

# 光学学报

## 基于相变材料的光子数模转换用于产生任意波形

郭鹏星<sup>1,2</sup>, 赵鹏<sup>1,2</sup>, 侯维刚<sup>1,2\*</sup>, 郭磊<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065;

<sup>2</sup>重庆邮电大学智能通信与网络安全研究院, 重庆 400065

**摘要** 提出了一种新型的基于相变材料(PCM)与电光调谐微环谐振器(MR)的光子数模转换器(PDAC),并实现任意波形的产生。该PDAC通过MR阵列同时处理不同波长的光信号,并将可编程的相变材料集成到光波导中完成对光信号的功率控制以及对每个电光调谐MR的功率补偿,从而实现高精度数字信号到模拟信号的转换。利用Ansys Lumerical仿真平台,以25 GSa/s的输入数据速率对4-bit PDAC结构进行仿真验证。所提结构可以实现3.63 bit的有效比特数、 $0.88B_{\text{LSB}}$  ( $B_{\text{LSB}}$ 为最低有效位)的最大积分非线性(INL)和 $0.35B_{\text{LSB}}$ 的最大微分非线性(DNL)。此外,该结构可以实现方波、锯齿波、三角波以及正弦波的生成,且它们与理想波形之间的误差较小。仿真证明,所提结构有望用于高速和低转换误差的数模转换器和任意波形发生器(AWG)。

**关键词** 集成光学; 光子数模转换器; 任意波形产生; 微环谐振器; 相变材料

中图分类号 TN256

文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS202242.1513001

### Phase-Change Material Based Photonic Digital-to-Analog Converter for Arbitrary Waveform Generation

Guo Pengxing<sup>1,2</sup>, Zhao Peng<sup>1,2</sup>, Hou Weigang<sup>1,2\*</sup>, Guo Lei<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>*School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China;*

<sup>2</sup>*Institute of Intelligent Communication and Network Security, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China*

**Abstract** In this paper, a novel photonic digital-to-analog converter (PDAC) based on phase-change materials (PCMs) and electro-optic tuning microring resonators (MRs) is proposed, and the arbitrary waveform generation is realized. The PDAC uses MR array to process the optical signals of different wavelengths at the same time and integrates programmable phase-change materials into the optical waveguide to complete the power control of the optical signal and the power compensation of the electro-optic tuning MR, thereby realizing high-precision conversion of digital signals into analog signals. A 4-bit PDAC structure is simulated with 25 GSa/s input data rate using the Ansys Lumerical simulation platform. The proposed PDAC can achieve an effective number of bits of 3.63 bit, and the maximum integral nonlinearity (INL) and maximum differential nonlinearity (DNL) are  $0.88B_{\text{LSB}}$  ( $B_{\text{LSB}}$  represents least significant bit) and  $0.35B_{\text{LSB}}$ , respectively. In addition, the proposed PDAC can realize the generation of square wave, sawtooth wave, triangular wave, and sine wave with small error compared to idea waveforms. Simulation proves that the proposed structure will be used in digital-to-analog converters and arbitrary waveform generators with high speed and low conversion error.

**Key words** integrated optics; photonic digital-to-analog converter; arbitrary waveform generation; microring resonator; phase-change material

收稿日期: 2022-01-24; 修回日期: 2022-03-03; 录用日期: 2022-03-07

基金项目: 国家重点研发计划(2018YFE0206800)、重庆市博士后研究项目特别资助(2010010006251081)、国家自然科学基金(62071076, 62075024)、重庆市自然科学基金(cstc2019jcyj-msxmX0615)、重庆市青年拔尖人才支持项目(CQYC201905075)、重庆市教委创新研究群体项目(CXQT21019)

通信作者: \*houwg@cqupt.edu.cn

# 1 引言

任意波形发生器(AWG)在光通信、电子战以及脉冲雷达等多个领域具有广泛的应用。在电子瓶颈的限制下,基于传统电学实现的AWG,其带宽无法满足未来各种大带宽系统的要求<sup>[1]</sup>。因此,研究人员开始将目光转向利用光子技术实现任意波形的产生。相比电子,光子具有大带宽、高速率、抗电磁干扰等优点。普渡大学的Rashidinejad等<sup>[2]</sup>结合频谱整形、光学干涉测量和频率-时间映射技术,得到数十GHz范围内的复杂射频波形;南京大学的Zhang等<sup>[3]</sup>利用非线性电光(EO)调制,通过对激光器的各个纵模进行独立的相位与幅度调制实现任意波形的产生。但它们都存在一定的局限性,利用频域实现任意波形产生方案的孔径时间与波形刷新率受到限制;而非线性电光调制的调制指数单一、结构简单,导致产生的波形种类以及波形带宽受限。

然而,利用时域波形合成的方法则能够解决上述问题。该方法类似于传统的电学方法,其中典型的例子就是光子数模转换器(PDAC)<sup>[4-5]</sup>。近些年来,多种光子数模转换方案被提出。南京大学的Gao等<sup>[4]</sup>利用相位调制和光纤色散获得光脉冲序列,并对该序列进行开关键控调制,获得的PDAC具有良好的线性传递函数;清华大学的Liao等<sup>[5]</sup>提出一种基于正交相移键控调制与差分检测的PDAC,其噪声容限与动态范围较大;但它们普遍都存在着一定的缺陷,即复杂度高、不易集成等。随着近些年来硅光子技术的不断成熟,硅基微环谐振器(MR)以其超低功耗、高紧凑性和易于集成等优势得到广泛运用。此前,Ding等<sup>[6]</sup>提出一种基于电光调谐MR的PDAC,其复杂度低,易集成,通过分光器赋予数字信号不同比特位相应的权重,以此实现数模转换;但MR的电光调谐会带来一定的吸收损耗,导致其透射率降低,进而影响整体结构的转换精度。此外,该结构中输入数字信号需要进行反相操作,这也会限制整体的转换速度。

本文提出了一种改进的基于MR和相变材料(PCM)的PDAC。当前的相变材料主要分为过渡金属氧化物和硫系化合物两大类<sup>[7-11]</sup>。过渡金属氧化物以二氧化钒( $\text{VO}_2$ )<sup>[7]</sup>为代表,其相变温度低,但在应用这种材料时需要靠稳定的温度维持其状态,不具有非易失性<sup>[8]</sup>。硫系化合物包括以锗碲合金( $\text{Ge}_x\text{Sb}_y\text{Te}_z$ )为代表的 $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  (GST)<sup>[9]</sup>、 $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Se}_4\text{Te}_1$  (GSST)<sup>[10]</sup>,以及 $\text{Sb}_2\text{Se}_3$  (SbSe)<sup>[11]</sup>。它们通常具有非易失性,且在非晶态与晶态之间存在高的折射率对比度。本文利用相变材料的初衷是能够高效、灵活地调节光信号的衰减量。相比于GSST和SbSe,GST在不同的晶化状态下的有效折射率的虚部都相对较大,导致较大的吸收损耗,这意味着实现同样大的衰减GST所需的尺寸和控制成本将会更小。因此,本文利用GST代替传统的分光器与反相器的组合,相比传统的基于MR与1/2分光器的方案,不仅在芯片面积上得

到了优化,更重要的是通过GST的灵活可编程性能够对MR的电光调谐带来的损耗进行补偿,且不再需要对输入信号进行反相操作。最后,利用Ansys Lumerical光学仿真平台对4-bit的PDAC结构进行仿真,对其数模转换功能与任意波形生成功能进行了验证,并进行性能分析,仿真结果证明其有效比特数(ENOB)高达3.63 bit,且生成的波形与理想波形之间的误差较小。这证明该结构无论是在数模转换领域还是任意波形生成领域都有着良好的表现。

## 2 基于GST与MR的PDAC结构设计

### 2.1 数模转换基本原理

数字信号具有易大量存储、快速处理的优点,而在自然界存在的物理量大多是模拟量,因此如果想通过数字信号处理方式去处理这些物理量,需使用数模转换技术。由于二进制信号是一种位权信号,每一位的“1”代表的数值大小称为这一位的权<sup>[12]</sup>,因此若要将数字信号转化为模拟信号,需要将数字信号不同比特位乘以相应的权值再进行相加。在数字电路中,可使用权值电阻网络实现数模转换,结构如图1所示,

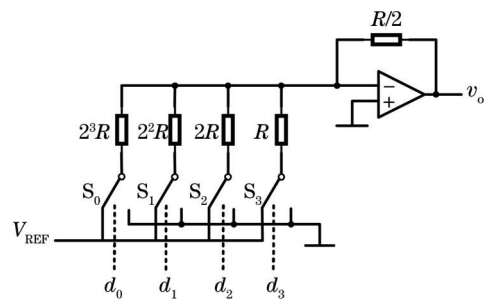


图1 权值电阻网络

Fig. 1 Weighted resistor network

该结构将4个不同阻值的电阻并联,赋予不同比特位的数字信号相应的权重。而数字信号作为开关的指示信号:当输入为“1”,对应的开关将会闭合;当输入为“0”,对应的开关将会接地。因此模拟输出<sup>[12]</sup>可表示为

$$v_o = -\frac{V_{\text{REF}}}{2^n} (d_{n-1}2^{n-1} + d_{n-2}2^{n-2} + \dots + d_12^1 + d_02^0), \quad (1)$$

式中: $v_o$ 为模拟输出电压; $V_{\text{REF}}$ 为输入的参考电压; $d_i(i=0, 1, 2, \dots, n-2, n-1)$ 代表输入数字信号中不同比特位上的值, $n$ 为输入数字信号的总位宽。

### 2.2 基于MR的光开关

数字电路中使用开关将不同比特位分开处理。因此,在光子领域,同样需要一种“光开关”进行这一操作。而MR具有独特的滤波特性,且能够通过电光调制改变其谐振波长,从而实现“光开关”的功能。Add-drop型MR的原理图如图2所示,图中 $k_1$ 、 $k_2$ 为直波导和环形波导之间耦合区域的振幅耦合系数。“through”端口和“drop”端口的透射率公式<sup>[13]</sup>可分别表示为

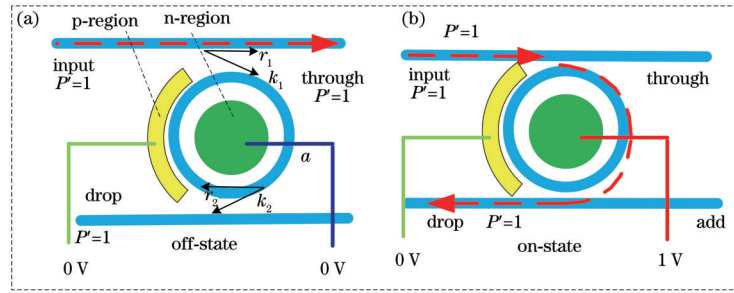


图 2 不同状态下的 MR。(a)失谐状态下的 MR;(b)谐振状态下的 MR

Fig. 2 MR at different states. (a) MR in detuned state; (b) MR in resonance state

$$T_i = \frac{r_2 a^2 - 2r_1 r_2 a \cos \phi + r_1^2}{1 - 2r_1 r_2 a \cos \phi + (r_1 r_2 a)^2}, \quad (2)$$

$$T_d = \frac{(1 - r_1^2)(1 - r_2^2)a}{1 - 2r_1 r_2 a \cos \phi + (r_1 r_2 a)^2}, \quad (3)$$

式中:  $\phi = \beta L$ ,  $\beta$  为相位传输常量,  $L$  为 MR 的周长;  $r_1$ 、 $r_2$  为自耦合系数;  $a$  为环形波导中的振幅损耗系数。

然而, 只有特定光信号才会使 MR 进入谐振状态, 其波长必须为在 MR 中经过的光程的整数倍<sup>[14]</sup>。一旦发生谐振, 光信号将会从“drop”端口输出; 反之, 该信号将会从“through”端口输出。为了能够实现数模转换和任意波形生成的功能, MR 必须要像数字电路中的开关一样, 能够根据输入的数字信号做出相应的反应。例如: 当输入数字信号为“0”时, 光信号从“through”端口输出, 如图 2(a)所示; 当输入数字信号为“1”时, 输入光信号从“drop”端口输出。因此需要实

时调整其谐振波长。目前, 电光调谐是一种常用的高速调谐手段, 通过对 MR 外加正向电压, 改变波导中的载流子浓度, 进而通过改变硅材料的折射率使谐振频率发生蓝移。但同时光波导的吸收系数增大, 这将会导致相应的光损耗增大<sup>[15]</sup>。图 3 所示的是电光调谐的 MR 的结构图及“drop”端口的传输曲线。采用 Ansys Lumerical 仿真平台, 其中 MR 半径设置为  $10 \mu\text{m}$ , 直波导与环形波导之间的间隙设置为  $0.28 \mu\text{m}$ , 波导宽度为  $0.45 \mu\text{m}$ , 高度为  $0.22 \mu\text{m}$ , 环形波导中调制部分的 p、n 掺杂浓度为  $1 \times 10^{18} \text{cm}^{-3}$ , 调制部分占整个环形波导的 80%, 如图 3(a)所示。通过对 MR 施加 3.375 V 的正向电压, 将此时的透射率曲线与未施加电压时的透射率曲线进行比较, 如图 3(b)所示, 可以清楚地发现施加正向电压后 MR 的谐振波长发生蓝移, 且经过调谐的 MR 的透射率远低于理想值“1”。因此, 如果不经过任何处理就将 MR 运用在 DAC 或者 AWG 中, 将会导致整体的精度下降。

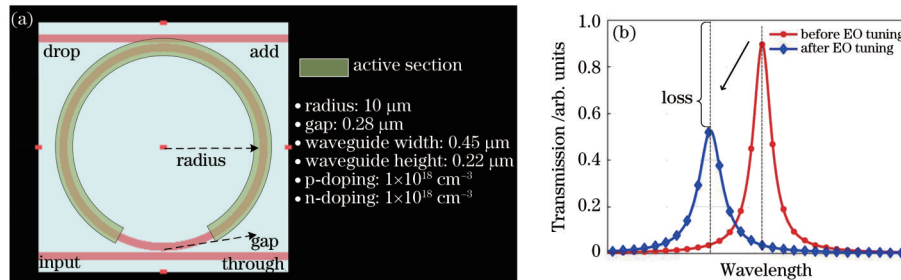


图 3 MR 结构及传输曲线示意图。(a)微环结构及其参数配置;(b)电光调谐前后“drop”端口传输曲线

Fig. 3 MR structure and its transmission curve diagram. (a) MR structure and its parameter configuration; (b) transmission curves of "drop" port before and after EO tuning

### 2.3 基于相变材料的权重可调光波导结构

数字电路中通过电阻进行加权, 而传统的基于 MR 的 PDAC 中利用 1/2 分光器实现权重的赋予。相比分光器, GST 的占地面积更小, 易集成, 并且具有可编程性, 因此使用 GST 进行加权要更加合适。GST 是一种具有代表性的基于硫族化合物的相变材料, 该材料的一个显著的特性是它们的电学和光学性质在结晶和非结晶状态之间具有高对比性, 在适当的热刺激(结晶)或熔融淬火过程(非晶化)下可对这两种状态实现亚纳秒级的切换<sup>[16]</sup>。GST 可以集成在光学波导表面, 如图 4 所示, 其中  $G$  代表在 GST 的不同晶化率影

响下波导的透射率, 其由 GST 的状态来决定。通过波导中光域 GST 之间的倏逝波耦合作用将光吸收到 GST 中, 并根据吸收光的能量大小来改变其状态。通过光波导输入端注入一个光脉冲信号(通常为纳秒级光脉冲信号)以给 GST 提供热量, 如果 GST 吸收的能量足够高, 可以使 GST 的状态开始发生改变(即非晶化过程), 从而可以通过改变 GST 的状态来影响光波导的透射率  $G$ 。在 GST 透射率的值被写入之后, 将 GST 迅速冷却到室温, 就可以将 GST 里原子的状态结构固定, 实现透射率的存储。在常温下, 这种状态可以保持几十年不变, 因此具有非易失性<sup>[17]</sup>。将 GST 加

热到高于结晶温度但低于熔融温度几纳秒后, GST 可以恢复原子顺序, 从而结晶为晶态。在透射率  $G$  被写入并存储之后, 在输入端输入一个大小为  $A$  的短脉冲信号 (通常为皮秒级光脉冲信号), 其能量不足以达到 GST 的晶态阈值, 因此该信号不会改变 GST 的状态, 且信号会通过 GST 传输到输出端。输出端接收到的信号的功率  $B$  为输入信号功率  $A$  和透射率  $G$  的乘积, 并进行透射率的读取。在不同晶化率下, GST 对光信号的吸收效应强弱也不同。当 GST 在晶态时, 其具有强吸收效应, 在波导中的光全部被吸收到 GST 里, 此时波导的输出透射率近似为“0”。当 GST 处于非晶态时, 其对光信号的吸收较弱, 光几乎能够全部从波导中输出, 此时波导的透射率近似为“1”。当 GST 介于晶态和非晶态之间时, 其透射率处于 0 到 1 之间<sup>[17]</sup>。

具有不同晶化率的 GST 的有效折射率可通过有效介质理论进行近似计算<sup>[18]</sup>, 可表示为

$$\frac{\epsilon_{\text{eff}}(p) - 1}{\epsilon_{\text{eff}}(p) + 2} = p \times \frac{\epsilon_c - 1}{\epsilon_c + 2} + (1 - p) \times \frac{\epsilon_a - 1}{\epsilon_a + 2}, \quad (4)$$

式中:  $p$  为 GST 的晶化率;  $\epsilon_{\text{eff}}$  为 GST 的有效折射率;  $\epsilon_c, \epsilon_a$  分别为 GST 处于晶态与非晶态时的介电常数<sup>[18]</sup>, 可表示为

$$\sqrt{\epsilon_c(a)} = n + i\kappa, \quad (5)$$

式中:  $n$  为折射率实部;  $\kappa$  为折射率虚部。根据文献 [18], GST 晶态与非晶态时的有效折射率分别为  $7.2 + 1.9i$  和  $4.6 + 0.18i$ , 因此可根据 GST 晶态与非晶态时的折射率与晶化率近似计算出处于部分晶态时的 GST 有效折射率。为了得到波导透射率与所嵌入 GST 晶化率的关系, 在仿真平台中构建如图 4 所示的光波导结构。将 GST 长度、宽度、厚度分别设置为  $1.1 \mu\text{m}$ 、 $0.45 \mu\text{m}$  和  $0.02 \mu\text{m}$ , 通过改变 GST 的晶化率来改变 GST 的有效折射率, 波导内的场强也会随之发生改变, 如图 5(a) 所示。在改变 GST 晶化率的同时也对其长度进行调整, 将会获得不同长度、不同晶化率情况下波导的透射率, 如图 5(b) 所示。从图中可以发现, 可以通过控制 GST 的晶化率与长度实现对波导透射率的控制。

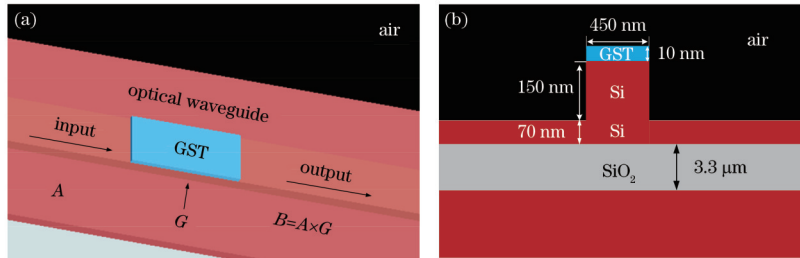


图 4 集成 GST 的光波导结构示意图。(a) 光波导结构示意图; (b) 光波导横截面示意图

Fig. 4 Schematic diagrams of optical waveguide with integrated GST. (a) Schematic diagram of optical waveguide structure; (b) schematic diagram of cross-section of optical waveguide

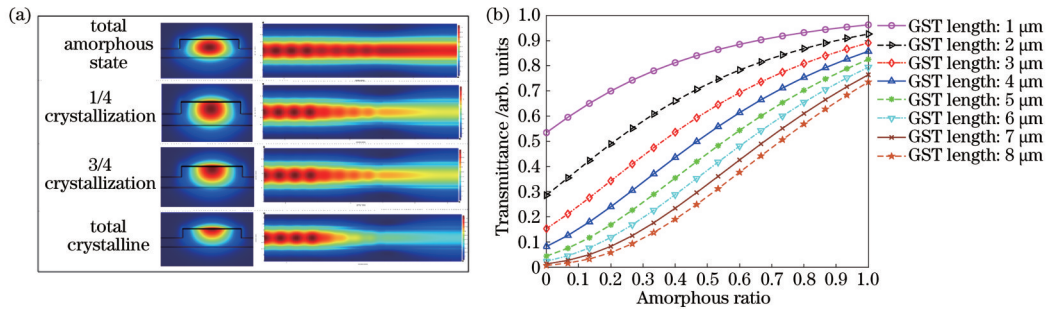


图 5 不同晶化率的 GST 对波导透射率的影响。(a) 波导内场强示意图; (b) 波导透射率变化

Fig. 5 Effect of GST with different crystallization rate on transmittance of optical waveguides. (a) Schematic diagram of electric field intensity in waveguide; (b) transmittance change of waveguide

### 2.4 基于 MR 与相变材料的 PDAC

在 MR 与相变材料的基础上, 提出基于 MR 与 GST 的 PDAC 结构, 如图 6 所示。该结构由连续光源、两根波导、 $N$  个谐振波长不同的电光 MR ( $\text{MR}_1, \text{MR}_2, \dots, \text{MR}_N$ ) 以及  $N$  个 GST 构成。两根波导分别作为  $N$  个 MR 的上传波导与下载波导。在该结构中使用的 GST 材料用于代替传统的基于 MR 的 PDAC 中的分光器, 通过调整 GST 的晶化率, 使嵌入 GST 的光波导的透射率为  $1/2$ 。

连续光源 (CW) 将  $N$  个波长不同 ( $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$ ) 的功率为  $P$  的光信号射入光波导中, 光信号的波长需要与调谐后的 MR 的工作波长相对应。波长为  $\lambda_i$  的光信号将会通过  $i$  段嵌入 GST 的光波导, 因此功率将会变为初始功率的  $1/2^i$ , 光信号到达第  $i$  个 MR 的“input”端, 产生谐振后从 MR 的“drop”端输出。每个 MR 都由一位电数字信号进行调制。当数字信号为“1”时, MR 为“on”状态, 此时对应波长的光信号经过加权后将会从“output port”端口输出, 理想情况下输出功率为

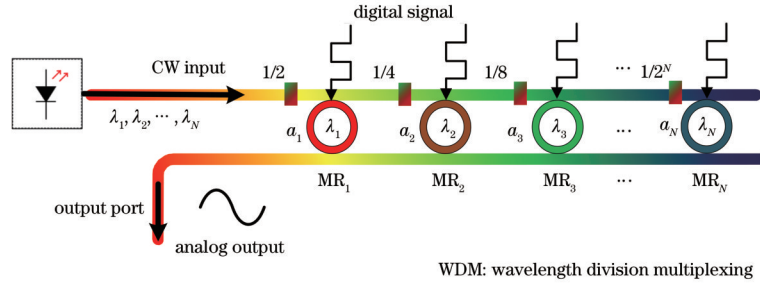


图 6 基于 MR 与光学相变材料的  $N$ -bit PDAC  
Fig. 6  $N$ -bit PDAC based on MR and photonic PCM

1; 当数字信号为“0”时, MR为“off”状态, 此时与 MR 对应的光信号将不会从“output port”端口输出, 而是直接从直通端口输出。因此,  $N$ -bit PDAC 的输出可表示为

$$P_{\text{ideal-output}} = \sum_{i=1}^N (a_i \cdot 2^{N-i}) \cdot P / 2^N, \quad (6)$$

式中:  $a_i$  代表第  $i$  个 MR 的调制信号。然而, 这只是理想情况下的模拟输出, 实际应用中需要考虑 MR 的电光调谐带来的损耗, 因此需要对 MR 带来的损耗作出补偿。波长为  $\lambda_i$  的光信号被赋予的权重为第  $i$  个 MR 的透射率以及此前通过的  $i$  段嵌入 GST 的光波导的透射率的乘积。因此, 若 MR 的透射率相比理想值“1”存在误差, 那么可以通过改变光波导的透射率来补偿 MR 带来的损耗, 使波长为  $\lambda_i$  的光信号的权重接近理想值  $1/2^i$ 。因此  $N$ -bit PDAC 的实际输出可表示为

$$P_{\text{actual-output}} = \sum_{i=1}^N \left( \prod_{j=1}^i G_j \cdot a_i \cdot T_i \right) \cdot P, \quad (7)$$

式中:  $G_j$  为第  $j$  段嵌入 GST 的光波导的透射率;  $T_i$  为第

$i$  个 MR 处于“on”状态的透射率。为了让实际输出尽可能接近理想输出, 调整后的嵌入 GST 的光波导的透射率可表示为

$$G_i = T_{i-1} / (2T_i) \quad (i = 1, 2, \dots, N, T_0 = 1). \quad (8)$$

为了改变所嵌入光波导的透射率, 需要对 GST 的晶化率进行相应的调整。如 2.3 节所述, GST 在不同晶化率下对光的吸收效应也不同。因此, 通过对 GST 晶化率的调整, 能够实现所嵌入光波导透射率在 0~1 之间的可调。以 4-bit PDAC 为例, 嵌入 GST 的 4 段光波导透射率分别为  $1/(2T_1)$ ,  $T_1/(2T_2)$ ,  $T_2/(2T_3)$ ,  $T_3/(2T_4)$ 。因此, 当数字信号的第 1 位为“1”时, 通过 MR<sub>1</sub> 下降端口的光信号将会提供  $P/2$  的输出; 当第 2 位为“1”时, 通过 MR<sub>2</sub> 下降端口的光信号将会提供  $P/4$  的输出; 当第 3 位为“1”时, 通过 MR<sub>3</sub> 下降端口的光信号将会提供  $P/8$  的输出; 当第 4 位为“1”时, 通过 MR<sub>4</sub> 下降端口的光信号将会提供  $P/16$  的输出。工作情况如表 1 所示。

表 1 4-bit PDAC 的工作情况  
Table 1 Working condition of 4-bit PDAC

$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	State of MR <sub>1</sub>	State of MR <sub>2</sub>	State of MR <sub>3</sub>	State of MR <sub>4</sub>	Output
0	0	0	1	Off	Off	Off	On	$P/16$
0	0	1	0	Off	Off	On	Off	$P/8$
0	1	0	0	Off	On	Off	Off	$P/4$
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
1	1	0	0	On	On	Off	Off	$3P/4$
1	1	1	0	On	On	On	Off	$7P/8$
1	1	1	1	On	On	On	On	$15P/16$

### 3 PDAC 性能分析以及任意波形生成功能的验证

为验证本文所提出的结构, 使用光学仿真平台 Ansys Lumerical Solutions 对 4-bit PDAC 进行了仿真验证。首先利用 Mode Solution 和 FDTD Solution 对结构中 MR 的半径、耦合间距等参数进行了优化。初始状态下, MR 的半径设置在  $10 \mu\text{m}$  左右, 因此具有  $9.5 \text{ nm}$  的自由光谱范围, 再通过对半径进行微小的调整, 使其具有不同的谐振波长。之后对 MR 与波导之间的间隔进行优化, 以确保每个 MR 都接近临界耦合

状态, 从而使消光比达到最大。此外, 根据式(4)、(5)可以获得不同晶化率 GST 的有效折射率参数, 将其作为新材料导入 Lumerical Solutions 中, 能够实现对其性能的模拟。在仿真中, 环境温度为  $300 \text{ K}$ , 背景材料折射率为  $1.44$ , 网格生成算法采用默认的自动非均匀设置, 算法主要考虑每个波长对应的网格点数 (PPW, 其值用  $N_{\text{PPW}}$  表示), 因此精度设置为  $14N_{\text{PPW}}$ , 边界条件为完美匹配层 (PML)。最终 4 个 MR 半径分别为  $9.95, 9.98, 10.01, 10.04 \mu\text{m}$ , 直波导与环形波导之间的间隙设置为  $0.28 \mu\text{m}$ , 4 个 MR 对应的谐振波长分别为  $1547.28, 1549.72, 1552.23, 1554.75 \text{ nm}$ 。将嵌

入波导的 4 个 GST 材料块的长度、宽度、厚度分别设置为 1.1, 0.45, 0.02  $\mu\text{m}$ 。最后将获得的器件级参数模型导入 Lumerical INTERCONNECT 中, 并搭建 4-bit PDAC 进行系统级的仿真测试。测试框图如图 7 所示, 在系统级仿真中, 采样率为 250 THz, 采样点总数为 250000。4 个输入信号的波长分别为 1547.28, 1549.72, 1552.23, 1554.75 nm, 功率均为 1 mW, 通过波分复用射入 MR 阵列的上传波导。数值仿真采用不归零 (NRZ) 脉冲发生器作为 MR 的驱动源, 以 25 Gbit/s 的速度发出数字序列, 在下载波导的输出端口添加一个光电探测器和一个低通滤波器, 以监测系统的输出功率。

在实际的测试过程中, 当芯片制作完成之后, 工艺的缺陷会导致光器件性能存在一定的误差。测试时首先需要测得每个 MR 的实际损耗。此时 GST 为非晶态, 波导透射率近似为 1, 将 MR 配置成谐振状态。通过 i 端口依次输入 4 个波长的小功率探测 (probe) 光信

号, 此时光信号功率较小, 并不会对 GST 产生影响。相应的光信号会通过相应的 MR 从 d 端口输出, 经过环形器后被光学功率计接收, 获得每个 MR 的实际损耗。随后, 对每个 GST 的状态进行写入操作。根据 MR 的实际损耗, 可计算出每个 GST 波导的期望透射率, 进而得知每个 GST 的期望晶化率。在测试过程中, 依次写入 4 个状态 (GST<sub>4</sub>、GST<sub>3</sub>、GST<sub>2</sub> 和 GST<sub>1</sub>)。首先通过 d 端口的泵浦源输出波长为  $\lambda_1$  的大功率光信号, 此时对 GST<sub>4</sub> 状态进行写入。接着输入波长为  $\lambda_3$  的光信号, 通过 MR<sub>3</sub> 对 GST<sub>3</sub> 进行写入。后续 GST<sub>2</sub> 和 GST<sub>1</sub> 的写入同理。最后对芯片的数模转换功能进行验证。通过激光阵列输入 4 个波长不同的光信号, 利用光栅耦合器将光信号耦合到芯片中。随机向 4 个 MR 发送调制信号“1”和“0”。经过调制后的光信号最终会从 d 端口输出, 通过环形器、掺铒光纤放大器、光电探测器、低通滤波器后被示波器接收, 获得输出波形, 以验证数模转换以及任意波形产生的功能。

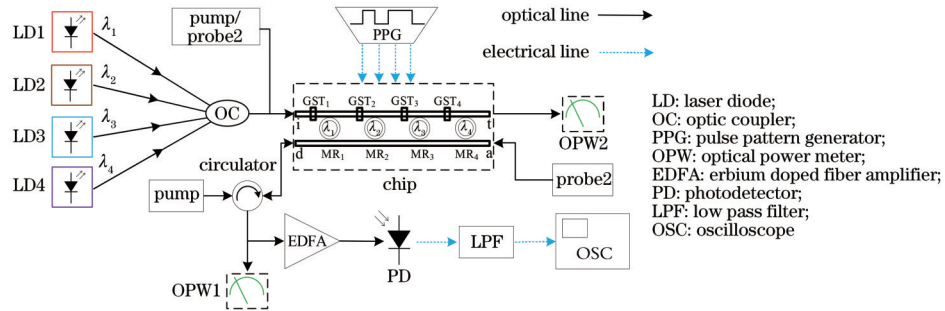


图 7 基于 MR 与光学相变材料的 4-bit PDAC 测试示意图

Fig. 7 Test diagram of 4-bit PDAC based on MR and photonic PCM

### 3.1 PDAC 的功能验证

首先确定每个 MR 的谐振波长以及处于“on”状态时的损耗。4 个 MR 的工作情况如图 8(a)~(d) 所示。当 MR 外加电压时, 每个 MR 的插入损耗分别为 -2.74 dB, -2.51 dB, -2.84 dB, -2.88 dB。电光调谐带来的损耗非常大, 如果不进行调整直接将其应用在 DAC 中, 将会带来难以忽视的转换误差。

在传统的基于 MR 的 PDAC 中<sup>[6]</sup>, 为了避免上述情况的发生, 利用反相器对输入数字信号进行了取反。虽然这种做法能够减小转换误差, 但反相器会对 DAC 的速度产生一定的限制。本文所提出的结构采用可编程的 GST 材料, 不仅解决了速度限制的问题, 也大幅减小了系统的转换误差。根据式 (6) 以及每个 MR 的损耗即可计算出嵌入 GST 的波导的期望透射率, 分别为 0.94, 0.47, 0.54, 0.50。根据图 5 所示的 GST 晶化率与波导透射率之间的关系, 可以得到实现目标透射率情况下 GST 的状态。

为了验证采用 GST 赋予权值后系统整体转换精度的提升, 通过非归零 (NRZ) 脉冲发生器向 MR 随机发送数字信号, 将低通滤波器的截止频率设置为 100 GHz。微环谐振器 MR<sub>1</sub>~MR<sub>4</sub> 的调制信号波形图如图 9(a)~(d) 所示。图 9(e) 为使用 1/2 分光器时的

理想波形与实际波形对比, 不难看出, MR 的电光调谐导致转换误差很大, 其功能难以实现。而图 9(f) 为使用 GST 时的理想波形与实际波形的结果对比, 经过调整后的 GST 能够对 MR 导致的损耗进行补偿, 误差最大时也不会超过总量的 7%。这说明该结构的精度得到了大幅度提升, 能够较好地实现 DAC 的功能。

### 3.2 任意波形发生功能验证与仿真性能分析

为了利用该 PDAC 实现 AWG 的功能, 需要对 MR 的调制信号进行灵活的配置。在此处, 通过 4 个 NRZ 脉冲发生器的组合, 可得到 0000, 0001, 0010, ..., 1111 共 16 种输入数字信号组合。每种组合的输入信号对应着一个等级的输出功率, 其线性拟合如图 10 所示。为了评估该结构的线性度, 需要得到其最大积分非线性 (INL) 与最大微分非线性 (DNL)。INL 反映的是各个等级输出的模拟值与理想值的偏离程度, 从图中可得出, 最大 INL 约为 0.88B<sub>LSB</sub> (B<sub>LSB</sub> 为输入数字信号最低位对应的模拟值); DNL 反映的是每级输出与下一级输出的模拟差值和理想差值之间的偏差, 因此该结构的最大 DNL 约为 0.35B<sub>LSB</sub>。最大 INL 与最大 DNL 说明该结构线性度良好。

为了获得所需要的波形信号, 需要根据所需波形的占空比、振幅和周期等要素灵活配置输入数字信号。

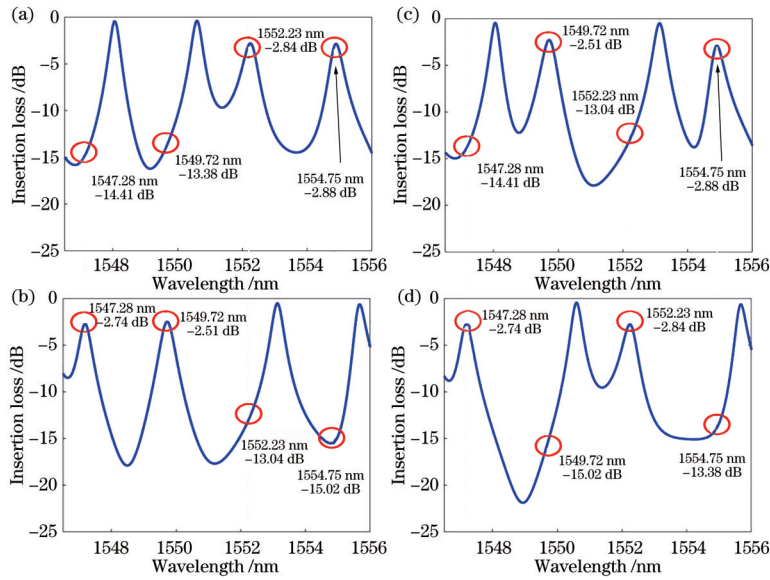


图 8 不同输入数字信号下的 MR 插入损耗。(a) 调制信号为“0011”; (b) 调制信号为“1100”; (c) 调制信号为“0101”; (d) 调制信号为“1010”

Fig. 8 Insertion loss of MR under different input digital signals. (a) Modulation signal is "0011"; (b) modulation signal is "1100"; (c) modulation signal is "0101"; (d) modulation signal is "1010"

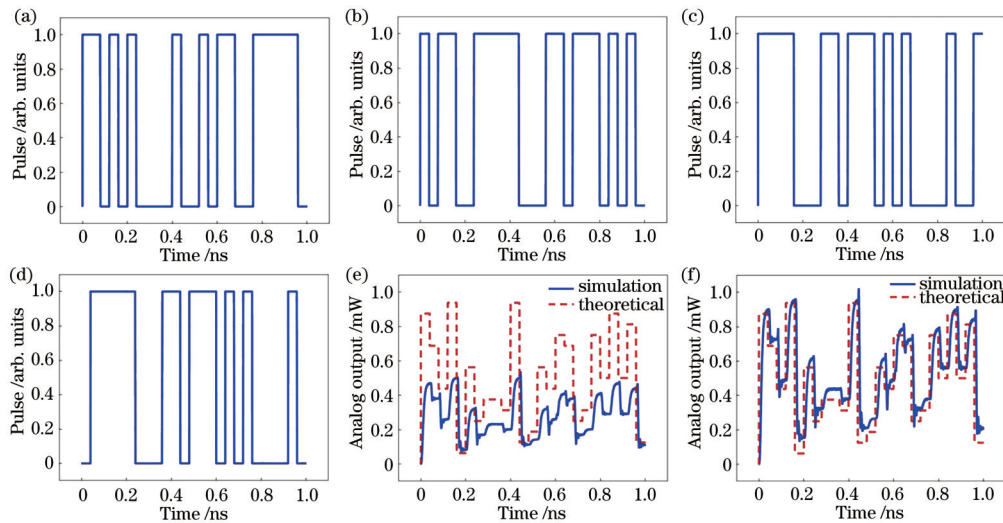


图 9 数值仿真结果。(a) MR<sub>1</sub> 的调制信号; (b) MR<sub>2</sub> 的调制信号; (c) MR<sub>3</sub> 的调制信号; (d) MR<sub>4</sub> 的调制信号; (e) 基于 MR 和分光器的 PDAC 的仿真结果; (f) 所提的基于 MR 和 GST 的 PDAC 的仿真结果

Fig. 9 Numerical simulation results. (a) Modulation signal of MR<sub>1</sub>; (b) modulation signal of MR<sub>2</sub>; (c) modulation signal of MR<sub>3</sub>; (d) modulation signal of MR<sub>4</sub>; (e) simulation results of PDAC based on MR and splitters; (f) simulation results of proposed PDAC based on MR and GST

将一个周期的输入数字信号设置为 0000, 0000, 0000, 0000, 1001, 1001, 1001, 1001, 1001, 1001, 1001, 1001, 1001, 1001, 0000, 0000, 0000, 0000, 通过这样的配置将会获得占空比为 1/2、周期为 0.64 ns、振幅约为 0.5625 的方波信号。将一个周期的数字信号设置为 0000, 0001, 0010, 0011, 0100, 0101, 0110, 0111, 1000, 1001, 1010, 1011, 1100, 1101, 1110, 1111, 将会获得周期为 0.64 ns 的锯齿波信号。同理, 将一个周期的数字信号设置为 0000, 0010, 0100, 0110, 1000, 1010, 1100, 1110, 1111, 1110, 1100, 1010, 1000, 0110, 0100, 0010, 0000, 将会获

得周期为 0.68 ns 的三角波信号。图 10 为通过该结构产生的方波、锯齿波、三角波的量化形状以及通过低通滤波器生成的所需波形。三种波形通过配置输入数字信号后分别通过 18.75, 12.5, 12.5 GHz 的低通滤波器获得。为了评估生成波形的质量, 将生成波形与理想波形进行对比, 三种波形相比理想波形的均方根误差 (RMSE) 分别为 0.061, 0.093, 0.042。

此外, 从图 11 中可看出, 相比锯齿波和三角波, 方波更为平滑, 其原因在于位转换的个数不同。在电子 DAC 中, 多位数字信号同时转变时, 会在数字电路中

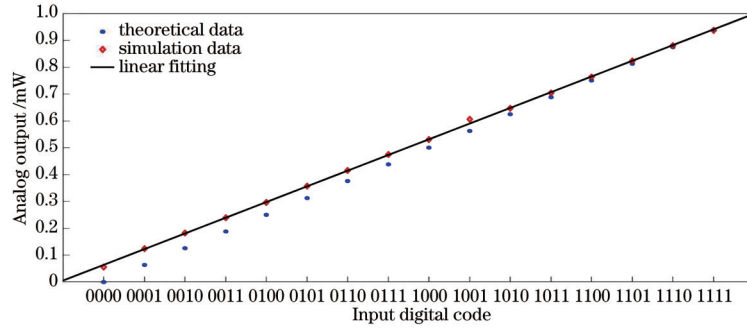


图 10 不同输入数字信号下的模拟输出以及线性拟合

Fig. 10 Analog output and linear fitting under different input digital signals

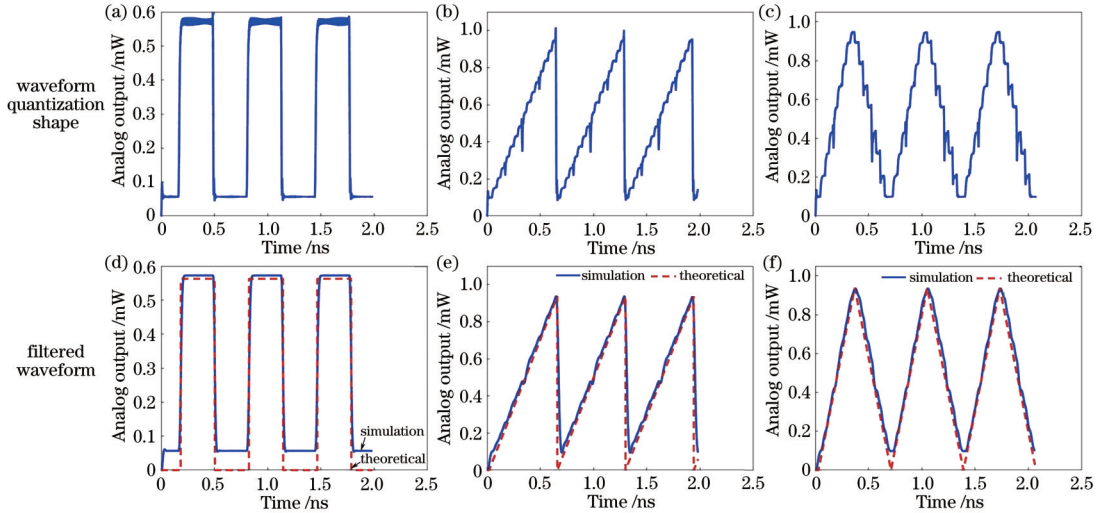


图 11 通过配置输入信号生成的波形量化形状以及滤波后波形。(a)(d)方波;(b)(e)锯齿波;(c)(f)三角波

Fig. 11 Waveform quantization shapes and filtered waveforms generated by configuring input signal. (a)(d) Square wave; (b)(e) sawtooth wave; (c)(f) triangle wave

产生较大的尖峰脉冲,这会对结果产生干扰。同样地,在该结构中,当输入数字信号从“0”到“1”或者从“1”到“0”过渡,MR 需要一个状态过渡时间。从锯齿波的波形中可看出,当 0011, 0111, 1011 向下一个状态转变时,多个 MR 处于过渡状态,在量化形状中体现为一个向下的尖峰脉冲,即使经过滤波后,尖峰脉冲也会对生成的波形存在一定的影响。为了准确进行本文所提出结构对转换误差的优化以及对波形质量的评估,对 ENOB 展开研究。ENOB 是能够反映 PDAC 理想性能与实际性能的关键指标<sup>[19]</sup>,可表示为

$$X_{\text{ENOB}} = \frac{S}{20} \log_2 10 - \frac{\log_2 1.5}{2} - \log_2 \left( \frac{Y}{V} \right), \quad (9)$$

$$S = 20 \lg \left[ \frac{\frac{Y}{\sqrt{2}}}{\sqrt{\frac{1}{M} \sum_{n=1}^M (y_n - y'_n)^2}} \right], \quad (10)$$

式中:  $Y$  为测试过程中拟合正弦波的振幅;  $V$  为 DAC 全量程输出的一半;  $S$  为系统的信纳比;  $M$  为样本点的数量;  $y_n$  为样本数据集;  $y'_n$  为理想的最佳拟合数据集。为获得输出正弦波,将输入数字信号配置为 0000,

0001, 0010, 0101, 0111, 1100, 1101, 1110, 1111, 1110, 1101, 1100, 0111, 0101, 0010, 0001, 0000。输出信号量化形状如图 12(a)所示,经过截止频率为 8 GHz 的低通滤波器获得的输出正弦波如图 12(b)所示。通过拟合理想输出正弦波与实际生成的正弦波,得到  $S$  为 23.62 dB,因此 ENOB 约为 3.63 bit。

为了综合评估本文所提 PDAC 的性能,将其与传统 PDAC 进行性能对比,如表 2 所示。由表 2 可得出,该 PDAC 在高转换速度下仍具有较高的转换精度。此外,该结构的整体转换速度受限于微环调制器,而近年来,高速率、低功耗的硅基微环调制器陆续被提出<sup>[20-21]</sup>,因此该 PDAC 的整体性能仍能够得到拓展。除了转换速度与转换精度,该 PDAC 还具有尺寸小、易集成的优点。对于一个  $N$ -bit PDAC,需要  $N$  个 MR,  $N$  块集成在光波导上的 GST 材料,以及两个光栅耦合器。通常一个垂直光栅耦合器的面积为  $50 \mu\text{m} \times 30 \mu\text{m}$ ,单个 MR 的占地面积约为  $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$ ,每个 MR 需要通过两个电极进行调制,单个电极的占地面积为  $150 \mu\text{m} \times 150 \mu\text{m}$ <sup>[22]</sup>。相比 MR 与电极, GST 的面积可忽略不计。因此 4-bit PDAC 的占地面积约为  $0.19 \text{ mm}^2$ 。相比文献[6]所提到的 PDAC 结构,4-bit



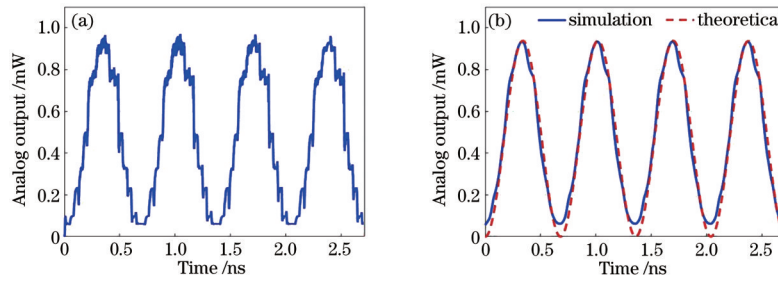


图 12 ENOB 的数值仿真结果。(a)输入信号经过配置后的量化输出;(b)滤波后的输出正弦波

Fig. 12 Simulation results of ENOB. (a) Quantized output by configuring input signal; (b) filtered output sine waves

PDAC省去了1/2分光器所占面积。单个1/2分光器的占地面积约为 $32.5\ \mu\text{m}\times 6\ \mu\text{m}$ <sup>[6]</sup>,然而,由于PDAC面积绝大部分是电极,因此整体提升较少。此外,目前

最先进的8-bit片上电DAC的面积为 $1.6\ \text{mm}^2$ <sup>[23]</sup>,而本文所提的8-bit PDAC的面积约为 $0.37\ \text{mm}^2$ ,这说明了本文结构在尺寸上的优势。

表 2 基于MR与GST的PDAC与近年来所提出PDAC的性能比较

Table 2 Comparison of performance of PDAC based on MR and GST and PDAC proposed in recent years

PDAC structure	Speed / (GSa·s <sup>-1</sup> )	ENOB /bit	Resolution /bit	S or E
PDAC using a blue frequency chirp <sup>[24]</sup>	10	1.91	2	E
PDAC using MZIs <sup>[25]</sup>	10	3.75	4	S
PDAC using optical analog multiplexing <sup>[26]</sup>	8	6.1	7	E
Proposed PDAC	25	3.63	4	S

Note: S represents data obtained by simulation; E represents data obtained by experiment.

## 4 结 论

提出了一种基于MR与GST的PDAC结构,并利用其实现任意波形的发生。该PDAC相比传统的利用分光器与反相器组合的PDAC,不仅能够提升速率,还减小了转换误差。通过仿真可得转换速率为25 GSa/s的4-bit PDAC系统具有良好的线性度,ENOB高达3.63 bit,能够生成方波、锯齿波、三角波和正弦波等多种波形,且波形质量较高。仿真结果表明,该结构在任意波形生成领域具有巨大的潜力。

### 参 考 文 献

[1] 彭海涛,王菊,马闯,等.基于注入锁定增强高次谐波的任意波形产生[J].光学学报,2020,40(4):0419001.  
Peng H T, Wang J, Ma C, et al. Arbitrary waveform generation of enhanced high-order harmonics based on injection locking[J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40(4): 0419001.

[2] Rashidinejad A, Weiner A M. Photonic radio-frequency arbitrary waveform generation with maximal time-bandwidth product capability[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(20): 3383-3393.

[3] Zhang F Z, Ge X Z, Pan S L. Triangular pulse generation using a dual-parallel Mach-Zehnder modulator driven by a single-frequency radio frequency signal[J]. Optics Letters, 2013, 38(21): 4491-4493.

[4] Gao B D, Zhang F Z, Pan S L. Experimental demonstration of arbitrary waveform generation by a 4-bit photonic digital-to-analog converter[J]. Optics Communications, 2017, 383: 191-196.

[5] Liao J X, Wen H, Zheng X P, et al. A time-domain photonic arbitrary waveform generator[J]. Optics Express, 2012, 20(11): 12631-12639.

[6] Ding J F, Zhang F F, Zhu W W, et al. Optical digital to analog converter based on microring switches[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2014, 26(20): 2066-2069.

[7] 杨朝晖,江明珠,刘永琛,等.基于二氧化钒复合超表面的太赫兹带宽可调极化转换器[J].中国激光,2021,48(17):1714001.  
Yang Z H, Jiang M Z, Liu Y C, et al. Tunable-bandwidth terahertz polarization converter based on a vanadium dioxide hybrid metasurface[J]. Chinese Journal of Lasers, 2021, 48(17): 1714001.

[8] 李钧颖.通讯波段透明的Ge-Sb-Se-Te非易失光学相变材料及器件[D].重庆:重庆大学,2018.  
Li J Y. Telecom-wavelength-transparent Ge-Sb-Se-Te nonvolatile optical phase change materials and devices [D]. Chongqing: Chongqing University, 2018.

[9] Pernice W H P, Bhaskaran H. Photonic non-volatile memories using phase change materials[J]. Applied Physics Letters, 2012, 101(17): 171101.

[10] 吕元帅,汪成根,袁伟,等.基于相变材料的可重构模式复用光波导开关[J].光学学报,2021,41(17):1723001.  
Lü Y S, Wang C G, Yuan W, et al. Reconfigurable mode multiplexer waveguide switch based on phase change material[J]. Acta Optica Sinica, 2021, 41(17): 1723001.

[11] Delaney M, Zimpekis I, Lawson D, et al. A new family of ultralow loss reversible phase-change materials for photonic integrated circuits: Sb<sub>2</sub>S<sub>3</sub> and Sb<sub>2</sub>Se<sub>3</sub>[J].

- Advanced Functional Materials, 2020, 30(36): 2002447.
- [12] 阎石. 数字电子技术基础[M]. 6版. 北京: 高等教育出版社, 2006: 507-510.  
Yan S. Fundamentals of digital electronic technology[M]. 6th ed. Beijing: Higher Education Press, 2006: 507-510.
- [13] Bogaerts W, de Heyn P, van Vaerenbergh T, et al. Silicon microring resonators[J]. Laser & Photonics Reviews, 2012, 6(1): 47-73.
- [14] Guo P X, Hou W G, Guo L, et al. Potential threats and possible countermeasures for photonic network-on-chip [J]. IEEE Communications Magazine, 2020, 58(9): 48-53.
- [15] Hou W G, Guo P X, Guo L, et al. O-star: an optical switching architecture featuring mode and wavelength-division multiplexing for on-chip many-core systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(1): 24-36.
- [16] Rios C, Stegmaier M, Hosseini P, et al. Integrated all-photonic non-volatile multi-level memory[J]. Nature Photonics, 2015, 9(11): 725-732.
- [17] Ali N, Panepucci R R, Xie Y W, et al. Electrically controlled  $1 \times 2$  tunable switch using a phase change material embedded silicon microring[J]. Applied Optics, 2021, 60(13): 3559-3568.
- [18] Chakraborty I, Saha G, Roy K. Photonic in-memory computing primitive for spiking neural networks using phase-change materials[J]. Physical Review Applied, 2019, 11(1): 014063.
- [19] IEEE. IEEE standard for terminology and test methods of digital-to-analog converter devices[EB/OL]. [2021-02-03]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/6152113>.
- [20] 刘雪, 陈鹤鸣, 胡宇宸. 光子晶体电光调制和粗波分复用集成器件研究[J]. 中国激光, 2021, 48(3): 0306002.  
Liu X, Chen H M, Hu Y C. An integrated device for photonic-crystal electro-optic modulation and coarse wavelength-division multiplexing[J]. Chinese Journal of Lasers, 2021, 48(3): 0306002.
- [21] Zhang Q, Yu H, Fu Z L, et al. Improving the linearity of silicon ring modulators by manipulating the photon dynamics[J]. IEEE Photonics Journal, 2020, 12(2): 19523371.
- [22] Nikolova D, Calhoun D M, Liu Y, et al. Modular architecture for fully non-blocking silicon photonic switch fabric[J]. Microsystems & Nanoengineering, 2017, 3: 16071.
- [23] Huang H, Heilmeyer J, Grözing M, et al. An 8-bit 100-GS/s distributed DAC in 28-nm CMOS for optical communications[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015, 63(4): 1211-1218.
- [24] Okada T, Kobayashi R, Rui W, et al. Photonic digital-to-analog conversion using a blue frequency chirp in a semiconductor optical amplifier[J]. Optics Letters, 2020, 45(6): 1483-1486.
- [25] Yang S N, Hu M, Chi H, et al. Photonic digital-to-analog conversion based on wavelength multiplexing[J]. Optics Communications, 2017, 401: 1-5.
- [26] Zhang T H, Qiu Q, Su J, et al. Optical assisted digital-to-analog conversion using dispersion-based wavelength multiplexing[J]. Optics Communications, 2019, 432: 44-48.