光电技术及应用

DOI: 10.16818/j.issn1001－5868.20250606001

亚波长光栅片上光学真延时线的微波光子学应用

王 悦[1,2*],李 畅[1],宋书超[1],李 瑞[1],邱 爽[1]

(1. 中国矿业大学 信息与控制工程学院,江苏 徐州 221116; 2. 宁波舜宇红外技术有限公司,浙江 宁波 315400)

摘 要: 光学真延时线(OTTDL)是微波光子学(MWP)和光通信中信号处理的关键模块。文章提出并验证了一种基于绝缘体上硅(SOI)的可变折射率OTTDL结构,该结构由40条亚波长光栅(SWG)波导组成。结合实测得到的SWG波导延时数据,通过仿真验证了该OTTDL在多种MWP应用中的可行性。仿真结果表明,该结构能够实现具有离散频率调谐与可重构能力的微波光子滤波器;可用于相控阵天线波束形成角度的离散调谐;适用于多腔光电振荡器(OEO),实现了其振荡频率的离散调谐,并分析了相应的振荡光谱和相位噪声特性。该研究为高性能、紧凑型集成MWP信号处理提供了一种有效的解决方案。

关键词: 硅光子学; 微波光子学; 微波光子滤波; 光学波束形成; 光电振荡器

中图分类号: TN25 **文章编号:** 1001－5868(2025)04－0712－10

On-chip Optical True Time Delay Lines Based on Subwavelength Grating Waveguides for Microwave Photonics

WANG Yue[1,2], LI Chang[1], SONG Shuchao[1], LI Rui[1], QIU Shuang[1]

(1. School of Information and Control Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, CHN; 2. Ningbo Sunny Infrared Technology Co., Ltd., Ningbo 3154003, CHN)

Abstract: Optical true time delay line (OTTDL) is essential for signal processing in microwave photonics (MWP) and optical communications. This study presents an index-variable OTTDL based on forty subwavelength grating (SWG) waveguides fabricated on a silicon-on-insulator. Numerical simulations of the resulting time delays in the SWG waveguide-based OTTDL are presented for various MWP applications. Simulation results demonstrate that: the structure enables a microwave photonic filter with discrete frequency tuning and reconfigurability; it facilitates discrete beam-steering angle tuning in phased array antennas without introducing beam squinting effects; it is suitable for implementing multi-cavity Vernier and unbalanced dual-cavity optoelectronic oscillators, achieving discrete oscillation frequency tuning while characterizing corresponding oscillation spectra and phase noise performance. This work provides a viable solution for high-performance, compact integrated MWP signal processing.

Key words: silicon photonics; microwave photonics; microwave photonic filtering; optical beamforming; optoelectronic oscillators

0 引言

微波光子学(MWP)是一门融合微波与光学工程的交叉学科,其核心在于利用光子技术实现微波信号的生成、分配与处理[1-4],兼具超宽工作带宽、强抗电磁干扰能力以及不受电子瓶颈效应限制等优

收稿日期:2025－06－06.

基金项目:江苏省自然科学基金项目(BK20221115);中央高校基本科研业务费专项资金项目(2022QN1052).

*通信作者:王 悦

势[5-6]，已在雷达、通信、传感和实时频谱处理等领域展现出广阔的应用前景。近年来，大量研究致力于开发能够实现MWP信号处理的光子技术[7-10]。其中，光学真延时线（OTTDL）作为实现MWP离散时间信号处理的关键基础模块之一[11]，在可重构MWP滤波器、任意波形生成/整形、多腔光电振荡器（OEO）以及相控阵天线的光束形成等领域[12-13]均有重要应用。

OTTDL是一种为同一光载波下的脉冲或信号提供不同时间延迟的光学延迟线（ODL），具有大延时范围、小增量延时步长、宽工作带宽及低插入损耗的特性。光学延迟线（ODL）的实现方法一般有两种[10]：（1）改变延迟元件的传播路径长度（L），即长度可变延迟线[14-15]；（2）改变传播群速度（ν_g），即波长可变延迟线[16]。这两种方法都可实现使用固定长度的波导、光纤或自由空间作为延迟介质，并可通过引入共振增强机制来突破物理长度对最大延迟量的限制。而OTTDL作为ODL的一种特定类型，其实现方案在ODL这些实现方法的基础上进行了拓展与延伸，目前实现OTTDL的方案有：（1）沿用开关式可变长度单模光纤（SMF）[17]；（2）基于无源色散元件（光纤布拉格光栅）光波长分集效应[18-19]，通过改变波长来调制延时；（3）利用受激布里渊散射（SBS）[20-21]等增益共振带来的强色散特性进行延时调控。

近年来，亚波长光栅（SWG）波导结构因在高性能硅基光子集成电路中的独特优势而备受关注[22-23]，其特性恰好能够满足OTTDL对延迟介质的要求，为实现高性能OTTDL提供了新的技术路径。SWG波导由两种折射率不同的材料周期性排列组成，其周期远小于工作波长，这一亚波长特性可有效抑制光场衍射效应。通过调节占空比（即高折射率材料的宽度与周期之比），可以灵活调整其有效折射率，使其在损耗控制和设计灵活性方面显著优于传统SOI纳米线波导器件[24]。Gasulla和Capmany利用多芯光纤（MCF）的并行性，提出将其作为一种基于空间采样的可变折射率OTTDL，应用于MWP领域[25]。异质多芯光纤通过合理设计各纤芯的几何尺寸与材料掺杂浓度，可在每个纤芯中实现不同的传播延迟；通过独立优化各芯层的色散曲线，实现每千米数皮秒量级的差分延时[26-27]。

基于此，本文首次提出并实验验证了基于SWG波导阵列的集成式异质多芯光纤结构，作为采样型可变折射率OTTDL[28]，通过控制占空比来调整每个SWG波导的有效折射率，从而获得不同的传播速度。同时，构建了包含40个SWG波导的阵列，实现可变折射率OTTDL。通过数据仿真与基于集成SWG波导的延时测量，系统验证了其在MWP领域的应用可行性。首先，介绍了具有离散频率调谐与可重构能力的微波光子滤波器（MPF），计算了具有不同自由光谱范围（FSR）的双抽头、三抽头、四抽头和五抽头MPF的滤波响应。其次，实现了相控阵天线波束形成角度的离散调谐。通过选择适当的SWG波导组合以获得特定的增量延时，可以实现波束指向角的离散调谐。实验结果表明，当固定天线单元数量时，可以在不影响波束形成方向的前提下离散调谐波束角，且不会引入波束倾斜效应。最后，对多腔OEO和不平衡双腔OEO的振荡光谱及相位噪声特性进行仿真分析，并通过实验验证了其离散频率调谐的可行性。

1　SWG波导OTTDL的设计与实验

SWG由一种高折射率介质（例如Si）嵌入在低折射率介质（例如SiO_2）中周期性排列组成，其周期为Λ。SWG波导的有效折射率取决于占空比D，定义为$D=a/\Lambda$，其中a是高折射率材料的宽度。可变折射率OTTDL通常由长度相同但传播速度不同的波导组成。通过选择每个SWG波导的占空比，可以调整SWG波导的群折射率以控制增量延时。SWG波导的群折射率可以表示为[28]：

$$n_g=\frac{n_1n_{g1}D+n_2n_{g2}(1-D)}{\sqrt{Dn_1^2+(1-D)n_2^2}} \tag{1}$$

式中，n_1和n_2分别为Si和SiO_2波导的有效折射率，n_{g1}和n_{g2}分别为Si和SiO_2波导的群折射率。

为研究集成可变折射率OTTDL的性能，基于绝缘体上硅（SOI）制造了一组由40个SWG波导组成的阵列，如图1（a）所示。该SWG波导由Si与SiO_2周期性交替构成，周期Λ=250 nm，每个波导长度为34 mm，占空比D以1%的步长从30%增至69%。为减小芯片面积，波导采用蛇形排列，每个弯折处包含两个SWG锥度，用于实现与实芯波导的模式匹配，如图1（b）所示。相邻波导间距约为31.5 μm，既可避免串扰又能确保集成器件的紧凑性。整个阵列的芯片面积约为6.5 mm×8.7 mm，芯片由Applied Nanotools公司采用电子束光刻工艺制成。SWG波导横截面为220 nm×500 nm，覆盖

2.2 μm厚的包层材料。每端设有50 μm长的锥度，用于与纳米线波导高效耦合，如图1(c)所示。如图1(d)所示，使用掺铒光纤放大器(EDFA)作为放大自发辐射(ASE)源，并配合光谱分析仪(OSA)获得各波导光谱响应。同时，采用飞行-时间技术测量波导传播时间，实验装置如图1(e)所示。1 550 nm连续激光经10 GHz射频调制后输入各波导，输出信号经EDFA放大后由数字通信分析仪(DCA)检测。增量延时通过与第一条波导的测量结果对比获得。

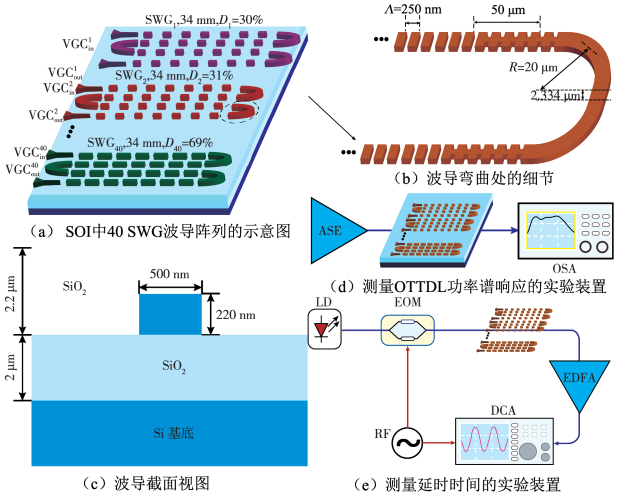
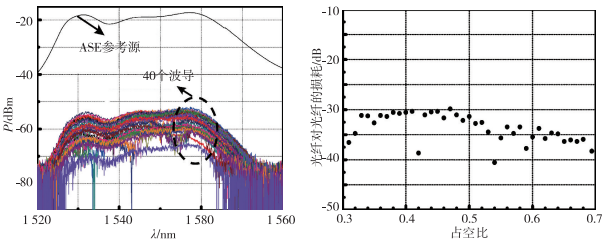
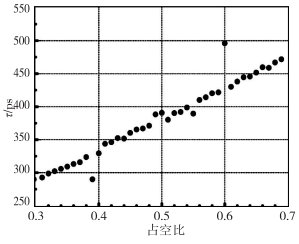


图1 基于SWG波导的OTTDL的设计、制造与实验表征

图2(a)展示了波导输出和输入的宽带光源频谱，总光纤损耗包括垂直光栅耦合器(VGC)耦合损耗、波导传播损耗、锥度损耗及波导弯曲损耗。图2(b)显示平均损耗约为33 dB，VGC耦合损耗约为22 dB。图2(c)给出了测得的传播延时随占空比呈近似线性增加(忽略个别偏离值)。相邻波导间平均增量延时约为4.7 ps，首尾波导之间总延时差约为181.9 ps。结果表明，基于SWG波导阵列的OTTDL具备良好的延时调控能力，适用于高精度微波光子学应用。



(a) 利用ASE源测量的功率谱响应　(b) 每个基于SWG的OTTDL的光纤对光纤的损耗



(c) 每个OTTDL的延时时间和SWG占空比关系

图2 基于SWG波导的OTTDL的实验结果

2 微波光子学应用验证

本文对所制备的OTTDL性能进行研究，并探讨其在MWP领域的多种应用。重点介绍MPF、用于相控阵天线的光学波束形成以及多腔OEO等关键应用方向，并分析其工作机制和性能表现。

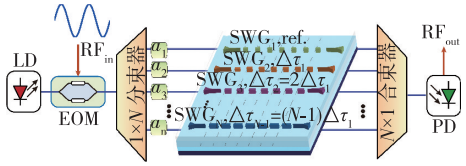
2.1 应用于微波光子滤波

MPF因被广泛应用于雷达[29]、通信[30]和实时频谱处理系统[31]等领域而备受关注。其中，一种常见的MPF实现方法是采用延迟线结构来获得有限脉冲响应(FIR)[32]。图3(a)展示了使用单个光源和所设计的40个单元SWG波导阵列作为延迟线的N抽头横向MPF典型结构。来自激光源的光载波通过电光调制器(EOM)由微波信号进行调制。调制信号经$1\times N$分光器分成N路，形成N个抽头；这些分路的抽头在SWG波导中分别经历不同时间延迟后，再重新合成。抽头权重可通过调节抽头的可变功率来控制，这些功率分别以$a_1, a_2, \cdots, a_n$表示。N抽头微波光子滤波器的传递函数可以表示为[33]：

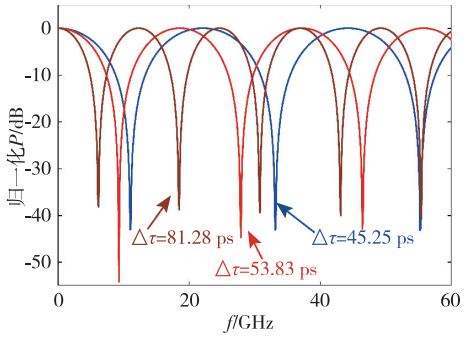
$$H(\omega)=\sum_{n=0}^{N} a_n e^{-jn\omega\Delta\tau} \tag{2}$$

式中，ω为射频信号的角频率，a_n为第n个抽头的系数，$\Delta\tau$为相邻抽头之间的时间延迟。本研究中，基于SWG波导的延迟特性，实现了多抽头MWP的简单构建。公式(2)表明，MPF的响应具有周期性。滤波器的FSR与相邻抽头之间的时间间隔成反比($FSR=1/\Delta\tau$)。因此，通过控制$\Delta\tau$可实现MPF通带响应的可调谐性与重构性，而通过改变抽头数量(即所使用的波导数量)以及抽头权重可实现通带形状的重构。

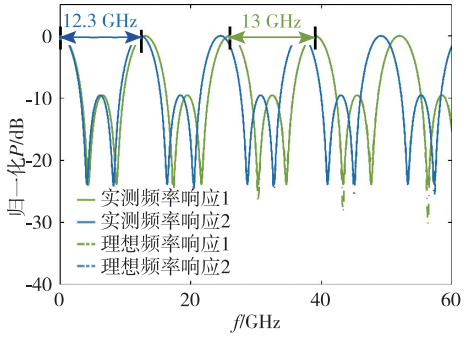
首先，利用从SWG波导测得的时间延迟，对N抽头MPF的频率响应进行仿真。图3(b)展示了双抽头滤波器的频率响应：当选择两个SWG波导时，例如第3个和第12个波导、第7个和第18个波导或第6个和第23个波导，相邻抽头样本之间的差分延时(记作$\Delta\tau$)分别为45.3 ps，53.8 ps和81.3 ps，从而产生周期或FSR约为22.1 GHz，18.6 GHz和



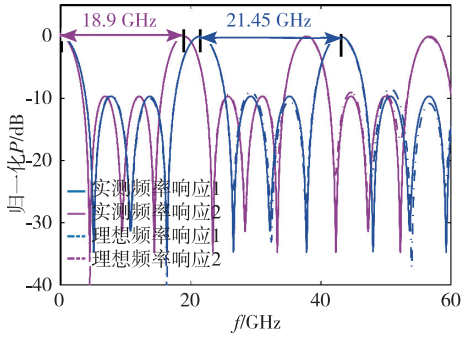
（a）结构原理图



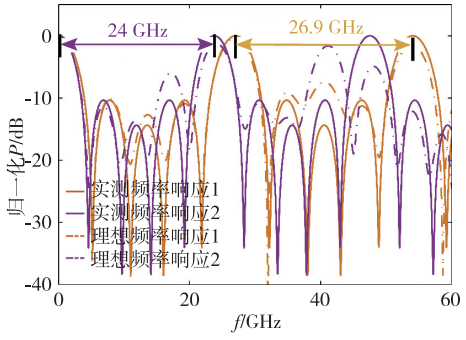
（b）二抽头 MPF 的仿真频率响应



（c）三抽头 MPF 的仿真频率响应



（d）四抽头 MPF 的仿真频率响应



（e）五抽头 MPF 的仿真频率响应

图 3　基于所提出的 SWG 波导型 OTTDL 的 N 抽头 MPF

12.3 GHz 的滤波响应。接下来，通过选择 3 个、4 个和 5 个 SWG 波导，分别计算了三抽头、四抽头和五抽头 MPF 的频率响应，如图 3(c)～(e)所示。为了便于比较，还展示了在理想情况下（用虚线表示）的频率响应，即采用均匀的延时增量（对测量得到的 $\Delta\tau$ 求平均值）。以三抽头 MPF 为例，首先选择第 6 个、第 23 个和第 40 个 SWG 波导，其 $\Delta\tau$ 分别为 81.3 ps 和 81.5 ps，对应的 FSR 为 12.3 GHz。另一方面，若选择第 7 个、第 23 个和第 39 个波导，则增量延迟分别为 77.2 ps 和 76.7 ps，得到 13 GHz 的 FSR。图 3(c)～(e)还展示了三抽头、四抽头和五抽头 MPF 的其他性质：由于抽头数量和差分延迟均可进行调整，通过选择不同的 SWG 波导组合可以实现离散的可重构性。基于实测延时的仿真响应与理想延时之间具有良好的一致性。此外，通过调节每个抽头的功率来控制滤波器系数（即 $a_1, a_2, \cdots, a_n$），也可以实现滤波器的可重构性。

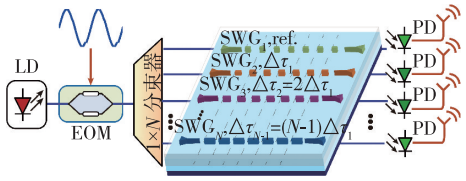
2.2　应用于天线波束形成

光子技术，特别是 OTTDL，在相控阵天线系统的光学波束形成中备受关注[8]。这主要得益于其提供了远程控制的可能性，允许超宽的工作带宽，大大减少所需的空间尺寸，并且抗电磁干扰能力强[34-35]。更为重要的是 OTTDL 能够避免因采用基于移相元件结构而可能出现的波束偏斜问题。天线波束的辐射方向由天线单元发射的无线电波的振幅和相位决定。对于沿单轴均匀分布的相控阵天线，其线性分布的归一化阵列因子可表示为[35]：

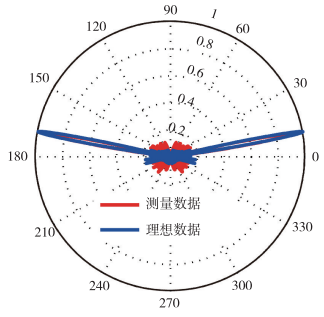
$$AF(\theta)=\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}a_n e^{-j2\pi fn\left(\Delta\tau-\frac{d\sin\theta}{c}\right)} \tag{3}$$

式中，N 为天线单元的数量，a_n 为第 n 个天线单元的复系数，f 为射频信号频率，$\Delta\tau$ 为差分时间延迟，d 为相邻两个天线单元之间的距离，θ 为远场角度坐标，c 为真空中的光速。当 $\Delta\tau=d\sin\theta/c$ 时，阵列因子在其最大值即 θ_{max} 处。此外，可以通过改变相邻样本之间的差分延迟来调整波束角 θ_{max}。

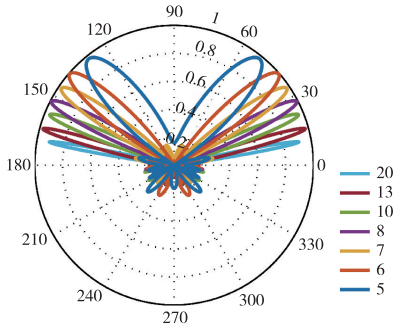
图 4(a)展示了一个使用 SWG 波导阵列作为折射率可变 OTTDL 的光学波束形成系统的示意图。由激光源发射的光载波通过 EOM 被 RF 信号调制，调制后的信号通过一个 $1\times N$ 分束器分离后，进入 SWG 波导以实现时间延迟。每个延迟信号随后进入一个光电探测器（PD），其输出驱动一个天线单元。不同波导中光信号传播产生的差分延时，可转换为相控阵天线中对应的不同波束角。



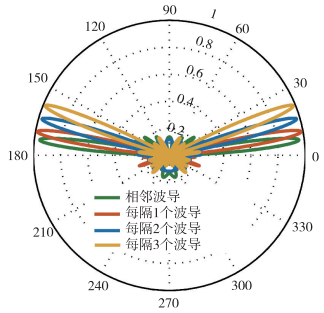
（a）基于OTTDL的等间距N元相控阵图



（b）模拟天线阵列因子比较测量和理想数据



（c）计算1 550 nm不同天线单元数下的天线阵列因子



（d）10元天线阵列固定时的模拟天线阵列因子

图4 基于SWG波导阵列的波束形成相控阵原理图

在假设光载波波长为1 550 nm、射频频率为10 GHz以及辐射单元间距为1.5 cm的条件下，对不同延迟增量情况下的光学波束形成方向图（即阵列因子）进行了仿真。首先，对比了使用20个天线单元时，基于实测延时与理想延时，即平均增量延时（实测延时的平均值）下的光学波束形成方向图，如图4(b)所示。红线表示基于实测延时计算得到的阵列因子，蓝线则代表理想情况下的波束方向图，即假设每两个相邻波导之间具有均匀的延时增量约9.3 ps（该值为实测延时的平均值）。在此情况下，以第一根延迟线对应的射频信号作为参考，其余延迟线与第一根延迟线之间的延时差记为$\Delta\tau_{1,n}$。尽管测量得到的增量延迟并非严格均匀，在旁瓣上有轻微增加，但其对光学波束形成方向图的影响可以忽略不计。图4(c)展示了使用不同数量的天线单元及不同的增量延时时的阵列因子。例如，若每隔一个波导选取单元，则可构成一个20单元的相控阵天线；也可以进一步间隔更多的波导以增大增量延时：选择每隔2,3,4,5,6和7个波导，分别可构建包含13,10,8,7,6和5个单元的天线阵列。通过选择不同的延迟线，可实现波束形成角度的离散调谐。对于分别含有20,13,10,8,7,6和5个天线单元的天线阵列，其对应的波束角度分别为10.4°,16.2°,21.8°,27.0°,33.8°,41.1°和51.0°。需要注意的是，由于增加延时会导致天线单元数量减少，方向性也会随之降低。然而，可以固定所使用的波导数量，例如10个，然后选择合适的延迟来调节波束形成角度，而不影响方向性。图4(d)展示了采用相邻或每隔1,2,3个波导获取不同延时的10单元天线的模拟波束形成方向图，对应的波束形成角度可在6.7°,10.3°,16.1°和21.9°之间实现离散调谐。

2.3 应用于多腔光电振荡器

OEO因其能够产生高频、低相位噪声的微波信号，在通信（如光纤无线系统）、仪器仪表（如雷达）以及传感等领域展现出重要应用价值而备受关注[36-38]。通常情况下，OEO的振荡是通过包含EOM、光纤延迟线和PD的反馈腔实现[39]。为了获得高光谱纯度的信号，OEO需要一个较长的光纤腔，这会导致在频率域中产生大量间距非常接近的振荡模式。因此，要选择单一模式进行振荡，就需要具有高选择性和窄带宽的电滤波器。为解决这一问题，提出了多腔OEO结构，以降低对窄带电滤波器的依赖[40]。参考Yao和Maleki提出的方法[41]，可建立描述第u次往返后的循环场的递归关系为：

$$\tilde{V}_u(\omega)=\left[\sum_{k=1}^{N}|g_k|e^{j(\omega\tau_k+\phi_k)}\right]\tilde{V}_{u-1}(\omega) \tag{4}$$

式中，$\tilde{V}_u(\omega)$为循环场第u次往返后的复振幅，g_k为第k个腔的复增益。若振荡的起始电压为$G_a\tilde{V}_{\text{in}}(\omega)$，其中$G_a$为电放大器的增益，则总循环场的和可表示为：

$$\tilde{V}_{\text{out}}(\omega)=\sum_{u=0}^{\infty}\tilde{V}_u(\omega)=\frac{G_a\tilde{V}_{\text{in}}(\omega)}{1-\sum_{k=1}^{N}|g_k|e^{j(\omega\tau_k+\phi_k)}} \tag{5}$$

对应的射频功率为：

$$P(\omega)=\frac{|\tilde{V}_{\text{out}}(\omega)|^2}{2R}=\frac{G_a^2|\tilde{V}_{\text{in}}(\omega)|^2/2R}{\left|1-\sum_{k=1}^{N}|g_k|e^{j(\omega\tau_k+\phi_k)}\right|^2} \tag{6}$$

其中，R为负载阻抗，并且：

$$\Phi_k(\omega)=\omega\tau_k+\phi_k \tag{7}$$

式中，τ_k为延时，ϕ_k为复增益g_k的相位因子。

为了使所有腔中的振荡能够共同开始且由噪声起振[41]，一种简单的情况是，当所有腔中的增益系数具有相同的模，$|g_k|=g=1/N$，k取任意值时，N为多腔OEO中的腔数量。此外，还研究了多腔OEO的相位噪声模型。在该模型下，在ω_0处振荡模式的相位噪声功率谱密度可以表示为[41]：

$$S_{\text{RF}}(f')=\frac{G_a^2{\rho_N}^2/P_{\text{osc}}}{\left|1-\sum_{k=1}^{N}|g_k|e^{i(2\pi f'\tau_k)}\right|^2} \tag{8}$$

式中，ω_0是振荡角频率，$f'=\dfrac{\omega-\omega_0}{2\pi}$表示从射频载波偏移的频率，$P_{\text{osc}}$是射频振荡功率，$\rho_N$代表OEO中所有技术噪声源的综合影响[42]，包括热噪声、激光器的相对强度噪声以及在一些情况下的放大自发辐射噪声。ρ_N的典型值通常在−180～−160 dBc/Hz范围内，用于表征系统在频域中的本底噪声水平。

通过使用N个SWG波导作为OEO的N个腔，可以实现多腔OEO。相邻空腔之间的增量延迟由$\Delta\tau_k$给出。在这种情况下为了起振，振荡频率必须满足以下条件[41]：

$$\Phi_k(\omega)=\omega\tau_1+(k-1)\omega\Delta\tau_k+\phi_k(k=1,2,\cdots,N) \tag{9}$$

当$\phi_k=0$对所有k都成立时，若想起振，振荡频率必须满足：

$$f_0=m/\tau_1\ \ (m=1,2,\cdots) \tag{10}$$

振荡频率由τ_1的值决定。利用游标效应，为在f_0处实现相长干涉，增量延迟$\Delta\tau_k$必须满足[41]：

$$f_0=1/\Delta\tau_k \tag{11}$$

需要注意的是，只有当公式(10)和(11)同时满足时，才会起振。若要实现双腔OEO的起振，振荡频率则必须满足[41]：

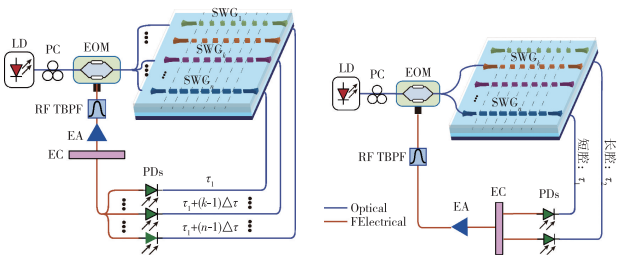
$$f_0=k/\tau_1=n/\tau_2 \tag{12}$$

式中，k和n是整数，τ_1和τ_2分别是两个腔的时间延迟。模式间隔Δf由较短的空腔决定，$\Delta f=1/\tau_1$。此外，谐振线宽由较长的腔体决定。

公式(12)用于确定所需的τ_1和τ_2，然后选择两个SWG波导来提供这些延迟。例如，选择第5个和第38个波导，其延迟分别为305.8和458.9 ps，此时$k=2$，$n=3$，振荡频率f_0约为6.54 GHz。

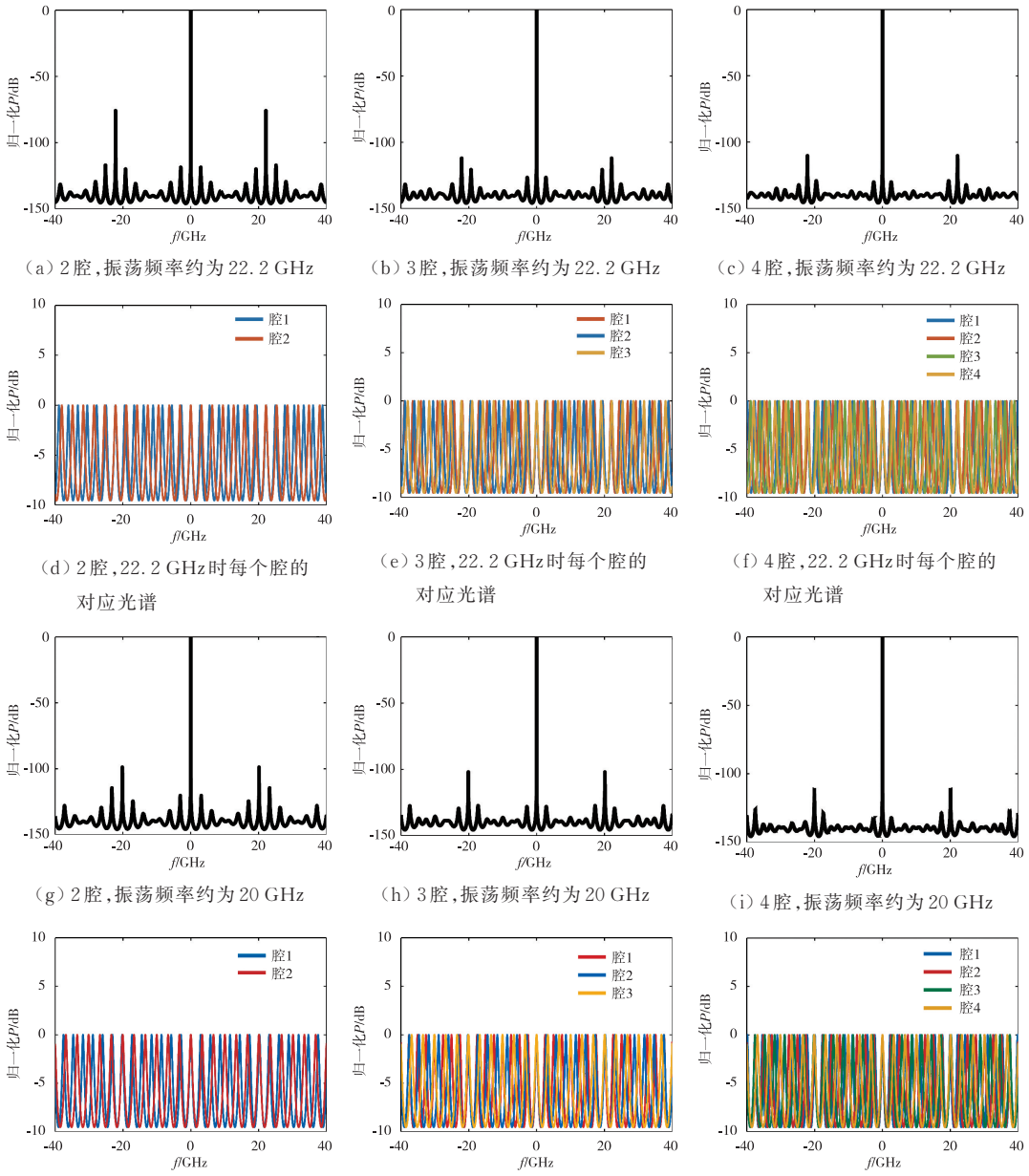
图5(a)展示了多腔OEO的结构示意图，图5(b)展示了使用所设计的SWG波导阵列作为可变折射率OTTDL实现的不平衡双腔OEO的结构示意图。从激光源发出的光载波被引入到EOM中，经过调制后的光信号被分束，分别通过N个选定的SWG波导进行传输。由于不同波导具有不同的群折射率与长度，信号在其中传播的时间不同，从而产生不同的延时。随后，这N个光信号在PD处进行拍频并被转换为电信号，经放大后反馈至EOM的电端口，形成闭环反馈回路。其中使用不同的SWG波导来实现具有不同时间延时的腔。例如，根据测量数据，可以选择单腔延迟分别为315.8 ps，360.4 ps，410.3 ps和451.6 ps的SWG波导。图6(a)～(c)分别展示了当使用这四个SWG波导且腔数量从两个增加至四个时，振荡频率约为22.2 GHz的振荡光谱。图6(d)～(f)则分别给出了组成多腔OEO的对应各单腔的振荡光谱。

为了实现可调谐的多腔OEO，通过选择不同的SWG波导组合以改变延时。例如，选择单腔延时分别为298.6 ps，346.1 ps，398.8 ps和451.6 ps的波导，图6(g)～(i)展示了当振荡频率约为20 GHz时，腔数量从两个增加至四个的振荡光谱。基于SWG波导的OTTDL所提供的增量延时较小，多腔OEO的FSR通常在吉赫兹量级。因此，与其他方法相比[41]，无需使用高选择性的电滤波器来进行模式选择。此外，随着腔数量的增加，多腔OEO中的杂散模式可以被有效抑制。由于实际测量的延时未能完全满足公式(10)和(11)的精确匹配条件，导致生成信号的幅度有所衰减。



(a) 基于OTTDL阵列实现的多腔OEO　　(b) 基于OTTDL阵列实现的不平衡双腔OEO

图5　基于SWG波导型OTTDL的OEO系统原理图



（a）2腔，振荡频率约为22.2 GHz （b）3腔，振荡频率约为22.2 GHz （c）4腔，振荡频率约为22.2 GHz

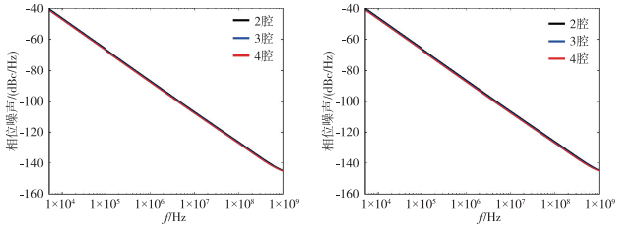
（d）2腔，22.2 GHz时每个腔的对应光谱 （e）3腔，22.2 GHz时每个腔的对应光谱 （f）4腔，22.2 GHz时每个腔的对应光谱

（g）2腔，振荡频率约为20 GHz （h）3腔，振荡频率约为20 GHz （i）4腔，振荡频率约为20 GHz

（j）2腔，20 GHz时每个腔的对应光谱 （k）3腔，20 GHz时每个腔的对应光谱 （l）4腔，20 GHz时每个腔的对应光谱

图6 多腔OEO的模拟振荡谱

在ρ_N=－180 dBc/Hz，G_a=10 dBm，以及P_{osc}=10 dBm的条件下，对多腔OEO的相位噪声谱进行了研究。图7展示了在振荡频率分别约为20 GHz和22.2 GHz条件下，多腔OEO的相位噪声仿真结果。结果表明，在两种振荡频率下，相位噪声几乎相同。这是由于所采用的延时虽然较大，但不会显著改变相邻模式间的增益竞争关系，系统仍可维持稳定的单模谐振状态，所以对谐振品质因数的影响可以忽略不计。此外，由公式(8)可知，相位噪声与振荡频率无关。

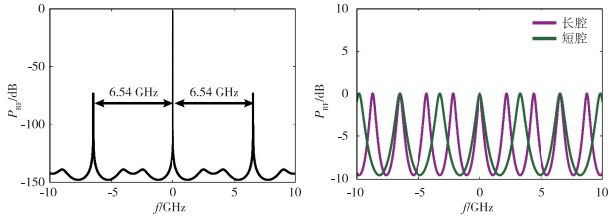


（a）振荡频率约为20 GHz （b）振荡频率约为22.2 GHz

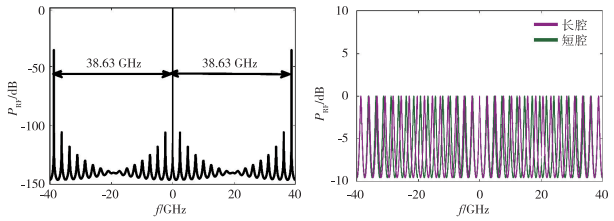
图7 多腔OEO的相位噪声谱

图8(a)和(c)展示了使用不同SWG波导对的实测延时得到的不平衡双腔OEO的振荡光谱，可以看出调谐范围为6.54～38.63 GHz。为了便于比

较，每个腔的单独频谱也分别绘制在图8(b)和(d)中。由于所选波导测得的延迟无法精确满足公式(12)，生成信号的幅度有所衰减。不平衡双腔OEO作为多腔OEO的一种，其FSR也处于吉赫兹量级，因此同样不需要高选择性滤波器来进行模式选择。通过选择不同的波导对以获得不同的延时，可以获得从6.54～38.63 GHz范围内离散可调的微波信号。此外，即使延时导致两个腔的中心频率略有不同，其影响也可忽略不计，边模抑制比仍然很高。



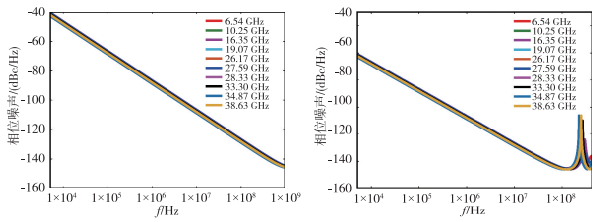
(a) 不平衡双腔OEO在振荡频率为6.54 GHz下的仿真振荡谱　(b) 振荡频率为6.54 GHz下的长腔和短腔的频谱



(c) 不平衡双腔OEO在振荡频率为38.63 GHz下的仿真振荡谱　(d) 振荡频率为38.63 GHz下的长腔和短腔的频谱

图8　不平衡双腔OEO的模拟振荡谱

同样基于$\rho_N=-180$ dBc/Hz，$G_a=10$ dBm，以及$P_{osc}=10$ dBm的条件，对不平衡双腔OEO的相位噪声谱进行了研究。图9(a)显示，在所有情况下，相位噪声特性基本一致。然而，由于本设计中所使用的延时处于皮秒量级，相位噪声性能相对较差；若通过增加SWG波导长度来增加延时，则有望改善相位噪声。对于不平衡双腔OEO，系统的相位噪声主要由较长的腔决定[42]。只考虑腔长对相位噪声的影响，通过延长基本腔长度，例如将OTTDL中的SWG波导长度增加十倍，相位噪声特性可以提高约20 dB，如图9(b)所示。



(a) 图8所示情况下6.54～38.63 GHz范围各频率的相位噪声谱　(b) 将SWG波导长度增加10倍时的相位噪声谱

图9　不平衡双腔OEO在不同振荡频率下的相位噪声谱

3　结果与讨论

本文提出一种基于SOI的SWG波导阵列组成的OTTDL。该结构由40个长度均为34 mm的SWG波导组成，通过将占空比从30%以1%的步长增加至69%，可以获得40个波导的平均增量延迟约为4.7 ps。在此基础上，进一步介绍了该OTTDL在MWP领域的多种应用。首先，展示了该OTTDL在构建具有离散频率可调与可重构能力的N抽头MPF中的应用。相比基于多芯光纤的MPF方案，所提出的使用基于SWG波导的OTTDL的MPF，可以利用片上可调增益半导体光放大器(SOA)来调控各抽头幅度值，并显著提升系统的集成度与紧凑性。这些SOA有助于克服使用多个并行SWG波导时带来的分束损耗，以及在增加波导长度以获得更大差分延时时可能引入的传播损耗。其次，展示了该OTTDL在相控阵天线波束形成中的应用：通过选择不同增量延时对应的SWG波导，即可实现对波束指向的离散调谐，且不会引入任何波束倾斜效应。最后，将该OTTDL用于实现不同的双腔和多腔OEO结构，而无需使用高选择性的电滤波器。

尽管目前仅展示了基于SWG波导空间多样性实现的MPF响应、波束图样及OEO振荡频率的离散调谐，但正如在异质多芯光纤中所观察到的，理论上也可通过改变光载波的波长实现连续调谐。特别是当SWG波导边带附近工作时，随着光载波波长的变化，由于色散增强效应，可获得不同的群延迟增量，从而实现更灵活的调谐能力。

增加SWG波导数量将为MPF的抽头数、相控阵天线的单元数，以及双腔和多腔OEO中的可用振荡频率数目提供更多选择。通过减小占空比的增量可以增加SWG波导的数量。例如，若将占空比调节步长从1%减小至0.5%，则可在保持30%至69%的占空比范围不变的前提下，将波导数量从40条增加至80条，对应SWG段长度差异约为1.25 nm。这在电子束光刻工艺范围内是可行的。然而，占空比范围的扩展也存在物理限制，已有研究表明当占空比超过70%时，会有更高的锥度损耗和传播损耗。

综上所述，基于SWG波导的OTTDL为实现

一系列高性能、紧凑型的集成式MWP信号处理提供了多种解决方案，有望广泛应用于雷达、通信、传感和仪器仪表等关键领域。此外，该方法还可拓展至其他需要不同群延迟的光学信号处理场景，展现出广阔的应用潜力。

参考文献：

[1] Capmany J, Mora J, Gasulla I, et al. Microwave photonic signal processing[J]. Journal of Lightwave Technology, 2013, 31(4): 571-586.

[2] 何 刚，瞿鹏飞，孙力军. 微波光子技术应用现状及趋势[J]. 半导体光电，2017，38(5)：627-632.
He Gang, Qu Pengfei, Sun Lijun. Application status and trend of microwave photonic technology [J]. Semiconductor Optoelectronics, 2017, 38(5): 627-632.

[3] Iezekiel S, Burla M, Klamkin J, et al. RF engineering meets optoelectronics: progress in integrated microwave photonics[J]. IEEE Microwave Magazine, 2015, 16(8): 28-45.

[4] Seeds A J, Williams K J. Microwave photonics[J]. Journal of Lightwave Technology, 2006, 24(12): 4628-4641.

[5] Capmany J, Novak D. Microwave photonics combines two worlds[J]. Nature Photonics, 2007, 1(6): 319-330.

[6] Pasquazi A, Peccianti M, Little B E, et al. Stable, dual mode, high repetition rate mode-locked laser based on a microring resonator[J]. Optics Express, 2012, 20(24): 27355-27362.

[7] Yao J, Capmany J, Li M. Microwave Photonics [M]. Hoboken: Wiley, 2024.

[8] 孙红兵，李树良，王 琦，等. 相控阵雷达天线延时技术的发展[J]. 微波学报，2021，37(5)：9-15.
Sun Hongbing, Li Shuliang, Wang Qi, et al. True time delay technique application in phased array antenna[J]. Journal of Microwaves, 2021, 37(5): 9-15.

[9] Pan S, Ye X, Zhang Y, et al. Microwave Photonic Radar[J]. IEEE Journal of Microwaves, 2021,1(1): 176-190.

[10] 陶源盛，王兴军，胡薇薇. 硅基微波光子滤波器的研究进展[J]. 半导体光电，2021，42(1)：1-10.
Tao Yuansheng, Wang Xingjun, Hu Weiwei. Recent progresses of silicon integrated microwave photonic filters[J]. Semiconductor Optoelectronics, 2021, 42(1): 1-10.

[11] Minasian R A, Chan E H W, Yi X. Microwave photonic signal processing[J]. Optics Express, 2013, 21(19): 22918.

[12] Bogaert L, de Paula I L, Caytan O, et al. A 5-bit, 1.6ps resolution true time delay optical beamforming network for 4-element antenna arrays [C]//2021 International Topical Meeting on Microwave Photonics, 2021: 1-4.

[13] Liu S, Wang X, Huang H, et al. Optical true time delay-based hybrid beamforming for millimeter-wave NOMA-MIMO systems [C]//2021 Asia Communications and Photonics Conference, 2021: 1-3.

[14] Lee H, Chen T, Li J, et al. Ultra-low-loss optical delay line on a silicon chip[J]. Nature Communications, 2012, 3: 867.

[15] Moreira R L, Garcia J, Li W, et al. Integrated ultra-low-loss 4-bit tunable delay for broadband phased array antenna applications[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25(12): 1165-1168.

[16] Xie J, Zhou L, Zou Z, et al. Continuously tunable reflective-type optical delay lines using microring resonators[J]. Optics Express, 2014, 22(1): 817-823.

[17] Ye X, Zhang F, Pan S. Optical true time delay unit for multi-beamforming [J]. Optics Express, 2015, 23(8): 10002-10008.

[18] Cruz J L, Ortega B, Andrés M V, et al. Chirped fibre Bragg gratings for phased-array antennas[J]. Electronics Letters, 1997, 33(7): 545-546.

[19] Liu Y, Yao J, Yang J. Wideband true-time-delay unit for phased array beamforming using discrete-chirped fiber grating prism[J]. Optics Communications, 2002, 207(1/6): 177-187.

[20] Song K Y, Herráez M, Thévenaz L. Observation of pulse delaying and advancement in optical fibers using stimulated Brillouin scattering[J]. Optics Express, 2005, 13(1): 82-88.

[21] Chin S, Thévenaz L, Sancho J, et al. Broadband true time delay for microwave signal processing, using slow light based on stimulated Brillouin scattering in optical fibers[J]. Optics Express, 2010, 18(21): 22599-22613.

[22] Kuo P C, Tong Y, Chow C W, et al. 4.36 tbit/s silicon chip-to-chip transmission *via* few-mode fiber (FMF) using 2D sub-wavelength grating couplers [C]//Optical Fiber Communication Conference, 2021: M3D.6.

[23] Cheng L, Mao S, Wang Y, et al. Fiber-chip bi-wavelength multiplexing with subwavelength single-etch grating coupler and diplexer[J]. IEEE Photonics Journal, 2022, 14(1): 2210706.

[24] Bock P J, Cheben P, Schmid J H, et al. Subwavelength grating periodic structures in silicon-on-insulator: a new type of microphotonic waveguide[J]. Optics Express, 2010, 18(19): 20251-20262.

[25] Gasulla I, Capmany J. Microwave photonics applications of multicore fibers[J]. IEEE Photonics Journal, 2012, 4(3): 877-888.

[26] García S, Gasulla I. Dispersion-engineered multicore fibers for distributed radiofrequency signal processing [J]. Optics Express, 2016, 24(18): 20641-20654.

[27] García S, Ureña M, Gasulla I. Heterogeneous multicore fiber for optical beamforming [C]//2019 International Topical Meeting on Microwave Photonics, 2019: 1-4.

[28] Wang J, Ashrafi R, Adams R, et al. Subwavelength grating enabled on-chip ultra-compact optical true time delay line[J]. Scientific Reports, 2016, 6: 30235.

[29] Han X, Xu E, Liu W, et al. Tunable dual-passband microwave photonic filter using orthogonal polarization modulation[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015,

27(20)：2209-2212.

[30] Al-Yasir Y I A, Ojaroudi Parchin N, Abd-Alhameed R A, et al. Recent progress in the design of 4G/5G reconfigurable filters[J]. Electronics, 2019, 8(1): 114.

[31] Laso M A G, Lopetegi T, Erro M J, et al. Real-time spectrum analysis in microstrip technology [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2003, 51(3): 705-717.

[32] Zhang Y, Pan S. Tunable multitap microwave photonic filter with all complex coefficients[J]. Optics Letters, 2013, 38(5): 802-804.

[33] Capmany J, Ortega B, Pastor D, et al. Discrete-time optical Processing of microwave signals [J]. Journal of Lightwave Technology, 2005, 23(2): 702-723.

[34] Qi Z, Yang L, Zhao W, et al. Integrated optical true time delay phased array antenna systems [J]. China Communications, 2025, 22(5): 152-172.

[35] Mailloux R. Phased Array Antenna Handbook [M]. Norwood: Artech, 2017.

[36] Blais S, Yao J. Photonic true-time delay beamforming based on superstructured fiber Bragg gratings with linearly increasing equivalent chirps [J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(9): 1147-1154.

[37] Zhang X, Zeng H, Yang J, et al. Novel RF-source-free reconfigurable microwave photonic radar[J]. Optics Express, 2020, 28(9): 13650-13661.

[38] Wang L, Hao T, Li G, et al. Microwave photonic temperature sensing based on Fourier domain mode-locked OEO and temperature-to-time mapping [J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(15): 5322-5327.

[39] Cen Q, Ding H, Hao T, et al. Large-scale coherent Ising machine based on optoelectronic parametric oscillator [J]. Light, Science & Applications, 2022, 11(1): 333.

[40] Yao X S, Maleki L. Optoelectronic microwave oscillator[J]. Journal of the Optical Society of America B, 1996, 13(8): 1725-1735.

[41] Yao X S, Maleki L. Multiloop optoelectronic oscillator[J]. IEEE Journal of Quantum Electronics, 2000, 36(1): 79-84.

[42] García S, Gasulla I. Multi-cavity optoelectronic oscillators using multicore fibers [J]. Optics Express, 2015, 23(3): 2403-2415.

作者简介：

王　悦(1994—)，女，吉林省四平市人，博士，副教授，主要研究方向为光通信、微波光子学。