基于布里渊光纤环腔的宽频段微波相位噪声抑制*

刘坤[1)2)] 周沛[1)2)†] 陈文鑫[1)2)] 李念强[1)2)]

1)（苏州大学光电科学与工程学院，苏州 215006）

2)（苏州大学，教育部现代光学技术重点实验室，苏州 215006）

提出并实验验证了一种基于布里渊光纤环腔与移频光自注入锁定的宽频段微波相位噪声抑制方法．本方案利用光载波与一阶调制边带在共用环腔中激发受激布里渊散射，通过布里渊线宽压窄和共模噪声抑制提升双 Stokes 光之间的相干性，产生的 Stokes 光经移频后注入 DFB 激光器，形成移频光自注入锁定，稳定泵浦激光，进一步降低相位噪声．实验结果表明：15 GHz 输出信号在 10 kHz 频偏处的单边带相位噪声为-117.1 dBc/Hz，相较输入信号降低约 33.9 dB，输出信号边模抑制比达 72.2 dB，线宽约为 2.9 Hz，频谱纯度较高；输出信号在 10 分钟内的频率漂移约为 0.95 kHz，表现出良好的频率稳定性；系统可在 1~20 GHz 范围内实现显著相位噪声抑制，输出信号最小调谐步进约为 1.93 MHz．该方法无需复杂电子反馈环路和高性能外部参考源，为可调谐低相位噪声微波信号的获取提供了一种新的技术途径．

关键词：半导体激光器，相位噪声，受激布里渊散射，移频光自注入锁定

PACS： 42.55.Px，42.65.Es，42.60.Fc，84.40.-x

* 江苏省高等学校自然科学研究重大项目（批准号：23KJA51007）和江苏省自然科学基金（批准号：BK20240778）资助的课题．

† 通信作者． E-mail: peizhou@suda.edu.cn

第一作者． E-mail: 20244239009@stu.suda.edu.cn

1 引 言

相位噪声是衡量微波与毫米波信号质量的关键指标之一，直接影响无线通信[1]、雷达探测[2]和精密测量[3]等系统的性能．较低的相位噪声微波信号有助于降低通信系统误码率和邻道干扰，提高雷达弱目标检测能力，并提高精密测量准确度．然而，传统微波振荡源在产生高频微波或毫米波信号时通常需要经过倍频，而理想倍频过程会使相位噪声恶化约 20lg$N$ dB，其中 N 为倍频因子．因此，如何在较宽频率范围内有效抑制微波信号的相位噪声，是高性能微波与毫米波系统中的重要问题．

录用稿件，非最终出版稿

根据 Leeson 模型，提高振荡器谐振腔的品质因数（Q）是降低微波信号相位噪声的有效途径[4]．因此，可从振荡器本征结构出发，通过设计和制备高 Q 谐振腔[5]，并结合低噪声有源器件[6]、低噪声电路设计[7]及系统参数优化等措施，抑制有源器件噪声、热噪声及电路附加噪声，从而实现低相位噪声微波信号输出．然而，随着工作频率升高，谐振腔损耗、加工误差以及有源器件噪声等对相位噪声的影响更加显著，传统电子方法在高频段同时实现低相位噪声和宽带调谐面临困难．为突破上述限制，可借助外部稳频技术进一步抑制相位噪声：注入锁定（Injection Locking, IL）[8, 9]、锁相环（Phase-Locked Loop, PLL）[10-12]等通过引入高稳定、低相噪的外部参考信号，对振荡器进行注入锁定或锁相控制，在一定偏移频率范围内能有效降低输出微波信号的相位噪声．例如，文献[8]提出的注入锁定-锁相环（IL-PLL）光电振荡器，同时利用注入锁定抑制边模和锁相环提升长期稳定性．但 PLL 的反馈分频和环路带宽会限制噪声抑制频偏范围，而高性能外部参考源也会限制输出频率范围并增加系统成本和复杂度．为摆脱对外部参考源的依赖，自注入锁定（Self-Injection Locking, SIL）和自注入锁相（Self-Phase-Locked, SPL）技术被提出[13-16]，通过将延迟后的自身信号作为等效参考信号，重新注入振荡环路或与振荡信号构成自相位锁定回路，同样能够实现相位噪声抑制．文献[14]使用 5 km 光延时线，对 10 GHz 压控振荡器（Voltage-Controlled Oscillator, VCO）在 10 kHz 频偏处实现了 42 dB 相位噪声抑制．然而，该方案采用的长光纤链路容易受到温度漂移、振动和瑞利散射影响，环路中的放大器及移相器也会引入附加噪声并限制频率调谐范围．

上述相噪抑制技术均是将输出信号反馈回原振荡环路，需要由原振荡器参与构造反馈环路，结构复杂，且通常仅针对某一频率附近进行相噪抑制，难以实现大范围调谐．基于长光纤延时线构造的高 Q 光电振荡器，既可以直接输出低相噪微波信号，也可通过注入锁定对外部微波信号进行相位噪声抑制[9, 17, 18]．文献[17]将待处理微波信号耦合到可调谐光电振荡器中，借助 5.2 km 的长光纤实现了 35 dB 的相位噪声抑制．但是，光电振荡器中电放大器和移相器的工作带宽仍会限制该方案的可调范围，长光纤也会降低系统对环境扰动的鲁棒性[16]．

近年来，受激布里渊散射（Stimulated Brillouin Scattering，SBS）因具有窄带增益和噪声净化能力，被广泛用于低相位噪声微波与毫米波信号产生[19-23]．在 SBS 过程中，泵浦光通过与声学声子相互作用产生频率下移的 Stokes 光．声子阻尼和谐振腔反馈可显著压窄 Stokes 光线宽．两束高相干 Stokes 光经光电拍频后，

录用稿件，非最终出版稿

可获得低相位噪声微波信号．与依赖数千米光延时线的方案相比，布里渊光纤环腔方案能够在较短光纤中获得较高等效 Q 值，因而为紧凑型相位噪声抑制提供了新的技术途径．

本文提出并实现了一种基于布里渊光纤环腔和移频光自注入锁定（Frequency-Shifted Optical Self-Injection Locking，FSOSIL）的可调谐微波相位噪声抑制方法．待处理微波信号经调制转化为光边带，和载波一同作为泵浦光输入到布里渊光纤腔中，利用受激布里渊散射效应压窄线宽并抑制相位噪声，同时基于共腔结构抑制共模噪声，显著提升了输出双波长光信号的相干性，经光电探测后可转化为低相位噪声微波信号．在此基础上，方案采用移频光自注入锁定技术，稳定了泵浦光频率并形成闭环结构，进一步提升频率稳定性和抑制相位噪声．实验基于 100 m 单模光纤环腔完成．对于 15 GHz 输入，输出信号在 10 kHz 频偏处的相位噪声达到−117.1 dBc/Hz，改善量为 33.9 dB，边模抑制比（Side-Mode Suppression Ratio, SMSR）约为 72.2 dB．进一步实验验证了 1～20 GHz 范围内的相位噪声抑制和约 1.93 MHz 的离散精细调谐步进．

2　系统结构与工作原理

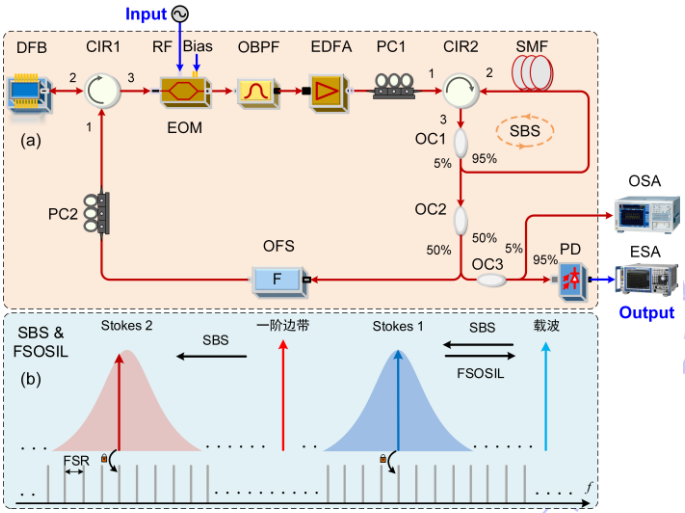


图 1　(a) 相位噪声抑制系统实验装置图；(b) 工作原理示意图（DFB，分布式反馈激光器；CIR，光环行器；PC，偏振控制器；EOM，电光调制器；EDFA，掺铒光纤放大器；SMF，单模光纤；OC，光耦合器；OSA，光谱分析仪；PD，光电探测器；ESA，频谱分析仪；OFS，光移频器；OBPF，光带通滤波器；SBS，受激布里渊散射；FSOSIL，移频光自注入锁定）

Fig. 1 (a) Experimental setup of the phase noise suppression system; (b) Schematic of operation principle.

图1(a)是基于布里渊光纤环腔的可调谐微波相位噪声抑制系统的实验装置图．DFB激光器输出的连续光经光环行器1输入到电光调制器中，待处理微波信号

录用稿件，非最终出版稿

驱动调制器，在光载波两侧产生调制边带．其中负一阶边带和光载波分量经光带通滤波器滤出后，由掺铒光纤放大器（Erbium-Doped Fiber Amplifier, EDFA）进行放大，并作为SBS的泵浦光输入到非互易布里渊光纤环腔中．该环腔主要由光环行器2、单模光纤（Single-Mode Fiber, SMF）和光耦合器组成．双波长泵浦光通过光环行器注入，在激发SBS之后，残留泵浦光和二阶Stokes光被环行器阻隔，从而抑制高阶Stokes光．产生的Stokes光频率向下偏移，并沿与泵浦光相反的方向传播．布里渊频移可表示为[24]：

$$\Delta\nu = \frac{2nV_{\mathrm{A}}}{\lambda_{\mathrm{p}}}, \tag{1}$$

式中，n为光纤的折射率，V_{A}为声波在介质中的传播速度，λ_{P}为泵浦光的波长．对于实验中所用的单模光纤，该频移大小约为10.85 GHz．因此，光纤环腔中主要存在两个逆时针传播的Stokes光分量．随着持续的反馈和放大，Stokes光和腔的模式谐振，自由频谱范围（Free Spectral Range, FSR）由光纤腔的长度决定．

采用的光纤环谐振腔结构不仅能降低受激布里渊散射阈值，还可以实现Stokes光的线宽压窄和噪声抑制[25, 26]．由于SBS固有的噪声净化机制，在声子阻尼和环腔反馈的作用下，Stokes光具有更窄的线宽和更低的频率噪声．当不考虑自发布里渊散射噪声时，泵浦光线宽$\Delta\nu_{\mathrm{p}}$和Stokes光线宽$\Delta\nu_{\mathrm{s}}$的关系如下：

$$\Delta\nu_{\mathrm{S}} = \frac{\Delta\nu_{\mathrm{p}}}{(1+\frac{\gamma_{\mathrm{A}}}{\Gamma_{\mathrm{C}}})^2}, \tag{2}$$

其中

$$\Gamma_{\mathrm{C}} = \frac{-c\ln R}{nL}, \tag{3}$$

$$\gamma_{\mathrm{A}} = \pi\Delta\nu_{\mathrm{B}}, \tag{4}$$

式(3)中，R为环腔的振幅反馈系数（$R < 1$），L为腔长，$\Delta\nu_{\mathrm{B}}$为布里渊增益谱的带宽，约20 MHz[27]．因此，布里渊光纤环腔参数，如环腔长度、往返损耗、耦合条件及光纤的布里渊特性等共同决定泵浦相位噪声至Stokes相位噪声的传递．除了单束Stokes光的线宽压窄外，两束Stokes光在同一光纤环腔中传播，腔长变化、温度漂移和部分机械扰动对二者产生近似相同的频率偏移．光电拍频相当于对两束光的瞬时相位作差，共同噪声可在差分过程中部分抵消．因此，输出相位噪声的降低来自两种机制的共同作用：SBS抑制每束Stokes光的独立频率噪声，共腔结构抑制两束光共有的环境噪声，提升其相干性．

为了建立本方案的相噪抑制分析模型，本文基于非互易布里渊谐振腔（BFR,

录用稿件，非最终出版稿

Brillouin Fiber Resonator）中泵浦光、Stokes光和声波的三波耦合方程，在稳定SBS工作点附近对三者的相位扰动进行小信号线性化，则输入泵浦光相位扰动$\Phi_{\mathrm{P,in}}$与Stokes光相位扰动Φ_{S}之间的小信号传递函数可表示为[28]：

$$H_{\varphi,\mathrm{BFR}}(s)=\frac{\Phi_{\mathrm{S}}}{\Phi_{\mathrm{P,in}}}, \tag{5}$$

光载波和负一阶边带的相位扰动分别满足：

$$\delta\varphi_{\mathrm{P0,in}}=\delta\varphi_{\mathrm{L}},\quad \delta\varphi_{\mathrm{P1,in}}=\delta\varphi_{\mathrm{L}}-\delta\varphi_{\mathrm{m}}, \tag{6}$$

因此，输入微波相位扰动 $\delta\varphi_{\mathrm{m}}$ 仅存在于负一阶边带泵浦光中，而激光器相位噪声 $\delta\varphi_{\mathrm{L}}$ 为两泵浦光所共有.

假定两路泵浦光-Stokes 光可以分别在稳态附近小信号线性化，分别以 $H_0(s)$ 和 $H_1(s)$表示两泵浦支路的 BFR 相位传递函数，以 N_0 和 N_1 表示两 Stokes 光的附加相位扰动，则两 Stokes 光的相位扰动、以及输出微波信号的相位扰动为：

$$\Phi_{\mathrm{S0}}=H_0\Phi_{\mathrm{L}}+N_0,\quad \Phi_{\mathrm{S1}}=H_1\left(\Phi_{\mathrm{L}}-\Phi_{\mathrm{m}}\right)+N_1, \tag{7}$$

$$\Phi_{\mathrm{out}}=H_1\Phi_{\mathrm{m}}+\left(H_0-H_1\right)\Phi_{\mathrm{L}}+N_0-N_1, \tag{8}$$

式(8)表明，输入微波相位噪声通过 H_1 传递至输出微波信号；两路 Stokes 光共同携带的激光器相位噪声，仅在两路传递函数不一致时通过（H_0-H_1）耦合至输出. 当两束泵浦光功率及其 SBS 工作点近似一致时，有 $H_0\approx H_1\approx H_{\varphi,\mathrm{BFR}}$，两路 Stokes 光中相同的激光器相位波动在拍频过程中近似相消.

由于两束 Stokes 光在同一光纤环腔中传播，N_0 与 N_1 中由温度、应变和机械振动等共同环境扰动引起的噪声分量可能具有相关性[22]，两路附加相位噪声差的功率谱为：

$$S_{\varphi,\mathrm{diff}}=\left\langle\left|N_0-N_1\right|^2\right\rangle=S_{N_0}+S_{N_1}-2\mathrm{Re}\left(S_{N_0N_1}\right), \tag{9}$$

若输入微波噪声、激光器噪声和附加相位噪声差三者互不相关，则输出相位噪声功率谱密度为：

$$S_{\varphi,\mathrm{out}}=\left|H_1\right|^2S_{\varphi,\mathrm{in}}+\left|H_0-H_1\right|^2S_{\varphi,\mathrm{L}}+S_{\varphi,\mathrm{diff}}+S_{\varphi,\mathrm{det}}, \tag{10}$$

其中，$S_{\varphi,\mathrm{det}}$ 代表光电探测链路噪声，在两路泵浦光-Stokes 光传递函数近似一致时，式(10)可简化为：

$$S_{\varphi,\mathrm{out}}(f)\approx\left|H_{\varphi,\mathrm{BFR}}(j2\pi f)\right|^2S_{\varphi,\mathrm{in}}(f)+S_{\varphi,\mathrm{floor}}(f), \tag{11}$$

其中，$S_{\varphi,\mathrm{floor}}$ 包含自发布里渊散射、EDFA 放大自发辐射、非共模环境扰动以及光电探测链路噪声等[19, 28, 29]. 采用单边带相位噪声表示时：

$$10^{\frac{\mathcal{L}_{\mathrm{out}}}{10}}=\left|H_{\varphi,\mathrm{BFR}}(j2\pi f)\right|^2 10^{\frac{\mathcal{L}_{\mathrm{in}}}{10}}+10^{\frac{\mathcal{L}_{\mathrm{floor}}}{10}}, \tag{12}$$

录用稿件，非最终出版稿

当系统附加噪声远低于输入噪声传递项时，相位噪声抑制量（Phase-Noise Suppression Ratio，PNSR）近似为：

$$\mathrm{PNSR}(f) \approx -20\lg\left|H_{\varphi,\mathrm{BFR}}(j2\pi f)\right|, \tag{13}$$

这里，PNSR定义为输入与输出信号在某个固定频偏处的相位噪声之差[16]. 式(13)表明，在两路泵浦光-Stokes光传递函数近似一致且系统附加噪声可以忽略时，相位噪声抑制量主要由布里渊谐振腔相位传递函数的幅值决定；当输入信号相位噪声经系统传递后的贡献与附加噪声相当或更低时，输出信号相位噪声主要受附加噪声限制，应使用式(12)计算输出信号相噪，并结合输入与输出相位噪声之差确定实际抑制量.

随后，系统引入移频光自注入锁定构建闭环光反馈，以提高频率稳定性并进一步抑制相位噪声. 环腔输出的Stokes光经电光调制器移频，调制器由频率与布里渊频移相匹配的外部射频信号驱动，使目标移频分量与DFB激光器的自由运行频率匹配，如图1(b)所示. 光滤波器滤除无关频谱分量后，将目标分量反馈注入DFB激光器. 当反馈光频率落入注入锁定范围时，DFB激光器受到窄线宽Stokes光的频率牵引，从而抑制泵浦光的频率漂移以及由此引起的腔模跳变. 根据注入锁定理论，被锁定激光器的输出特性取决于注入光的频率稳定性和线宽等参数[30]. 窄线宽Stokes光注入DFB激光器后，可将其频率稳定性传递至泵浦光，使泵浦线宽远窄于其初始线宽，因此，DFB激光器线宽对噪声抑制效果影响较小；稳定后的窄线宽泵浦光再次进入布里渊环腔，产生频率噪声更低的Stokes光，并经移频后继续参与反馈. 上述相互作用逐渐收敛至由自发布里渊散射噪声、环腔损耗、注入强度及环境扰动共同决定的稳态. 最终，FSOSIL有效抑制泵浦光的频率漂移，使两束Stokes光稳定工作于相应的环腔共振模式，从而提高其互相干性以及输出微波信号的频率稳定性和相位噪声性能.

3 实验结果

3.1 实验设置

录用稿件，非最终出版稿

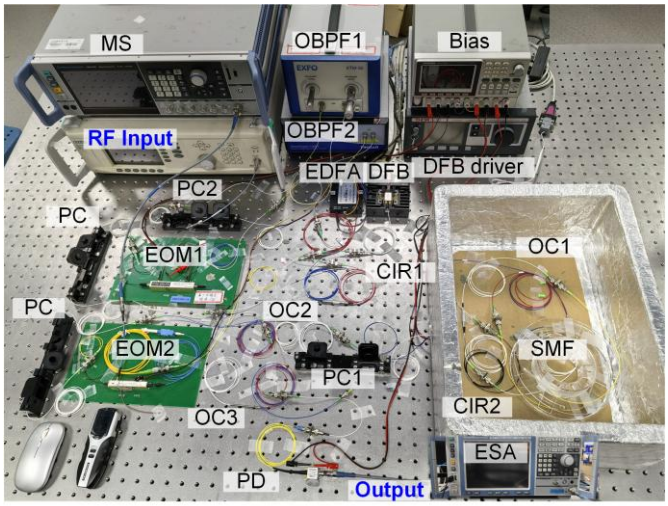


图 2　实验装置照片

Fig. 2 Photograph of the experimental setup.

按照图 1 所示装置，搭建了相位噪声抑制的实验系统，实验装置如图 2 所示. DFB 激光器在工作温度 25℃，偏置电流 22 mA 条件下，输出功率为 5.79 dBm，中心波长 1550.822 nm，其光谱如图 3 中蓝色虚线所示. 输出光信号经过光环行器 1 输入到电光调制器 1（强度调制器，Fujitsu FTM7938EZ），频率 15 GHz、功率约 15 dBm 的微波信号驱动该调制器. 调制光经光带通滤波器后仅保留载波和负一阶边带，形成频差为 15 GHz 的双波长泵浦光，如图 3 中的红色实线所示. EDFA 对光功率进行放大，其输出功率设置为 21 dBm，以保证两束泵浦光均超过 SBS 阈值. 偏振控制器 1 用于优化泵浦光的偏振态，以获得较高的布里渊增益. 布里渊光纤环腔由光环行器 2、约 100 米单模光纤和 95/5 光耦合器 1 组成. 泵浦光经光环行器 2 输入到光纤腔中后，激发受激布里渊散射效应，产生的 Stokes 光传播方向和泵浦光方向相反. 光环行器 2 用于控制腔内光信号的传播方向，并抑制不期望的反馈及高阶 Stokes 分量. 光耦合器 1 的 95%端口的光信号反馈回环腔中，剩余的 5%端口用于输出. 产生的双波长 Stokes 光如图 3 中黑色实线所示. 环腔输出首先由 50:50 光耦合器 2 分为检测支路和反馈支路. 检测支路经光耦合器 3 分出少量光送入光谱分析仪进行监测，其余光经高速光电探测器转换为电信号，分别送入频谱分析仪和相位噪声分析仪. 反馈支路中的 Stokes 光则经过光移频器后反馈注入到 DFB 激光器中，其中光移频器由电光调制器 2（强度调制器，Sumitomo T.MXH 1.5DP-40PD-ADC-LV）、微波源（Microwave Source，MS）和光滤波器构成，其移频量等于布里渊频移. 如图 3 中绿色虚线所示，Stokes 光依次经过移频和滤波后，其输出波长与 DFB 激光器波长对齐，并反馈注入 DFB

录用稿件，非最终出版稿

激光器以实现移频光自注入锁定．该反馈过程能够抑制泵浦光的频率漂移和由此引起的腔模跳变．经过多次循环后，系统达到稳定工作状态，从而提高双波长 Stokes 光的互相干性以及输出微波信号的频率稳定性，并进一步降低其相位噪声．表 1 列出了实验所用的主要器件和仪器的参数．

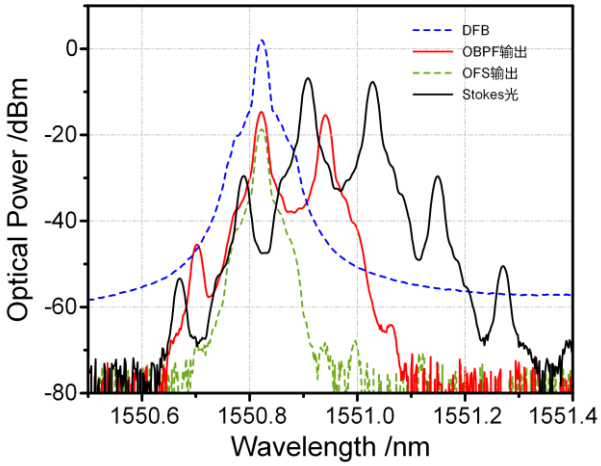


图 3　系统不同位置的实测光谱图

Fig. 3 Measured optical spectra at different positions in the system.

表 1 实验所用主要器件和设备列表

Table 1. Main devices and instruments in the experimental setup.

器件/仪器名称	制造商（型号）	主要参数
DFB 激光器	武汉六九传感，BF14-DFB-1550-F-N	调谐范围：1548~1552 nm 线宽：7 MHz
光电探测器	Finisar XPDV20RA	带宽：50 GHz 响应度：0.65 A/W
信号源（输入信号）	Anritsu MG3692B	调谐范围：10 MHz~20 GHz
光滤波器 1	XTM-50-CL-W-58	滤波带宽：6.25~625 GHz
光滤波器 2	Finisar, WaveShaper 1000A	滤波带宽：10 GHz~5 THz
单模光纤	长飞光纤	长度：约 100 m
光纤放大器	YXEDFA-23-C-0FA	最大输出功率：23 dBm
电光调制器 1	Fujitsu FTM7938EZ	带宽：≥25 GHz 半波电压：≤3.5 V
电光调制器 2	Sumitomo, T.MXH 1.5DP-40PD-ADC-LV	带宽：≥20 GHz 半波电压：≤3.5 V
光谱仪	Yokogawa AQ6370D	波长范围：600~1700 nm, 分辨率：0.02 nm
频谱仪	R&S FSV40	频率范围：10 Hz~40 GHz
相噪分析仪	R&S FSWP26	频率范围：1 MHz~26.5 GHz

录用稿件，非最终出版稿

3.2 相位噪声抑制验证

图 4 给出了输入 15 GHz 信号时的输出电频谱．图 4(a)为 40 GHz 跨度下的频谱，除 15 GHz 主信号外，30 GHz 处可观察到二次谐波，4.15 GHz 和 10.85 GHz 附近存在较弱杂散．上述杂散主要来自残余泵浦光、瑞利散射分量与 Stokes 光之间的拍频[19]，在实际应用中很容易通过滤波器进一步抑制．图 4(b)为输出的 15 GHz 信号在 20 MHz 范围内的频谱，可以观察到在载波附近存在部分间隔为 1.93 MHz 的边模，测量得到的边模抑制比为 72.2 dB，表明本方案具有较好的纵模选择能力．在 SBS 效应和 FSOSIL 技术的共同作用下，输出信号也具有窄线宽，如图 4(b)中插图所示，测得的 3 dB 线宽约为 2.9 Hz．

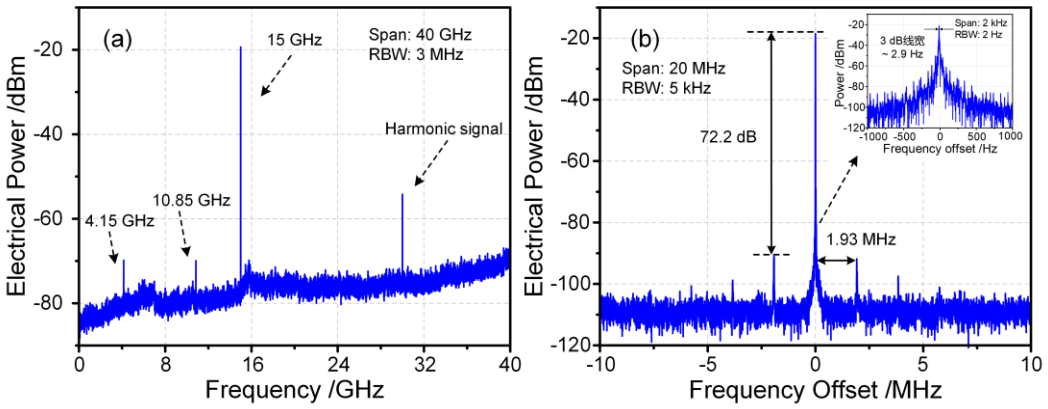


图 4　输出 15 GHz 信号的频谱图　(a) Span 40 GHz；(b) Span 20 MHz 和 Span 2 kHz（插图）

Fig. 4 Measured electrical spectra of the 15 GHz output signal: (a) Span 40 GHz; (b) Span 20 MHz and span 2 kHz (inset).

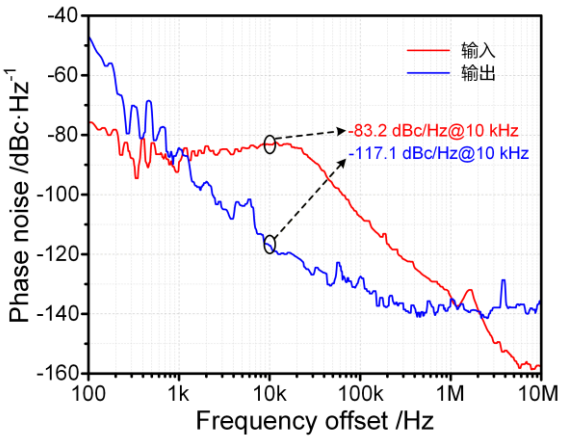


图 5　15 GHz 输入信号（红色）和输出信号（蓝色）的单边带相位噪声

Fig. 5 Measured SSB phase noise of the 15 GHz input (red) and output (blue) signals.

为了评估系统抑制微波相位噪声的效果，采用相位噪声分析仪（R&S FSWP26）测量了输入和输出信号的单边带相位噪声．如图 5 所示，输入和输出的 15 GHz 的微波信号在 10 kHz 频偏处相位噪声分别为-83.2 dBc/Hz 和-117.1 dBc/Hz，对应 33.9 dB 的相位噪声改善量．该结果表明，SBS 线宽压窄和共腔差分噪声抑制能

够有效降低输入信号的相位噪声．需要指出的是，在小于 1 kHz 的低频偏区域，受到环境振动、温度波动以及未完全共模的光路扰动影响，输出相位噪声有所恶化；在大于 1 MHz 的高频偏区域，输出噪声底升高，主要与自发布里渊散射、EDFA 放大自发辐射以及光电探测链路附加噪声有关[31]．采用保偏光纤、精细温控、低噪声光放大器以及更低损耗的环腔等技术手段，有望进一步改善全频偏范围内的相位噪声[20, 23]．

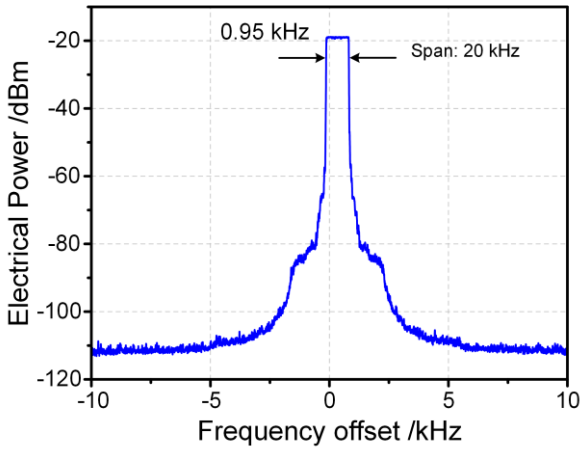


图 6　输出信号在 10 分钟内的频率漂移

Fig. 6 Measured frequency drift of the output microwave signal over a 10-min period.

随后对输出微波信号的频率稳定性开展测试，实验中采用频谱仪的“max hold”功能采集微波信号在 10 分钟时长内的频漂数据．所提方案通过移频光自注入锁定技术来改善信号的频率稳定性，同时，为了降低外界环境和温度波动对布里渊光纤环腔的影响，将环腔置于恒温箱中．如图 6 所示，信号的漂移仅为 0.95 kHz，表现出较高的频率稳定性，通过改善温控装置，采用保偏光纤等方式可进一步提升频率稳定性．与现有激光主动稳频方式如锁相环和 PDH 技术[20, 32]相比，所用稳频技术结构更加简单，操作更便捷．

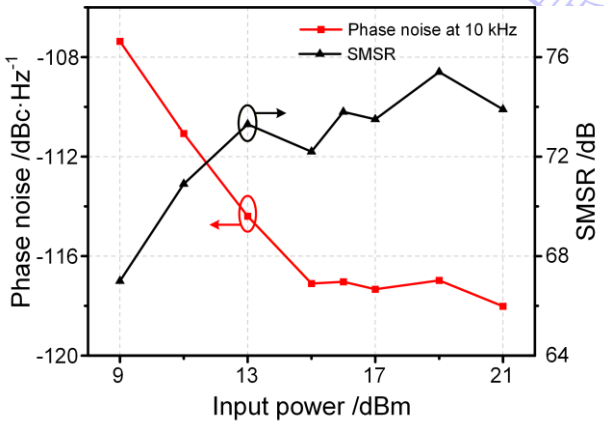


图 7　输入 15 GHz 信号时，输出信号相位噪声（红色）和边模抑制比（黑色）随输入功率的变化

Fig. 7 Output phase noise (red) and SMSR (black) as a function of the input power of the 15 GHz

signal.

为分析输入信号的功率对系统性能的影响，在不使用前置微波放大器的条件下，测量了 15 GHz 信号在不同输入功率时对应的输出相位噪声和 SMSR，结果如图 7 所示．随着输入功率增加，10 kHz 频偏处的相位噪声先降低，随后稳定在约−117 dBc/Hz 的较低水平．这是因为输入功率决定电光调制深度，并进一步影响一阶边带功率、双泵浦信噪比以及 SBS 转换效率[3, 33]．输入功率较低时，一阶边带功率不足导致对应 Stokes 光信噪比较差；当调制功率接近合适驱动区间后，两束 Stokes 光均可稳定起振，输出相位噪声趋于饱和．同样地，边模抑制比也受输入功率影响，表现为随输入功率增大而增大的趋势．这些结果表明，实际应用中可通过增益可调的低噪声前置放大器或自动功率控制，将不同幅度的输入信号调整至最佳驱动范围，从而减小输出性能随输入功率变化的波动．

3.3 频率调谐特性

为评估系统的频率调谐能力，通过改变输入微波信号的频率，测量了 1～20 GHz 范围内输出信号的电频谱和单边带相位噪声．如图 8(a)所示，输出信号可在 1～20 GHz 范围内随输入频率进行调谐．该调谐范围主要由输入微波频率决定；在给定频率附近，系统还可按照约 1.93 MHz 的步进实现离散精细调谐，该步进频率与布里渊光纤环腔的 FSR 一致．图 8(b)给出了 15 GHz 附近 40 MHz 范围内的精细调谐频谱图．通过增加布里渊光纤环腔的光学长度或者通过光纤拉伸器、可调光延时线改变环腔光学长度有望实现更加精细的频率调谐．然而较长环腔或者改变环腔长度会增加环境敏感性并改变模式竞争及锁定条件，因此需要在调谐步进和稳定运行之间进行权衡．

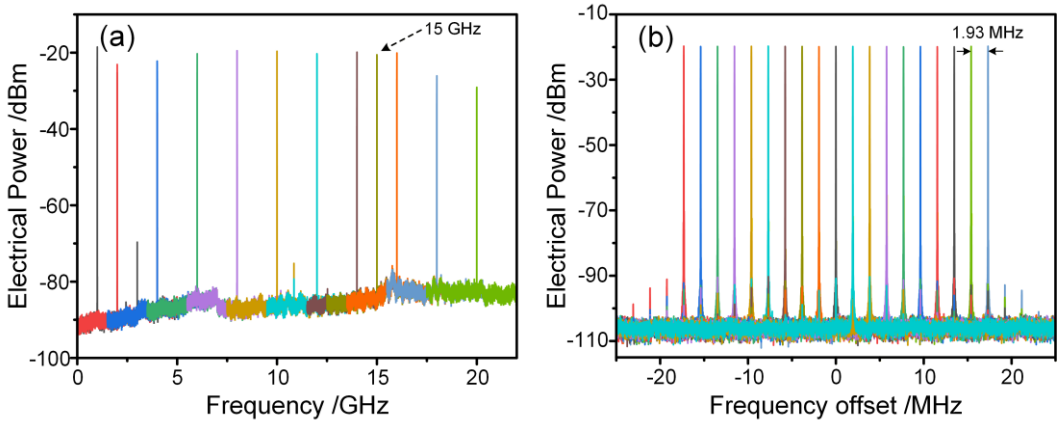


图 8　(a) 1-20 GHz 输出信号的频谱图；(b) 15 GHz 附近以约 1.93 MHz 步进的精细调谐频谱图

Fig. 8 (a) Output spectra from 1 to 20 GHz; (b) Fine-tuning spectra around 15 GHz with a step of approximately 1.93 MHz.

图 9(a)比较了不同频率下输入和输出信号在 10 kHz 频偏处的单边带相位噪声，以及对应的相位噪声抑制量．在整个实验频段范围内，系统均表现出明显的相位噪声抑制效果，输出相位噪声总体低于−110 dBc/Hz@10 kHz，且对输入频率的依赖较弱．20 GHz 附近的输出相位噪声略有恶化，主要是由于电光调制器在高频段的调制效率下降，导致一阶边带功率和双波长泵浦光的信噪比降低[3, 33]．适当提高输入微波功率或采用调制效率更高、工作带宽更宽的电光调制器，可进一步改善高频端的输出性能．由于输入信号源的相位噪声总体随频率升高而恶化，而系统输出相位噪声在实验范围内相对稳定，因此 PNSR 整体呈随输入频率增加而增大的趋势．图 9(b)给出了输出信号边模抑制比随输入频率的变化．输出信号在大部分频率范围内均具有较高的边模抑制比；但在 4 GHz 以下，由于载波与调制边带的频率间隔减小，受光滤波器带宽限制，另一阶边带难以被充分滤除，从而产生额外的拍频杂散并降低频谱纯度．通过改用基于 90 度电桥和双臂马赫曾德调制器的光单边带调制器[34]，可以避免光滤波器的使用，有望提升低频段输出信号的性能．

需要指出的是，本方案的工作频率范围主要受电光调制器和光电探测器带宽的限制．因此，采用更宽带的光电器件后，该方法有望实现对毫米波甚至太赫兹波相噪的抑制[19, 21, 22]．在本文的验证实验中，受输入信号源（Anritsu MG3692B）最高输出频率的限制，尚未对 20 GHz 以上信号的相位噪声抑制性能进行实验验证．

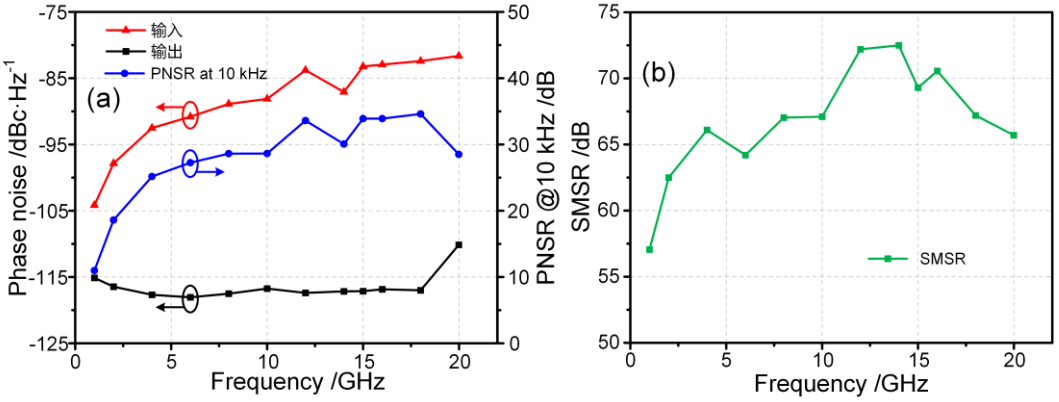


图 9　(a) 不同频率输入信号（红色）和输出信号（黑色）下在 10 kHz 频偏处的相位噪声及对应的相位噪声抑制量（蓝色）；(b) 不同频率输出信号的边模抑制比（绿色）

Fig. 9 (a) Phase noise of the input (red) and output (black) signals at a 10-kHz offset and the corresponding phase-noise suppression ratio (blue); (b) SMSR of the output signals at different frequencies (green).

4 结 论

本文提出并实验验证了一种基于布里渊光纤环腔与移频光自注入锁定的宽频段微波相位噪声抑制方法．该方法将待处理微波信号调制到光域，利用光载波和一阶调制边带在同一光纤环腔中激发受激布里渊散射．SBS 线宽压窄降低了两束 Stokes 光的独立频率噪声，共腔结构进一步抑制了环境扰动引起的共模噪声，从而提高双波长 Stokes 光的互相干性．两束 Stokes 光经光电拍频后，可获得低相位噪声、高频谱纯度的微波信号．此外，系统采用移频光自注入锁定稳定泵浦激光器形成闭环反馈，有效抑制泵浦光的频率漂移和腔模跳变，进一步改善了输出微波信号的频率稳定性和相位噪声．实验结果表明，当输入频率为 15 GHz 时，输出信号在 10 kHz 频偏处的单边带相位噪声达到−117.1 dBc/Hz，较输入信号降低 33.9 dB；边模抑制比达到 72.2 dB，测得 3 dB 线宽约为 2.9 Hz．系统在 1～20 GHz 范围内均表现出显著的相位噪声抑制能力，并可按照约 1.93 MHz 的频率步进实现精细调谐．

与依赖电子锁相或长延时反馈的方法相比，本方案无需将原微波振荡器接入复杂的电子反馈环路，具有调谐范围宽和结构简单的特点．通过采用更宽带的光电器件，该方法有望实现更大频段范围的相位噪声抑制；通过采用窄线宽泵浦激光器、保偏光纤环腔、精密温控和低噪声光放大器，可望进一步提高系统的长期稳定性、相位噪声等性能．因此，所提方案为宽频段外部微波信号的低噪声光域再生提供了新的技术途径，在无线通信、雷达、频率合成和精密测量等领域具有潜在应用价值．

参考文献

[1] Wang L H, Wang X C, Pan S L 2025 *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* **73** 5295

[2] Shao S, Yang S G, Chen H W, Chen M H 2024 *Acta Opt. Sin.* **44** 1513030 (in Chinese) [邵帅，杨四刚，陈宏伟，陈明华 2024 光学学报 **44** 1513030]

[3] Yao J P 2009 *J. Lightwave Technol.* **27** 314

[4] Leeson D B 1966 *Proc. IEEE* **54** 329

[5] Crew R C, Ivanov E N, Flower G, Tobar M E, Goryachev M 2025 *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* **73** 10897

录用稿件，非最终出版稿

[6] Kensbock L, Polzin L, Kaesbach R, Musch T, Delden M v 2025 *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* **73** 9717

[7] Sun M H, Lu D, Zhu B Q, Ma W M, Yeung K L, Yu M 2025 *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* **73** 6452

[8] Zhou Z H, Yang C, Cao Z W, Chong Y H, Li X H 2016 *IEEE Photonics Technol. Lett.* **28** 516

[9] Banerjee A, Britto L A D d, Pacheco G M 2019 *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* **67** 2087

[10]Heng-Chia C, Borgioli A, Yeh P, York R A 1999 *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* **47** 1535

[11]Hasan M, Nicholls C, Hall T 2023 *Sci. Rep.* **13** 4207

[12]Wang X C, Yao X S 2023 *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* **71** 5381

[13]Heng-Chia C 2003 *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* **51** 1994

[14]Zhang L, Poddar A K, Rohde U L, Daryoush A S 2014 *IEEE Photonics J.* **6** 1

[15]Fu Z W, Zeng Z, Lyu W Q, Tian H, Zhang Z Y, Zhang L J, Zhang Y W, Zou X H, Li H P, Liu Y 2025 *J. Lightwave Technol.* **43** 3655

[16]Wang X C, Li Y F, Yao X S 2025 *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* **73** 5340

[17]Fleyer M, Sherman A, Horowitz M, Namer M 2016 *Opt. Lett.* **41** 1993

[18]Zhou P, Li N Q, Pan S L 2019 *Opt. Lett.* **44** 4869

[19]Gross M C, Callahan P T, Clark T R, Novak D, Waterhouse R B, Dennis M L 2010 *Opt. Express* **18** 13321

[20]Danion G, Frein L, Bacquet D, Pillet G, Molin S, Morvan L, Ducournau G, Vallet M, Szriftgiser P, Alouini M 2016 *Opt. Lett.* **41** 2362

录用稿件，非最终出版稿

[21]Zhang Z X, Xu Y, Luo X J, Chen M Z, Bao H L 2024 *Appl. Phys. Lett.* **124** 211105

[22]Heffernan B M, Greenberg J, Hori T, Tanigawa T, Rolland A 2024 *Nat. Photonics* **18** 1263

[23]Xue S Y, Hu J H, Yang Z Y X, Zhou H 2026 *Opt. Lett.* **51** 1456

[24]Yeniay A, Delavaux J M, Toulouse J 2002 *J. Lightwave Technol.* **20** 1425

[25]Debut A, Randoux S, Zemmouri J 2000 *Phys. Rev. A* **62** 023803

[26]Debut A, Randoux S, Zemmouri J 2001 *J. Opt. Soc. Amer. B* **18** 556

[27]Geng J H, Staines S, Wang Z L, Zong J, Blake M, Jiang S B 2006 *IEEE Photonics Technol. Lett.* **18** 1813

[28]Agaisse R, Danion G, Vallet M, Besnard P, Alouini M 2024 *J. Lightwave Technol.* **42** 3360

[29]Hu J H, Xiao Y L, Yang H L, Xue S Y, Dong W C, Zhai K P, Zhu S, Qiu K, Zhang S K, Ge J, Zhu N H, Jiang X S, Xu J, Wen H S, Zhou H 2026 *Science Advances* **12** eaed1856

[30]Liu Z X, Slavík R 2020 *J. Lightwave Technol.* **38** 43

[31]Peng H F, Zhang C, Xie X P, Sun T, Guo P, Zhu X Q, Zhu L X, Hu W W, Chen Z Y 2015 *J. Lightwave Technol.* **33** 2707

[32]Li J, Lee H, Vahala K J 2013 *Nat. Commun.* **4** 2097

[33]Shi Y Q, Yan L S, Willner A E 2003 *J. Lightwave Technol.* **21** 2358

[34]Ogiso Y, Tsuchiya Y, Shinada S, Nakajima S, Kawanishi T, Nakajima H 2010 *IEEE Photonics Technol. Lett.* **22** 941

录用稿件，非最终出版稿

Wideband microwave phase noise suppression based on a

Brillouin fiber ring cavity*

Liu Kun[1) 2)] Zhou Pei[1) 2)†] Chen Wen-Xin[1) 2)] Li Nian-Qiang[1) 2)]

1) (School of Optoelectronic Science and Engineering, Soochow University, Suzhou 215006, China)

2) (Key Lab of Modern Optical Technologies of Education Ministry of China, Soochow University, Suzhou 215006, China)

Abstract

Phase noise is a critical metric of microwave signal quality and directly affects the performance of wireless communications, radar detection, and precision measurement systems. Techniques such as injection locking and phase-locked loops can suppress phase noise, but they may require external reference sources or incorporate the oscillator into a feedback loop, potentially increasing system complexity and limiting frequency tunability. Injection-locked optoelectronic oscillators can suppress the phase noise of an external microwave signal without incorporating its source into a feedback loop. However, their long optical fiber links are sensitive to environmental disturbances, while the bandwidths of their electrical components constrain the tuning range. As an alternative approach, stimulated Brillouin scattering (SBS) in a fiber ring cavity offers a promising solution to phase-noise suppression owing to its narrowband gain and noise purification capability.

In this paper, a wideband microwave phase-noise suppression method based on a Brillouin fiber ring cavity and frequency-shifted optical self-

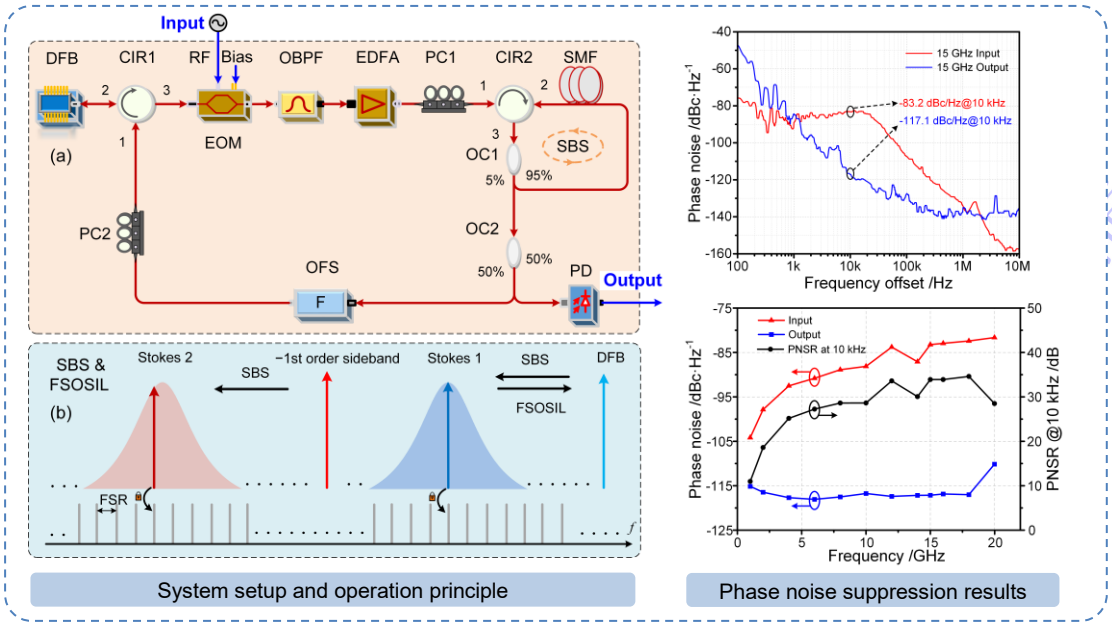
录用稿件，非最终出版稿

injection locking (FSOSIL) is proposed and experimentally demonstrated. The microwave signal to be processed is first transferred to the optical domain through electro-optic modulation. The optical carrier and a first-order modulation sideband serve as two pump waves to excite SBS in a shared 100 m fiber ring cavity. The SBS process is utilized to suppress phase noise and generate two narrow-linewidth Stokes waves. Furthermore, the shared-cavity configuration suppresses common-mode noise, thereby enhancing the mutual coherence between the two output Stokes waves. The Stokes wave generated by the optical-carrier pump is frequency-shifted and fed back into the distributed-feedback (DFB) laser to establish FSOSIL. This feedback stabilizes the pump frequency and further reduces phase noise. Finally, a low-phase-noise microwave signal is obtained by the beating of the two stabilized Stokes waves at a photodetector.

Experimental results show that, for a 15-GHz input signal, the output achieves a single-sideband phase noise of −117.1 dBc/Hz at a 10-kHz offset, representing a 33.9-dB reduction relative to the input. The output also exhibits a side-mode suppression ratio of 72.2 dB and a linewidth of approximately 2.9 Hz, indicating high spectral purity. The measured output frequency drift is approximately 0.95 kHz over 10 min, demonstrating good frequency stability. Further experiments verify phase-noise suppression at the tested carrier frequencies across the 1–20 GHz range. Throughout the investigated frequency range, the system provides substantial phase-noise suppression, with the output phase noise generally remaining below −110

录用稿件，非最终出版稿

dBc/Hz at a 10-kHz offset and varying only weakly with the input microwave frequency. A discrete tuning step of approximately 1.93 MHz is demonstrated, consistent with the free spectral range of the approximately 100-m fiber ring cavity. By combining Brillouin-assisted noise suppression with FSOSIL, the system achieves low phase noise and high spectral purity without incorporating the input microwave source into the feedback loop. The proposed method provides a flexible approach to improving the phase-noise performance of microwave signals over a broad carrier-frequency range.



Keywords: Semiconductor lasers, phase noise, stimulated Brillouin scattering, frequency-shifted optical self-injection locking

* Project supported by the Natural Science Research Project of Jiangsu Higher Education Institutions of China (Grant No. 23KJA51007) and the Natural Science Foundation of Jiangsu Province, China (Grant No. BK20240778).

录用稿件，非最终出版稿

† Corresponding author. E-mail: peizhou@suda.edu.cn

录用稿件，非最终出版稿