 50(25): E38-E49.
- [35] Patnaik A K, Liang J Q, Hakuta K. Slow light propagation in a thin optical fiber via electromagnetically induced transparency[J]. *Physical Review A*, 2002, 66(6): 063808.
- [36] A Schweinsberg. Studied of slow light with applications in optical beam steering[D]. Rochester: University of Rochester, 2012: 22-28.
- [37] Bigelow M S, Lepeshkin N N, Boyd R W. Superluminal and slow light propagation in a room-temperature solid[J]. *Science*, 2003, 301(5630): 200-203.
- [38] Schwarz S E, Tan T Y. Wave interaction in saturable absorbers[J]. *Applied Physics Letters*, 1967, 10(1): 4-7.
- [39] Hillman L W, Boyd R W, Krasinski J, et al. Observation of a spectral hole due to population oscillations in a homogeneously broadened optical absorption line[J]. *Optics Communications*, 1983, 45(6): 416-419.
- [40] Bigelow M S, Lepeshkin N N, Boyd R W. Observation of ultraslow light propagation in a ruby crystal at room temperature[J]. *Physical Review Letters*. 90(2003): 113903.
- [41] Gehring G M, Schweinsberg A, Barsi C, et al. Observation of backward pulse propagation through a medium with a negative group velocity[J]. *Science*, 2006, 312(5775): 895-897.
- [42] Schweinsberg A, Lepeshkin N N, Bigelow M S, et al. Observation of superluminal and slow light propagation in erbium-doped optical fiber[J]. *Europhysics Letters*, 2006, 73(2): 218-224.
- [43] Baldit E, Bencheikh K, Monnier P, et al. Ultraslow light propagation in an inhomogeneously broadened rare-earth ion-doped crystal[J]. *Physical Review Letters*, 2005, 95(14): 143601-143604.
- [44] Bigelow M S, Lepeshkin N N, Shin H, et al. Propagation of smooth and discontinuous signals through materials with very large or very small group velocities[J]. *Journal of Physics: Condensed Matter*, 2006, 18(11): 3117-3126.
- [45] Yu C, Luo T, Zhang L, et al. Data pulse distortion induced by a slow-light tunable delay line in optical fiber[J]. *Optics Letter*, 2007, 32(1): 20-22.
- [46] Melle S, Calderón O G, Carreño F, et al. Effect of ion concentration on slow light propagation in highly doped erbium fibers[J]. *Optics Communications*, 2007, 279(1): 53-63.
- [47] Zhang Yundong, Ye Jianbo, Qiu Wei. Optical amplification and slow light based on two-wave mixing at large modulation depth[J]. *Chinese Physics Letters*, 2007, 24(5): 1248-1251.
- [48] Zhang Yundong, Wei Qiu, Ye Jianbo, et al. Controllable ultraslow light propagation in highly-doped erbium fiber[J]. *Optics Communications*, 2008, 281(9): 2633-2637.
- [49] Calderón O G, Melle S, Antón M A, et al. Propagation-induced transition from slow to fast light in highly doped erbium fibers[J]. *Physical Review A*, 2008, 78(5): 053812.
- [50] Arrieta-Yañez F, Melle S, Calderón O G, et al. Phase tunability of group velocity by modulated pump forced coherent population oscillations[J]. *Physical Review A*, 2009, 80(1): 011804.
- [51] Jiulin Gan, Jiali Chen, Shanhui Xu, et al. Slow/fast light using a very short $\text{Er}^{3+}/\text{Yb}^{3+}$ co-doped fiber[J]. *Optics Letter*, 2013, 38(5): 670-672.
- [52] Ku P C, Sedgwick F, Chang-Hasnain C J, et al. Slow light in semicon-

- ductor quantum wells[J]. Optics Letter, 2004, 29(19): 2291–2293.
- [53] Pesala B, Chen Z, Uskov A V, et al. Experimental demonstration of slow and superluminal light in semiconductor optical amplifiers[J]. Optics Express, 2006, 14(26): 12968–12975.
- [54] Wang Fu, Wang Zhi, Wu Chongqing, et al. Compared Propagation characteristics of superluminal and slow light in SOA and EDFA based on rectangle signal[J]. Optics Communications, 2014, 352: 96–109.
- [55] Xue W Q, Chen Y H, Öhman F, et al. Enhancing light slow-down in semiconductor optical amplifiers by optical filtering[J]. Optics Letter, 2008, 33(10): 1084–1086.
- [56] Xue W Q, Sales S, Capmany J, et al. Microwave phase shifter with controllable power response based on slow- and fast-light effects in semiconductor optical amplifiers[J]. Optics Letter, 2009, 34(7): 929–931.
- [57] Pesala B, Sedgwick F, Uskov A, et al. Ultrahigh-bandwidth electrically tunable fast and slow light in semiconductor optical amplifiers[J]. Journal of the Optical Society of America B, 2009, 25(12): C46–C54.
- [58] Moon S H, Park J, Oh J M, et al. Strong tunable slow and fast lights using a gain-clamped semiconductor optical amplifier[J]. Optics Express, 2009, 17(23): 21222–21227.
- [59] Berger P, Bourderionnet J, Bretenaker F, et al. Time delay generation at high frequency using SOA based slow and fast light[J]. Optics Express, 2011, 19(22): 21180–21188.
- [60] Wang F, Wang Z, Wu C Q, et al. Tailoring the time delay of optical pulse/sequence employing cascaded SOA and band-pass filter[J]. Journal of Modern Optics, 2016, 63(11): 1092–1098.
- [61] Wang F, Wu C Q, Wang Z, et al. Evaluation of slow light periodic signals considering the distortion in EDF[J]. Chinese Physics Letters, 2014, 31(3): 034207.
- [62] Kravtsov K S, Fok M P, Prucnal P R, et al. Ultrafast all-optical implementation of a leaky integrate-and-fire neuron[J]. Optics Express, 2011, 19(3): 2133–2147.
- [63] Rosenbluth D, Kravtsov K, Fok M P, et al. A high performance photonic pulse processing device[J]. Optics Express, 2009, 17(25): 22767–22772.
- [64] Fok M P, Deming H, Nahmias M, et al. Signal feature recognition based on lightwave neuromorphic signal processing[J]. Optics Letter, 2011, 36(1): 19–21.
- [65] Fok M P, Tian Y, Rosenbluth D, et al. Asynchronous spiking photonic neuron for lightwave neuromorphic signal processing[J]. Optics Letter, 2012, 37(16): 3309–3311.
- [66] Kravtsov K, Prucnal P R, Bubnov M M. Simple nonlinear interferometer-based all-optical thresholder and its applications for optical CDMA[J]. Optics Express, 2007, 15(20): 13114–13122.
- [67] Li Q, Wang Z, Wu C, et al. NOLM-based all-optical thresholder[J]. Chinese Journal of Lasers, 2015, 42(7): 705001.
- [68] Tait A N, Shastri B J, Fok M P, et al. The DREAM: An integrated photonic thresholder[J]. Journal of Lightwave Technology, 2013, 31(8): 1263–1272.
- [69] Sokoloff J P, Prucnal P R, Glesk I, et al. A terahertz optical asymmetric demultiplexer (TOAD)[J]. Photonics Technology Letters, 1993, 5(7): 787–790.
- [70] Fok M P, Tian Y, Rosenbluth D, et al. Optical hybrid analog-digital signal processing based on spike processing in neurons[C]//SPIE Optics and Photonics for Information Processing V. San Diego, USA: International Society for Optics and Photonics, 2011, 8134: 813402.
- [71] Nahmias M A, Tait A N, Shastri B J, et al. An evanescent hybrid silicon laser neuron[C]//2013 IEEE Photonics Conference. Bellevue, Australia: IEEE, 2013: 93–94.
- [72] Shastri Bhavin J, Nahmias Mitchell A, Tait Alexander N, et al. Graphene excitable laser for photonic spike processing[C]//2013 IEEE Photonics Conference. Bellevue, Australia: IEEE, 2013: 1–2.
- [73] Fok M P, Tian Y, Rosenbluth D, et al. Pulse lead/lag timing detection for adaptive feedback and control based on optical spike-timing-dependent plasticity[J]. Optics Letter, 2013, 38(4): 419–421.
- [74] Toole R, Fok M P. Photonic implementation of a neuronal algorithm applicable towards angle of arrival detection and localization[J]. Optics Express, 2015, 23(12): 16133–16141.
- [75] Ren Q S, Zhang Y L, Wang R, et al. Optical spike-timing-dependent plasticity with weight-dependent learning window and reward modulation[J]. Optics Express, 2015, 23(19): 25247–25258.
- [76] Zhang Y L, Ren Q S, Zhao J. Implementation of optical multiplicative spike-timing dependent plasticity with adaptive current feedback of semiconductor optical amplifiers[C]//CLEO: Applications and Technology 2015. San Jose, California: Optical Society of America, 2015: JW2A.80.

All optical digital signal processing for modern ultra high bit-rate optical communications

WANG Zhi

School of Science, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China

Abstract A demo system at 105.1 Tbit/s over 14350 km was reported in the OFC'2016, and ultra high bit rate transmission and all optical switch have been the most keypoint of the optical fiber telecommunications and all optical networking. High speed optical signal processing, including all optical logic gates, wavelength convertor, all optical buffer, optical computations, etc., are employed at the switching node in the all optical network. In this article, some technologies about the high speed all optical digital signal processing for high speed optical fiber systems are presented with our related research works.

Keywords high speed optical fiber telecommunications; all optical digital signal processing; all optical switch; all optical buffer; photonic neuron

(编辑 王志敏)