用于光学频率计量的嵌入式数字相位噪声分析仪

Simone Donadello*、Elio K. Bertacco、Davide Calonico 和 Cecilia Clivati

arXiv:2302.03599v2 [eess.SP] 5 Aug 2023

摘要——**数字信号处理（DSP）正推动光学干涉测量在现场新型应用中的发展，例如激光测距和分布式声学传感。尽管现场可编程门阵列（FPGA）能够实现最高性能，但其复杂性和成本对于许多任务而言往往过高。本文介绍了一种基于双核32位微控制器的替代方案，用于实时处理光信号。我们实现了对独立激光源干涉产生的光学拍频信号进行同相和正交（IQ）解调、对覆盖城际距离的已部署光纤进行相位噪声分析，以及通过光触发信号同步远程采集。该嵌入式架构能够高效完成光信号处理领域中的多种任务，同时还具备易于配置、结构紧凑和可升级等特点。这些特性使其适用于需要长期运行、远程操作和现场部署仪器的应用。**

索引词—**数字信号处理（DSP）、嵌入式系统、频率计量、激光干涉测量、锁相放大器、光纤传感、相位测量。**

I. 引言

IN 近年来，相干光学技术在最初开发这些技术的实验室之外，正日益应用于更多领域：光学钟已成为探测引力势的有前景的量子传感器 [1], [2]；适用于现场运行的光学相干频率梳已研发成功 [3],，可用于环境气体传感 [4], 、高分辨率测距[5], [6], 和可移动式钟比对 [7]；在已部署光缆上对窄线宽激光器进行相干干涉测量，已证明是远程分布式传感地球物理信号的有力工具，为研究地球动力学开辟了新途径 [8], [9], ，并有望在未来集成到数据传输网络中 [10], [11]；最后，可信通信节点中的高相干激光源有望提升先进量子安全通信协议的性能 [12]。

许多此类应用都需要对光信号相位进行高分辨率、相干测量。对于配备频率计数器或相位噪声分析仪等商用仪器的实验室而言，这项任务并不难；但对于现场应用，开发具备远程控制和告警系统的便携式、可重构且可扩展的测量装置至关重要。数字电子学和软件定义无线电（SDR）为应对这一挑战提供了有力支持，能够执行复杂且对时间要求严格的任务，并可在相关数据以适当降低的速率传输至远程控制单元之前，在设备端进行初步信号处理。迄今为止，基于现场可编程门阵列（FPGA）的定制平台已成为执行这些任务的最佳解决方案，并已广泛应用于光学频率计量领域 [13], [14], [15]。然而，其成本高昂，且电路板配置复杂，因此在许多情况下并非显而易见的最佳选择，尤其是与更经济实用的架构相比时 [16], [17], [18]。

本文介绍了另一种方案：利用微控制器单元（MCU）实现光学相位测量，其基础是数字锁相放大器采用的外差解调方案 [19], [20], [21]。该平台基于价格亲民且性能出色的 STM32H7 单元，配备双核 32 位 ARM 架构和集成式模数转换器（ADC）。我们开发了定制电子设备和固件，以实现一款紧凑、低成本的相位噪声分析仪，并可重新配置带宽和采样率。优化后的算法可实现同相与正交（IQ）相位检测。该设备能够高分辨率地测量射频（RF）信号的载波频率和振幅，输出数据速率最高可达 20 kHz。系统采用稳定的石英参考源进行时钟控制，并配备合成器、数模转换器（DAC）和直接数字合成器（DDS）以进行信号调理，从而构成一套完全集成、独立运行的远程测量单元。

我们开发了重要功能，以实现长期实验和实时采集。具体而言，我们着重开发了一个平台，用于比对光谱间隔最高达数吉赫兹且可能随时间变化的激光源频率，并分析相干信号在长距离光纤中传输时累积的相位噪声。我们还实现了相关程序，可在微秒级时间内同步远程采集并抑制共模噪声过程。我们的数字信号处理（DSP）方案针对处理相干光信号时遇到的典型挑战，妥善处理进入解调步骤的相位噪声量，同时兼顾高数据速率与灵活、轻量的固件算法。

II. 系统架构

A. 电子设备与微控制器

我们的数字相位分析仪基于 STM32 系列的双核微控制器（STM32H745，意法半导体），采用 ARM Cortex 中央处理器（CPU）

作者任职于 INRIM（意大利国家计量研究院）量子计量与纳米技术部，地址：意大利都灵 10135。

*通讯作者：Simone Donadello。已发表版本 DOI: 10.1109/TIM.2023.3288255

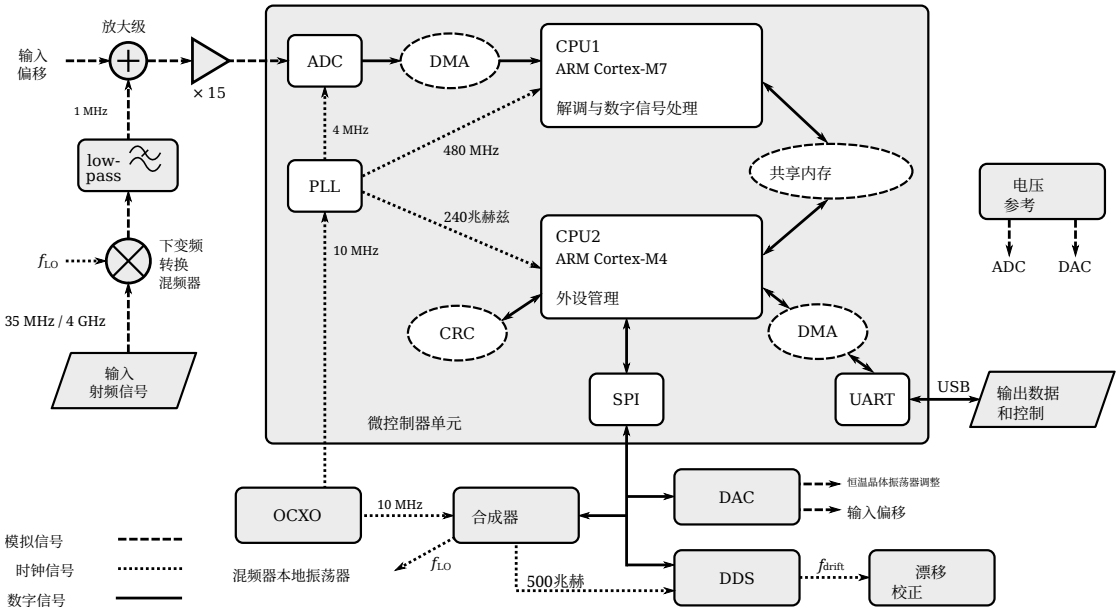


图 1. 基于双核微控制器及其外围设备的采集系统示意图；同时展示了输入信号调理级的主要元件及其他板载组件。

其内核采用 M7 和 M4 32 位架构（分别为 CPU1 和 CPU2）。我们专门设计了一块定制印刷电路板（PCB），作为 NUCLEO-H745ZI-Q 微控制器开发板的扩展板。该 PCB 包含输入模拟信号的调理电子电路，以及嵌入式系统运行所需的所有组件。图 1 示意了微控制器及其内部和外部外围设备的电子电路图。

该微控制器包含 3 个多通道模数转换器，标称分辨率为 16 位，有效位数（ENOB）为 12.2 位。输入信号通过一个快速模数转换器通道进行采集，该通道以 14 位运行，最高采样率为 5 MHz。为满足输入带宽要求，待测信号通过外部频率混频器与截止频率为 1.9MHz 的低通滤波器（LPF）配合使用，下变频至标称频率$\nu_0 = 1$MHz。射频信号由双极性运算放大器放大，并调整至 0V 至 2.5V 的模数转换器电压范围。该放大器采用非反相配置（AD8027，Analog Devices），固定增益为 15，带宽为 0MHz 至 8MHz，且电压偏置可配置。这种模数转换器输入放大方案支持采集不同极化和频率的信号，适用于调试及通用应用。例如，移除外部混频器后，该方案还支持低噪声直流（DC）直连测量。

频率混频器的本地振荡器 (LO) 信号可由嵌入式频率合成器（ADF4351，Analog Devices）在 35 MHz 至 4.4 GHz 范围内生成，也可由直接数字合成器（AD9912，Analog Devices）生成，其频率由微控制器通过串行外设接口 (SPI) 以 48 位分辨率进行编程。这样既能使输入信号覆盖宽广的工作范围，也能通过精细调整直接数字频率合成器调谐字，缓慢跟踪其低频漂移。

定制扩展板上集成了一台 10 MHz 恒温晶体振荡器 (OCXO)，作为微控制器及其他组件的主时钟源。优质时钟源对于高性能相位测量系统至关重要。所选 OCXO（HCD660/FTFN，Golledge）的特点是每天老化率为 2×10^{-10}，短期稳定度优于 1×10^{-12}（1 s 阿伦偏差），且在 1 kHz 以上的相位噪声低于 -155dBc/Hz。微控制器时钟信号由 10 MHz 参考信号经内部锁相环 (PLLs) 生成，包括 CPU1 的 480 MHz 时钟和 CPU2 的 240 MHz 时钟。微控制器硬件定时器生成同步的 4 MHz 时钟，用于触发模数转换器采集。输入下变频级的合成器也以同一 OCXO 为参考，而直接数字合成器则由该合成器提供 500 MHz 时钟。对于需要共用时钟架构或更高精度的应用，可提供外部 10 MHz 信号，取代 OCXO 执行上述所有任务。

采用 16 位数模转换器（AD5686，Analog Devices）为信号调理级生成可重配置的电压偏置，并通过恒温晶体振荡器专用的调谐电压输入对其频率进行微调。后者用于在亚毫赫兹精度下补偿恒温晶体振荡器相对于参考振荡器的频率偏移和石英老化。

该电路板由 ± 15V 供电，并通过强制气流冷却。采用 $V_{\mathrm{ref}} = 2.5$V 低噪声精密电压源（MAX6225-AE，Maxim Integrated）作为数模转换器和微控制器内部模数转换器的模拟参考电压。其他传感器可通过 SPI 连接到微控制器扩展板，例如用于监测测量环境条件的加速度计和温度传感器。其他模数转换器通道可用于以较低频率采集其他实验参数。

微控制器固件采用 C 语言编写，

利用 STM32 HAL 和底层库。微控制器的双核架构中，高速 CPU1 负责实时执行计算密集型数字信号处理操作，包括 ADC 读出、IQ 解调、数字滤波以及降低采样率的抽取。通过利用直接内存访问接口（DMA）在内部外围设备之间传输数据，可降低计算开销；该传输过程无需占用 CPU 资源。此外，微控制器内置的数据缓存和指令缓存，结合对固件循环的精心优化，可缩短数据处理期间的内存访问时间。最后，32 位浮点单元（FPU）能够加快计算速度，许多浮点运算只需一个 CPU 周期即可完成。

抽取后，处理后的数据通过共享内存区域和硬件信号量传输至 CPU2。该辅助处理器专用于持续向计算机单元传输数据，以供数据存储。连接通过通用串行总线（USB）上的通用异步收发器（UART）串行接口实现，波特率为 4 Mbits^{-1}。数据一致性通过内部外围设备循环冗余校验（CRC）进行检查。CPU2 还负责一般系统管理：解析从计算机接收的命令，以配置和控制采集，并管理通过 SPI 连接到电路板的外部外围设备。操作优先级通过微控制器硬件中断进行管理。

B. 数字信号处理

1) 相位解调：输入信号相位采用 IQ解调技术进行处理。这是数字系统中进行相位检测的常见方法，通常在 FPGA 上实现，以处理通过高速ADC采集的射频信号 [22], [23], [24]。然而，为了在资源受限的微控制器（例如我们的情况 [25], [26], [27], [28]）上也能保持良好的性能，必须考虑对算法进行一些优化。

首先回顾一些通用概念，有助于说明我们的数字信号处理操作。首先，考虑射频电压信号 $V(t)$ 在时间 t 的一般情形，该信号具有标称频率 ν_0，以及时变幅度 $A_\mathrm{s}(t)$ 和相位 $\phi(t)$，可表示为

$$V(t) = A_\mathrm{s}(t)\sin(2\pi\nu_0 t + \phi(t))\,. \tag{1}$$

信号相位随时间的波动会导致瞬时载波频率 $\nu(t)$ 偏离标称值 ν_0，这也是我们关注的主要信息，因此

$$\Delta\nu(t) = \nu(t) - \nu_0 = \frac{1}{2\pi}\frac{d\phi(t)}{dt}\,. \tag{2}$$

全文将不加区别地采用这两种记法。

在相敏检波器中，输入信号通过与同相参考信号 $r_\mathrm{I}(t)$ 和 $r_\mathrm{Q}(t)$ 混频进行解调，这里为方便起见，将其频率设为 ν_0，且振幅为单位值

$$r_\mathrm{I}(t) = \cos(2\pi\nu_0 t) \tag{3a}$$
$$r_\mathrm{Q}(t) = \sin(2\pi\nu_0 t)\,. \tag{3b}$$

混频信号经过传递函数为 H_LPF、截止频率为 f_BW 的低通滤波器滤波，以提取 IQ 分量：

$$I(t) = H_\mathrm{LPF}\{r_\mathrm{I}(t)V(t)\} = \frac{1}{2}A_\mathrm{s}(t)\cos(\phi(t)) \tag{4a}$$
$$Q(t) = H_\mathrm{LPF}\{r_\mathrm{Q}(t)V(t)\} = \frac{1}{2}A_\mathrm{s}(t)\sin(\phi(t))\,. \tag{4b}$$

该滤波器会抑制高阶频率，并决定解调带宽。随后计算信号幅度和相位：

$$A_\mathrm{s}(t) = 2\sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \tag{5a}$$
$$\phi'(t) = \arctan2(Q(t), I(t))\,. \tag{5b}$$

值得注意的是，$\phi'(t)$ 是原始相位 $\phi(t)$ 的缠绕版本，因为四象限反正切函数的定义域介于 $-\pi$ 和 $+\pi$ 之间。

这些相同步骤已在我们的微控制器固件中实现，如图2(a)所示。当信号 $V(t)$ 以频率 f_smp 由模数转换器采样时，前述关系在离散时刻 n/f_smp 仍然成立，其中 n 为整数，因此

$$V[n] = A_\mathrm{s}[n]\sin(2\pi\nu_0 n/f_\mathrm{smp} + \phi[n])\,. \tag{6}$$

IQ参考信号以数值方式生成，因此由恒温晶体振荡器时钟和 MCU锁相环驱动，使得

$$r_\mathrm{I}[n] = \cos(2\pi\nu_0 n/f_\mathrm{smp}) \tag{7a}$$
$$r_\mathrm{Q}[n] = \sin(2\pi\nu_0 n/f_\mathrm{smp})\,. \tag{7b}$$

截止频率为 f_BW 的低通滤波器采用有限冲激响应滤波器实现。尽管其计算成本较高，且MCU缓存和浮点运算单元只能部分缓解这一问题，但选择有限冲激响应滤波器而非无限脉冲响应滤波器，主要是因为其具有线性相位响应：这是实现无失真精确相位测量的关键特性。此外，由于没有反馈，有限冲激响应滤波器固有的稳定性使其成为可靠采集的理想方案，可避免自激振荡和系数量化误差的影响。

采用有限脉冲响应滤波器实现时，滤波后的信号变为 $N+1$ 项的加权和，其中 N 表示滤波器阶数，权重系数定义了频率响应。因此，可以利用系统线性降低算法复杂度，具体做法是将低通滤波器传递函数 H_LPF 与式 (4) 中的参考信号混频操作相结合。这意味着可以通过单次

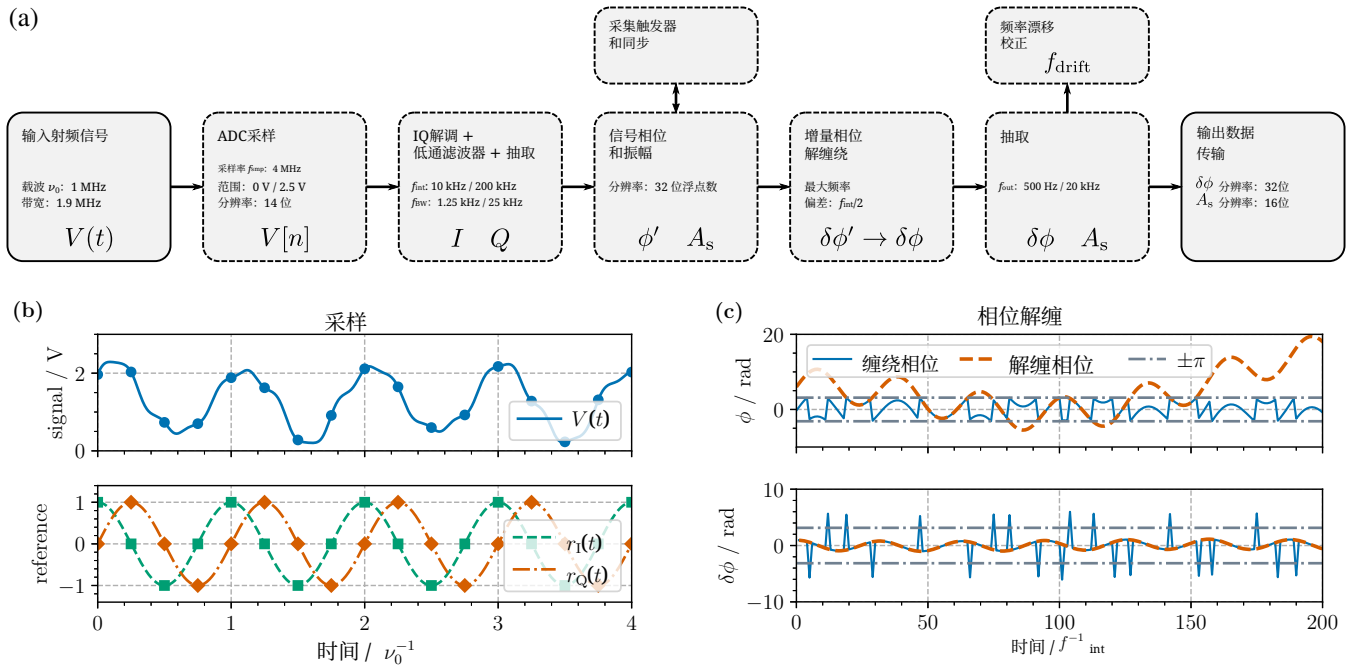


图 2。（a）微控制器固件中用于信号解调的主要数字信号处理步骤示意图。（b）相对于内部 IQ 参考信号解调后的采样输入信号示意图。（c）通过相位解缠重建原始绝对相位的示意图。

有限脉冲响应滤波操作完成信号分量的解调，其传递函数分别为 H_I 和 H_Q，因此

$$\begin{aligned} I[n] &= H_\mathrm{I}\{V[n]\} \\ &= \sum_{i=0}^{N} h_\mathrm{I}[i]V[n-i] = \frac{1}{2}A_\mathrm{s}[n]\cos(\phi[n]) \end{aligned} \tag{8a}$$

$$\begin{aligned} Q[n] &= H_\mathrm{Q}\{V[n]\} \\ &= \sum_{i=0}^{N} h_\mathrm{Q}[i]V[n-i] = \frac{1}{2}A_\mathrm{s}[n]\sin(\phi[n])\,. \end{aligned} \tag{8b}$$

利用对称性，解调滤波器系数 $h_\mathrm{I}[i]$ 和 $h_\mathrm{Q}[i]$ 分别由低通滤波器系数 $h_\mathrm{LPF}[i]$ 与参考信号 $r_\mathrm{I}[i]$ 和 $r_\mathrm{Q}[i]$相乘得到：

$$h_\mathrm{I}[i] = r_\mathrm{I}[i]h_\mathrm{LPF}[i] \tag{9a}$$

$$h_\mathrm{Q}[i] = r_\mathrm{Q}[i]h_\mathrm{LPF}[i]\,. \tag{9b}$$

值得注意的是，尽管采用相同的低通滤波器系数和频率响应（其带宽为f_BW，中心频率为 ν_0），将滤波与 I Q 参考混频相结合，仍可区分相差 $f_\mathrm{smp}/4\nu_0$ 个采样点的两个正交信号分量。与独立进行混频和滤波相比，这种解调方法对每个采样点所需的实时计算更少。

鉴于 IQ 分量仅限于带宽 f_BW，因此可以在不发生混叠的情况下进行抽取，将其降至较低的数据速率 $f_\mathrm{int} > 2f_\mathrm{BW}$。因此，只需每隔 $f_\mathrm{smp}/f_\mathrm{int}$ 处理一个采样点，即可有效降低数据速率和 CPU 负载。随后，使用公式 (5) 在中间采样率 f_int 下计算振幅 $A_\mathrm{s}[n]$ 和缠绕相位 $\phi'[n]$。

通过选择以下方式可进一步优化该算法

$$f_\mathrm{smp} = 4\nu_0\,. \tag{10}$$

事实上，从式（7）和图 2(b) 可以看出，在这种情况下，一半的 IQ 系数为零。这意味着实际计算开销减半；或者说，在给定 CPU 时钟频率下，H_I 和 H_Q 的滤波器阶数可以加倍。

2) 相位解缠：根据双参数反正切函数的定义，当信号相位超出 $\mp\pi$ 定义域边界 [29]时，$\phi'[n]$ 会发生缠绕，并产生 $\pm 2\pi$ 跳变。需要采用解缠算法来识别并补偿此类相位不连续点，从而恢复连续相位，如图 2(c) 所示。

处理针对相位增量进行，这些增量由绝对相位值计算得到：

$$\delta\phi'[n] = \phi'[n] - \phi'[n-1]\,. \tag{11}$$

通过查找大于 $\pm\pi$的缠绕相位增量 $\delta\phi'[n]$，即可检测相位缠绕。因此，可以重建解缠相位增量 $\delta\phi[n]$：

$$\begin{cases} \delta\phi'[n] > +\pi & : \quad \delta\phi[n] = \delta\phi'[n] - 2\pi \\ -\pi \le \delta\phi'[n] \le +\pi & : \quad \delta\phi[n] = \delta\phi'[n] \\ \delta\phi'[n] < -\pi & : \quad \delta\phi[n] = \delta\phi'[n] + 2\pi\,. \end{cases} \tag{12}$$

绝对相位可通过积分恢复，形式如下：

$$\phi[n] = \sum_{i=1}^{n} \delta\phi[i]\,. \tag{13}$$

尽管如此，在整个数字信号处理过程中，样本始终以相位增量的形式处理，因为绝对

相位可能迅速累积到很大的数值，32位分辨率的浮点变量很快就会失去精度。相反，相位增量被限制在 $\pm\pi$ 区间内。

考虑到在中频 f_{int} 处每个新的 $\delta\phi'[n]$ 值都会进行解缠绕，由式 (2) 可知，标称载波 ν_0 的瞬时频率偏差与解缠相位增量 $\delta\phi[n]$ 成正比，因此

$$\Delta\nu[n] = \nu[n] - \nu_0 = \delta\phi[n]\frac{f_{\text{int}}}{2\pi}. \tag{14}$$

在光信号受到相位噪声过程影响的应用中，保持累积相位 [30] 的相干性至关重要。以下将讨论两种可能破坏相干性的不同效应。首先，较大的瞬时频率偏差会导致 $|\delta\phi[n]| > \pi$，可能被误判为相位缠绕并造成混叠。能够无歧义解缠的最大频率偏差为

$$\Delta\nu_{\max} = \pm\frac{f_{\text{int}}}{2}. \tag{15}$$

通过增大 f_{int} 可以避免相位欠采样。然而，中频通常受处理单元计算能力的限制。采用良好的解调滤波级来衰减高频分量，可以减轻混叠效应。

另一个可能导致相位解缠失败的因素是相位噪声。事实上，叠加到原始信号上的高噪声会导致错误的解缠操作。一种解决方法是采用较窄的解调带宽，以抑制更宽范围的噪声频谱。另一方面，f_{BW} 必须根据实际信号动态特性来选择：如果解调滤波器带宽过窄，解调信号可能会失真。此外，滤波带宽越窄，所需的滤波器阶数越高；在计算能力有限的情况下，只能通过降低 f_{int} 值来实现。因此，必须兼顾这一限制与前述限制，做出折中。

3) 数据抽取：尽管必须以较高的速率进行相位解缠，以避免混叠，但所需的输出数据速率和测量带宽通常远低于 f_{int}，后者可达数十 kHz。因此，解调和相位解缠后，通过应用抗混叠FIR滤波器并每隔 $f_{\text{int}}/f_{\text{out}}$取一个样本，将振幅和增量相位进一步抽取至频率 f_{out} 。随后将抽取后的数据打包成样本块，并传输至控制计算机。在所有数字信号处理步骤中，恒温晶体振荡器时钟均可确保样本的时间一致性。

4) 采集触发器：微控制器支持通过数字输入进行外部触发，该输入被分配给一个硬件中断，用于启动采集。然而，有些应用需要在远程位置进行同步采集，却无法直接访问触发信号。为满足这一需求，我们使系统能够接受编码为采集信号中特定调制模式的触发信号。专用固件例程负责管理采集启动：起初，解调过程保持运行在空闲状态，在此状态下，振幅或相位会以速率 f_{int} 持续采样，并与所需的触发电平进行比较；只有满足触发条件后，才会开始实际的数据传输，也就是采集时间尺度。因此，测量同一公共信号的独立板卡，其采集时间尺度可以实现同步，最大相对延迟为 $\pm 1/f_{\text{int}}$ ，由条件检查速率决定。

5) 漂移校正：我们的 IQ 解调实现采用由恒温晶体振荡器时钟固定的数字外差参考信号。如果输入信号的载波频率与标称值 ν_0 有显著差异，或随时间发生变化（即变化量超过 f_{BW}），则可能超出解调滤波器带宽，导致采集失败。为避免这一问题，我们在微控制器固件中实现了数字比例-积分-微分控制器（PID），以实时跟踪并补偿缓慢的载波漂移。PID 将经过适当低通滤波器处理的解调频率偏差作为输入，并以频率 f_{drift}调整直接数字频率合成器调谐字。该信号可作为负反馈，用于驱动输入下变频混频器的本地振荡器，或例如驱动实际改变载波频率的外部调制器。在后处理中，可将测量结果与记录的 f_{drift} 值结合，从而确定性地重建原始信号频率。

C. 系统配置

1) 数字信号处理参数：载波中心频率设计为 $\nu_0 = 1$ MHz。这是在最大模数转换器采样率和数字信号处理能力，与影响高频频谱的较低电子噪声之间做出的折中。较高的中心频率还有助于正确解调更宽的动态范围。根据式（10），模数转换器采样由内部硬件定时器以 $f_{\text{smp}} = 4\nu_0 = 4$MHz 的频率触发。

解调有限脉冲响应滤波器由低通汉明窗与 IQ参考信号组合得到，并跳过对应有限脉冲响应滤波器系数为零的采样点。示例如图 3(a) 所示。滤波器阶数受微控制器速度限制，包含 $8f_{\text{smp}}/f_{\text{int}}$ 个滤波器系数。滤波器带宽设计为 $f_{\text{BW}} = f_{\text{int}}/8$。微控制器存储器中预加载了不同配置，对应于 10 kHz 至 200kHz 之间的 f_{int}，以便通过软件动态重新配置解调阶段。滤波器幅频响应示例见图 3(b)。在数据流处理稳定性和相位解缠效率方面，最佳配置通常在 $f_{\text{int}} = 100$kHz 时获得。

输出数据抽取至速率 f_{out} 所用的有限脉冲响应低通滤波器系数，采用汉明窗计算，系数数量为 $12f_{\text{int}}/f_{\text{out}}$ ，带宽接近$f_{\text{out}}/3$，并经过优化，以减少滤波器传递函数旁瓣造成的混叠。这些系数针对 500 Hz 至 20 kHz 之间的f_{out} 预先计算。

用于频率漂移校正的低通滤波器是一阶无限脉冲响应（IIR）滤波器。滤波器和比例-积分-微分控制器（PID）的参数可通过软件配置，具体取决于漂移动态特性。截止频率通常设得很低，以免干扰所关注的信号高频分量。

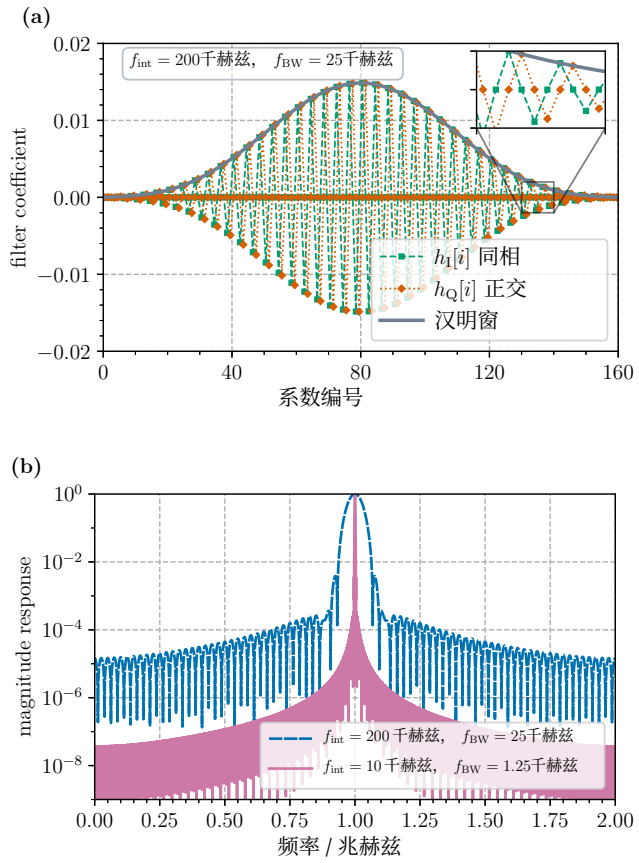


图3。（a）IQ解调和滤波的系数示例。（b）两个中频值对应的解调滤波器频率响应。

2) 同步：对于远程系统的同步，如果触发事件编码在待测信号中， f_{int} 的选择会影响可实现的同步分辨率。因此，在触发过程中， f_{int} 设为可能的最高值，即 $f_{\text{int}} = 200\,\text{kHz}$。在此配置下，独立触发实例之间的最大抖动为 ± 5 微秒。假设不确定性呈均匀分布，则在初始时间尺度上的预期标准差为 $\sigma_{\text{sync}} \sim 3$ 微秒。

检测到触发事件后，每块板切换到所需的 f_{int} 值并开始采集。同步丢失将完全取决于独立时钟源的频率偏移和漂移，这主要是由温度波动和石英老化引起的。专用固件例程用于在运行过程中重新同步采集，延迟很小，约为110微秒。该例程将触发检测与测量自上次重新同步事件以来累积的相对延迟相结合。这样可以补偿振荡器频率波动，并以每日为时间尺度对恒温晶体振荡器调节电压进行微调。

假设分数频率呈线性漂移，可以估算独立恒温晶体振荡器累积的剩余延时；该漂移已测得为 $D \sim 2 \times 10^{-13}\text{s}^{-1}$。因此，累积时钟延迟达到 $D \sim 2 \times 10^{-13}$ 时间精度所需的时间间隔为 $\sqrt{2}\sigma_{\text{sync}}/D \sim 5000$s。这意味着，每小时执行一次重新同步过程，就足以使各时间尺度保持同步，误差不超过 σ_{sync}。

3) 数值分辨率：在解缠绕之前， $\delta\phi'_m[n]$ 定义在 -2π 和 $+2\pi$之间。这意味着，使用32位浮点变量进行计算时，数值分辨率始终优于0。5微弧度。这对应于在典型中频$f_{\text{int}} = 100$千赫兹下8毫赫兹的频率分辨率，需要强调的是，这是针对较大 $\Delta\nu$ 值的保守估计。振幅定义在0 V和 $V_{\text{ref}}/2 = 1.25$V之间，因此其32位浮点数值分辨率优于0。1微伏。

为优化传输带宽，相位和振幅样本以整数形式传输至控制单元，分辨率分别为 32 位和 16 位，对应 1.5 nrad（或在 $f_{\text{int}} = 100\,\text{kHz}$ 时为 23 μHz）和 19μV。超过这些限值后，可能会产生数值截断效应。

D. 软件控制

采集的数据通过 USB连接实时传输至计算机。抽取后的数据按块打包，每块包含增量相位、振幅、频率漂移校正及其他监控变量，输出数据速率最高可达 20kHz。软件使用 Python 编写，接收数据后检查 CRC完整性，并将数据连同系统设置逐步存储到 HDF5二进制文件中。该软件通过串行命令控制嵌入式系统的功能，并支持实时配置其参数。

III. 实验表征

我们使用商用合成器（3352A，Agi-lent）产生的射频信号对测量系统进行了表征，合成器外部参考于氢脉泽。电路板也参考同一稳定信号源，以排除恒温晶体振荡器带来的噪声贡献。我们通过采集标称频率为 1 MHz 的正弦信号来估算测量噪声。采集配置为 f_{int} =100 kHz 和 $f_{\text{out}} = 4$kHz。图 4(a) 显示了频率波动的功率谱密度 (PSD) $S_{\Delta\nu}(f)$，其中 f 为傅里叶频率；这些波动是在不同信号幅度下测得的，最高达 $A_{\text{s}} = 1$V。噪声谱呈现白相位噪声特征，在低频区域的额外噪声可以忽略。较弱的信号会表现出更高的相位噪声底，这是由于解调带内的信噪比较低所致：值得注意的是，噪声功率按 $1/A_{\text{s}}^2$ 缩放。这与根据其有效位数所给分辨率估算的模数转换器噪声一致。

图 4(b) 显示了 1 MHz、振幅为 1 V 的信号在采集 2000 s 后计算得到的频率不稳定度，以重叠阿伦偏差 $\sigma_{\Delta\nu}(\tau_{\text{a}})$ 表示，其中 τ_{a} 为平均时间，使用了 $f_{\text{int}} = 100$ kHz 和 $f_{\text{out}} = 10$kHz。曲线呈现出带宽约为 4 kHz 时白相位噪声受限测量的预期特性。具体而言，通过将输出滤波器重新配置为更低的测量带宽，可以降低白相位噪声对阿伦偏差的影响。这大幅减轻了混叠

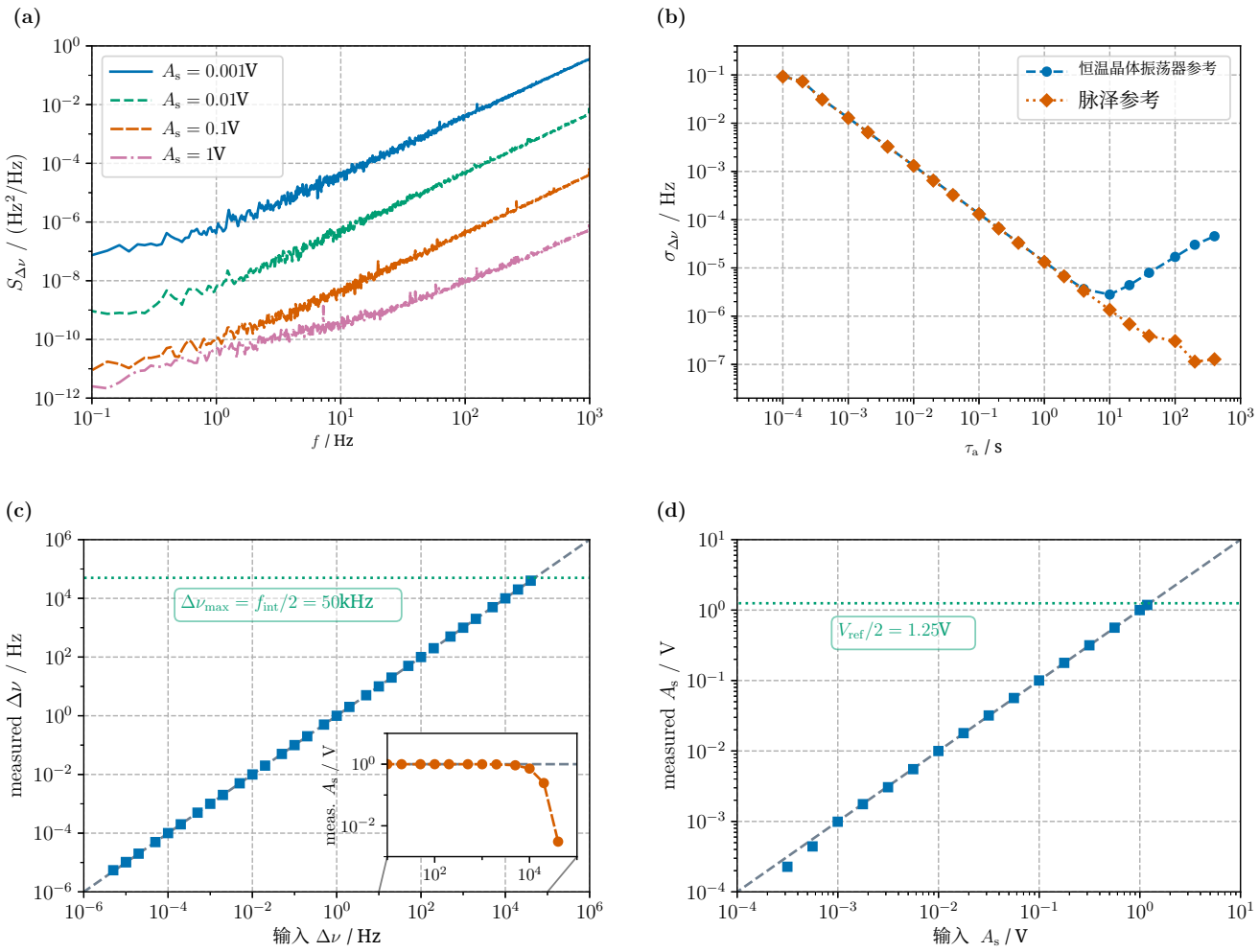


图 4. (a) 测量板采集的频率信号功率谱密度随傅里叶频率的变化；信号的载波频率为 1 MHz，振幅可变。(b) 对振幅为 1 V 的 1 MHz 信号计算的阿伦偏差随平均时间的变化，分别采用脉泽或恒温晶体振荡器作为板载时钟的参考。(c) 振幅为 1 V 时，测得频率随标称输入频率的变化；虚线对角线表示预期的对应关系；插图显示相应的测量幅度。(d) 1 MHz 信号的测量振幅随标称输入幅度的变化；虚线对角线表示预期的对应关系。

效应，而这种效应在频率计数器中经常出现[31]。当以板载恒温晶体振荡器为参考，使用采集系统重复测量时，平均时间超过 ~ 10s 后，石英晶体漂移便成为主要影响因素。

当 $f_{\mathrm{int}} = 100$kHz 时，无混叠情况下可测量的最高频率为 $f_{\mathrm{int}}/2 = 50$kHz；实际上，解调滤波器的截止频率为 $f_{\mathrm{BW}} = 12.5$kHz，并起到抗混叠滤波器的作用。为考察解调的频率响应，我们采集了载波频率各不相同的信号$\nu_0 + \Delta\nu$，其 $\Delta\nu$介于 5 μHz 和 40 kHz 之间，振幅固定为 1 V。在 $f_{\mathrm{out}} = 10$kHz 下对 50 s 内测得的频率取平均，并与标称输入频率进行比较，如图 4(c) 所示。对数据进行线性拟合，可以量化测量线性度，并评估跨越 10 个数量级的解调过程精度。线性系数在 2×10^{-8} 范围内为 1，而约 20 μHz 的截距可归因于数值分辨率和截断。图 4(c) 的插图量化了信号幅度衰减与输入频率之间的关系：结果证实，解调滤波器会将高于 30kHz 的频率分量强烈抑制，抑制幅度超过 20dB。因此，相位解缠绕阶段的混叠效应可以忽略不计。

我们通过采集频率固定为 $\Delta\nu = 0$Hz、振幅在 0.3 mV 至 1.2 V 之间变化的信号，表征了振幅解调的线性度。无失真测量所能达到的最大振幅为 ADC电压参考的一半，即 $V_{\mathrm{ref}}/2 = 1.25$V。结果如图 4(d) 所示。相应的线性系数取决于对输入放大增益的了解，该增益约为 15。尽管如此，线性度相对不确定度为 7×10^{-4}，且偏差为 0.3 mV，因此在近 4 个数量级的范围内，振幅分辨率均能达到相应指标。我们还验证了，只要信号载波处于解调滤波器带宽内，相位与振幅之间的串扰可以忽略不计。

通过使两块不同的电路板进入等待触发信号的待命状态，测试了远程同步机制，触发信号的

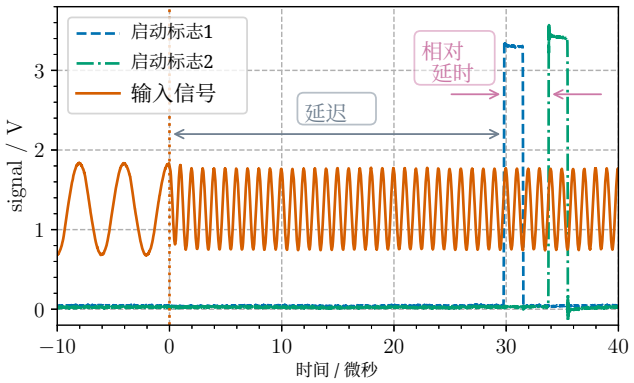


图5. 使用示波器采集的两个同步电路板采集相关信号。将一个公共输入射频信号分开并发送至每个系统。载波频率在时间 0 s 时移至 1 MHz，每块电路板（1 和 2）均在经过一段延迟后开始采集。

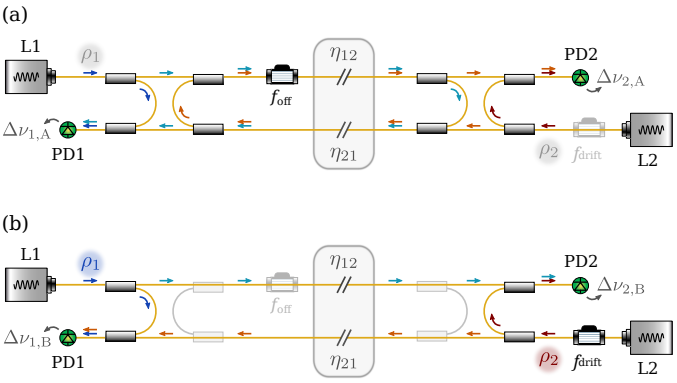


图6. 通过光纤链路比较两台超稳激光器 L1 和 L2 的光学方案。使用光纤分束器分束并合并信号；声光调制器将载波频率分别偏移 f_{off} 和 f_{drift}。激光信号在光电二极管 PD1 和 PD2 上发生干涉，并由独立系统采集拍频信号，以提取相对激光噪声 $\rho_2 - \rho_1$ 和光纤噪声 η。(a) 自外差探测。(b) 外差检测。

振幅大于标称振幅的一半。通过使用直接数字合成器进行下变频获得一个公共输入信号，将其分路后发送至两块电路板。信号频率在 1.25 MHz 和 1 MHz 之间步进变化，使其进入解调带并产生一个上升幅度边沿，作为触发信号。使用示波器监测采集信号，如图5所示。通过在采集开始时置位数字输出标志，检测每块电路板上的触发时刻。从载波移入解调带的时刻到实际采集开始之间测得的平均延迟为 32微秒。该延迟仅取决于系统架构，因为它由微控制器外设所需的确定性初始化时间以及数字信号处理算法（例如有限脉冲响应滤波器的固有延迟）引起。在 30 次同步采集中，两块电路板之间的平均相对延迟显示出同步不确定度，其标准差为$\sigma_{\text{sync}} = 2.9$ 微秒，这与 $1/f_{\text{int}} = 5$ 微秒的预期一致，详见第II-C2节。

IV. 光学相位传感

现在，我们考虑这样一个案例：两台超稳激光器分别位于相距遥远的两个地点，并通过一条电信光纤链路相连。该链路由一对在同一根电缆内平行铺设的单向光纤构成。在每个地点，我们将激光信号进行干涉，测量拍频，并通过在超稳载波上编码触发事件来同步各自的采集平台。我们实时补偿拍频的缓慢频率漂移，并展示了通过适当组合同步采集数据来测量光纤噪声和激光噪声的可能性。

A. 光学装置

我们搭建了一种实验布局，可分别对每个激光源进行自外差干涉，并利用光纤中的往返路径作为延迟线；也可采用双向方式对两台激光器进行外差干涉。光学装置如图6所示。

每个激光源（L1 和 L2）均为商用外腔二极管激光器，波长为 1542 nm，固有线宽为 10 kHz，并采用 Pound-Drever-Hall技术 [32],将其频率稳频至一个长 5 cm、高精细度的腔，带宽为 200 kHz。由此实现的短期稳定度为2×10^{-15}，漂移约为 0.5 Hzs^{-1}。

二极管激光器的光注入单模光纤。从 L1 开始，分出 5 % 的激光作为本地参考信号。其余 95 % 的光通过光纤发送至远端位置。链路全长 36 km，覆盖城市和乡村区域，单程光传播时间为 $\tau \simeq$180微秒。在远端位置，使用 50:50 耦合器将来自 L1 的入射光分开：一半功率通过 50:50 耦合器与 L2 激光器的参考光干涉，其余部分则被送回发射端，并在那里与 L1 的参考光干涉。来自 L2 的光沿对称路径传输。

在连接 L1 和 L2 的光纤上、靠近 L1 处，加入一个由 f_{off} =40MHz 驱动的声光调制器（AOM）。另一个声光调制器放置在 L2 输出端，由可调频率 f_{drift} 驱动，并将用作载波频率漂移校正的执行器。

每一侧均使用高速光电二极管 PD1 和 PD2 采集拍频信号。每个光电二极管上同时存在与两种光学布局对应的两个干涉信号：每台激光器的自延时干涉产生的自外差探测信号，以及 L1 与 L2 之间干涉产生的外差检测信号。在自外差方案中，载波频率由f_{off} = 40MHz 决定。在外差配置中，每个光电二极管检测参考信号与远端激光器入射光之间的拍频信号：在我们的实验中，该频率约为 1.1GHz。因此，得益于自外差和外差拍频信号之间的频谱分离，只需改变下变频级的本振频率 f_{LO}，即可轻松重新配置测量方案，以处理其中一种信号，亦即将所关注的射频信号移至

标称频率 $\nu_0 = 1\text{MHz}$。下变频信号由相应的测量板采集并解调。

光学相位主要受两类噪声影响：激光源 ρ_1 和 ρ_2各自的本征噪声，以及沿光纤链路 η累积的噪声。后者通常由地震或人为振动、声学噪声、物理形变、应变和温度变化引起。以下段落将讨论两种所考虑的检测方案对这些噪声信号的测量。

B. 自外差探测

考虑图6(a)所示的自外差方案，其中每台激光器均与其自身延时后的光发生干涉。频率为 f_{off} 的拍频信号使用设定为 $f_{\text{LO}} = 41\,\text{MHz}$ 的合成器下变频至 ν_0 。在此配置中，漂移校正声光调制器保持在固定频率，因此忽略 f_{drift}。位于 L1 和 L2 处的光电二极管 PD1 和 PD2 分别测得的频率波动为

$$\begin{aligned}\Delta\nu_{1,\text{A}}(t_1) &= \rho_1(t_1 - 2\tau) - \rho_1(t_1) \\ &\quad + \eta_{12}|_{t_1-2\tau}^{t_1-\tau} + \eta_{21}|_{t_1-\tau}^{t_1} + \Delta f_{\text{off}}(t_1 - 2\tau) \qquad (16a)\\ \Delta\nu_{2,\text{A}}(t_2) &= \rho_2(t_2 - 2\tau) - \rho_2(t_2) \\ &\quad + \eta_{21}|_{t_2-2\tau}^{t_2-\tau} + \eta_{12}|_{t_2-\tau}^{t_2} + \Delta f_{\text{off}}(t_2 - \tau)\,. \qquad (16b)\end{aligned}$$

这里， t_1 和 t_2 表示本地时间尺度，它们本质上相互独立； ρ_1（t_1）是 L1 激光器在时间 t_1的激光频率噪声； $\eta_{21}|_{t_1-\tau}^{t_1}$ 是在$t_1-\tau$与 t_1之间的时间间隔内沿 L2 到 L1 的路径积分得到的单程光纤频率噪声，其他项也依此类推。Δf_{off} 是声光调制器频率相对于其标称值 40 MHz 的偏差。

利用第II-C2节所述的触发机制，使采集时间尺度 t_1 和 t_2 实现同步。板载合成器驱动阶跃频移，并将其施加到 f_{off}上：每个终端的自外差拍频会暂时移出探测带宽，并利用由此产生的上升幅度边沿触发两次采集。同步过程完成后，可在远端测量板之间建立固定的时间关系。该关系定义为 $t = t_1 - \tau = t_2$，其中相对延迟 τ考虑了同步脉冲沿光纤传播后才在另一端被检测到这一事实。传播路径延迟的变化远小于本征同步不确定度 σ_{sync}，因此在此处考虑的应用中可以忽略。因此，同步后，采集信号为

$$\begin{aligned}\Delta\nu_{1,\text{A}}(t) &= \rho_1(t - 2\tau) - \rho_1(t) + \eta_{12}|_{t-2\tau}^{t-\tau} + \eta_{21}|_{t-\tau}^{t} \qquad (17a)\\ \Delta\nu_{2,\text{A}}(t) &= \rho_2(t - 2\tau) - \rho_2(t) + \eta_{12}|_{t-\tau}^{t} + \eta_{21}|_{t-2\tau}^{t-\tau}\,. \qquad (17b)\end{aligned}$$

同步程序之后的声光调制器频率波动相对于其他项可忽略，并在其余分析中忽略。

可以假设，作为一阶近似，激光噪声会相互抵消，因此 $\rho(t) \approx \rho(t - 2\tau)$。对于频谱分量为 $f \ll 1/\tau$ 的频率波动，这一近似成立。由于 $\tau \simeq 180$微秒，对于低于

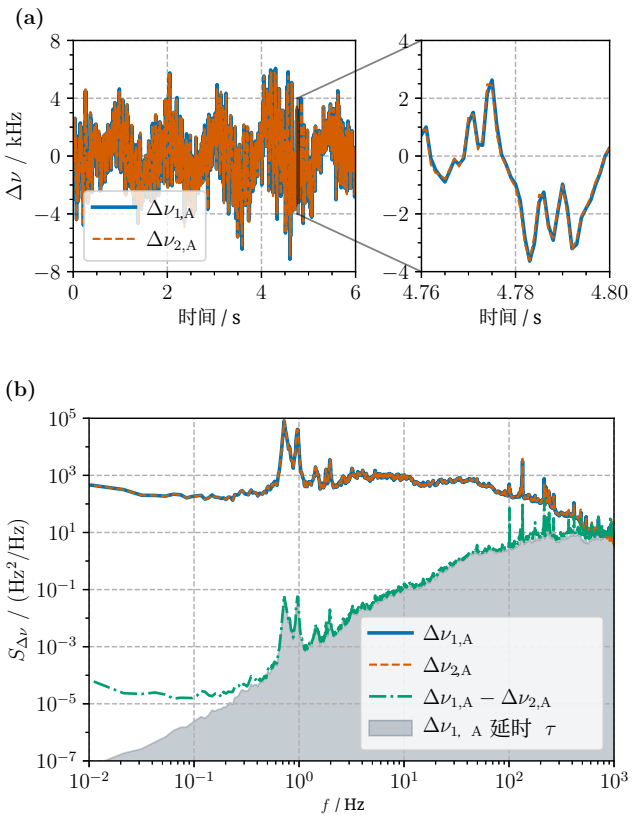


图 7。（a）在自外差干涉方案中，对光纤链路上的频率波动进行同步采集；各轨迹大部分重叠。（b）采集信号的功率谱密度；同时显示了其差值的噪声频谱，并与同步延时 $\tau \simeq 180$微秒时的预期噪声进行了比较。

1kHz 傅里叶频率处的频谱分析，这一假设是合理的。此外，相位扰动η_{12} 和 η_{21} 预计大部分相关，因为两根光纤铺设在同一根电缆中，其噪声在一阶近似下是相同的。因此，干涉信号主要受共同的光纤噪声 $\eta \approx \eta_{12} \approx \eta_{21}$影响，而往返频率波动可近似为

$$\begin{aligned}\Delta\nu_{1,\text{A}}(t) &\simeq 2\eta(t) \qquad (18a)\\ \Delta\nu_{2,\text{A}}(t) &\simeq 2\eta(t)\,. \qquad (18b)\end{aligned}$$

时间相关性的程度以及同步过程的质量，可以从图 7(a)中看出。该图展示了两块远端电路板以 1kHz 采集的频率波动信号之间的一致性。图 7(b)显示了两个拍频信号各自的频率噪声功率谱密度，该结果基于持续 50min 的采集数据计算得出。由于根据公式 (18)，它们对应于相同的物理信号，因此两条频谱大部分重合。测量结果与城市光纤链路预期的噪声一致，在此类链路中，由不同人为、地震、振荡或声学噪声源产生的相位扰动会沿光纤路径累积。事实上，测得的白频率噪声水平与文献中报道的其他陆地部署电缆相符 [33], [34], [35], ，前提是假设噪声功率谱密度随链路长度线性变化。然而，实际的变化规律在很大程度上取决于具体的部署方式，

该链路可能经过数据中心、桥梁、建筑物以及悬空光纤段。噪声频谱中观测到每日波动：白天比夜间高 5dB 至 15dB，这可以归因于人类活动，例如沿光纤路径附近道路行驶的车辆交通。在需要传输稳定相位信号的应用中 [36]，这些因素发挥着重要作用。

两次同步采集结果之差的频谱也显示于图 7(b)中。对于 $\Delta\nu_{1,\,\mathrm{A}} - \Delta\nu_{2,\,\mathrm{A}}$ 所观测到的残余噪声水平与相关但存在延时的信号之差的预期一致。事实上，根据式（17），采集结果具有一个相对延迟，该延迟等于光传播时间 τ，由同步程序给出； [37]，往返光纤噪声差的频谱可估计为 $(2\pi\tau f)^2 S_{\Delta\nu_{1,\,\mathrm{A}}}(f)$，其中 $S_{\Delta\nu_{1,\,\mathrm{A}}}(f)$ 是 $\Delta\nu_{1,\,\mathrm{A}} \simeq \Delta\nu_{1,\,\mathrm{B}}$ 在傅里叶频率 f处的功率谱密度（PSD）。测量结果仅在极低频率处偏离预期，此时会出现其他影响因素。我们将这部分额外噪声归因于短光纤的光学长度变化，因为这些变化对于两条路径并不相同。

C. 外差检测

在图 6(b)所示的外差配置中，每个本地激光器都与来自远端激光器的光发生干涉。通过将 f_{LO} 设置为约 1.1GHz，L1 与 L2 之间的拍频信号被下变频至 ν_0 。f_{off} 处的声光调制器以固定频率驱动，因此在该方案中予以忽略。L2 的光载波通过利用由以 40MHz 为中心频率的板载直接数字频率合成器驱动的 f_{drift} 处声光调制器进行频移，以校正由两条光学腔的非相关长度变化引起的缓慢拍频漂移。与自外差情况类似，在外差方案中，通过在 f_{drift} 上施加阶跃频移来同步采集，从而定义公共时间尺度 $t = t_1 - \tau = t_2$。预期以下频率波动会影响 PD1 和 PD2 的光电二极管信号：

$$\begin{aligned}\Delta\nu_{1,\mathrm{B}}(t) =& \rho_2(t-\tau) - \rho_1(t) \\ &+ \Delta f_{\mathrm{drift}}(t-\tau) + \eta_{21}|_{t-\tau}^{t} \end{aligned} \tag{19a}$$

$$\begin{aligned}\Delta\nu_{2,\mathrm{B}}(t) =& \rho_1(t-\tau) - \rho_2(t) \\ &- \Delta f_{\mathrm{drift}}(t) + \eta_{12}|_{t-\tau}^{t}\,. \end{aligned} \tag{19b}$$

漂移校正频率由微控制器固件中实现的比例-积分-微分控制器产生，如第 II-B5 节所述。它跟踪 $\Delta\nu_{2,\mathrm{B}}$ 的低频分量，低通滤波器的截止频率为 0.01Hz。在该频谱区域，独立激光器 L1 和 L2 之间的相对漂移占主导地位，因此 $\Delta f_{\mathrm{drift}}$ 主要跟随 $\rho_1 - \rho_2$的低频分量。由于对称性，$\Delta\nu_{1,\,\mathrm{B}}$ 和$\Delta\nu_{2,\,\mathrm{B}}$的频率偏移均会抵消。

尽管在计量学中，光纤链路噪声构成了光学频率基准比较的限制，并且需要采用相位稳定技术 [36],；但从另一个角度来看，光纤可以用作传感器，用于检测发生在光纤附近的地震及其他地球物理事件 [9]。采用外差方案，可以区分参考激光器和光纤噪声的贡献。在相同的

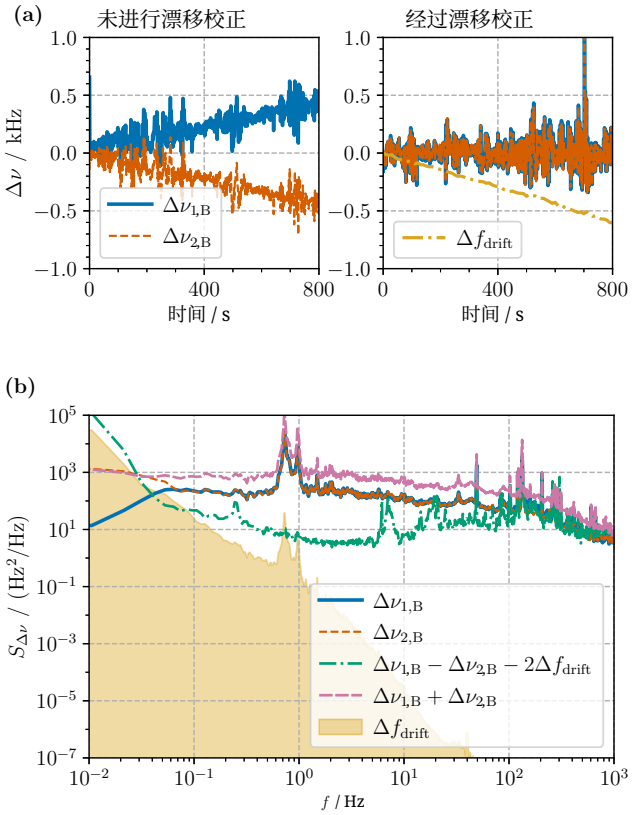


图8. (a) 在外差干涉方案中，对光纤链路上的频率波动进行同步采集，分别采用未进行频率漂移校正和进行频率漂移校正的方式；经过漂移校正后，各轨迹大多重合。(b) 经过漂移校正的采集信号的功率谱密度；同时给出了其和信号与差信号的噪声谱。.

适用于公式（18）的假设下，两个光电二极管上的近似频率波动变为

$$\Delta\nu_{1,\mathrm{B}}(t) \simeq \rho_2(t) - \rho_1(t) + \Delta f_{\mathrm{drift}}(t) + \eta(t) \tag{20a}$$

$$\Delta\nu_{2,\mathrm{B}}(t) \simeq \rho_1(t) - \rho_2(t) - \Delta f_{\mathrm{drift}}(t) + \eta(t)\,. \tag{20b}$$

由此可知，通过组合$\Delta\nu_{1,\,\mathrm{B}}$ 和$\Delta\nu_{2,\,\mathrm{B}}$，可以提取光纤噪声

$$\Delta\nu_{1,\mathrm{B}}(t) + \Delta\nu_{2,\mathrm{B}}(t) \simeq 2\eta(t) \tag{21}$$

以及相对激光噪声

$$\Delta\nu_{1,\mathrm{B}}(t) - \Delta\nu_{2,\mathrm{B}}(t) - 2\Delta f_{\mathrm{drift}}(t) \simeq 2(\rho_2(t) - \rho_1(t))\,. \tag{22}$$

频率漂移的影响见图8(a)。未启用漂移校正时，$\Delta\nu_{1,\,\mathrm{B}}$ 和$\Delta\nu_{2,\,\mathrm{B}}$ 会出现显著且随时间变化的偏移。启用漂移校正后，同步轨迹表现为围绕零值的快速频率波动，而低频漂移则由 $\Delta f_{\mathrm{drift}}$跟踪。

采集信号的功率谱密度如图8(b)所示，除低频处外基本重合；在低频处， $\Delta f_{\mathrm{drift}}$占主导。$\Delta\nu_{1,\,\mathrm{B}}$ 和 $\Delta\nu_{2,\,\mathrm{B}}$ 根据公式 (21) 和 (22) 组合，用于显示光纤噪声或相对激光频率噪声。可以看出，在我们的装置中，光纤噪声是测量结果的主要贡献项，这与

图 7(b) 中展示的自外差结果相似。测得的激光噪声符合超稳光源的预期 [38], , 不过需要指出的是，激光器安装条件欠佳，位于实验室外，且容易受到环境干扰。例如，10 Hz 以上存在一些声学杂散，这可能是由装置附近的冷却风扇产生的。在低于 0.1 Hz 的极低频处，激光噪声占主导，此时通过频率漂移校正补偿激光漂移。

V. 结论

在本项工作中，我们在微控制器上设计并实现了一种相敏检波器。专用电子平台和固件平台均已完成并进行了表征。该系统采用数字锁相放大器的方法，实现了对下变频至 1 MHz 的射频信号进行相位与幅度外差解调的高效算法。系统可实现 20 kHz 的输出数据速率，并支持在 1.25 kHz 至 12.5 kHz 之间重构解调带宽。相对于 1 MHz 载波的输入频率偏差可在近 10 个数量级范围内测量，从几 µHz 到 50 kHz。可接受的输入信号幅度范围超过 3 个电压数量级。在 1 s 时，频率不稳定度约为 10 µHz，幅度精度优于 1 mV。系统内置了稳定的石英振荡器作为频率基准，可用于可部署式运行。

该采集系统主要用于相干光学干涉测量中相位信号的解调，进而实现对光载波频率的测量。其表征结果证实，该电路板的性能适用于光频信号分析。借助光学到射频的转换，所报告的频率测量误差的相对影响约为 10^{-19}，这对于许多不要求光学时钟级精度的应用而言是合适的。值得注意的是，该工作原理使这一平台具备了相位分析仪相较于频率计数器的典型优势。这些优势包括较高的采样率、固有的无死区测量，以及定义明确的用户可选带宽。此外，相位测量还结合了如锁相放大器中的幅度解调功能，从而能够监测载波强度的动态变化和同步能力。

已在实地演示了利用远距离超稳激光源进行远程光纤传感。通过自外差和外差干涉方案，将光学相位作为载波频率波动进行采集，从而测量激光源的相对噪声和光纤链路噪声。

与商用台式系统或 FPGA 相比，所提出的系统具有更高的灵活性，可独立运行，架构更简单、占用空间更小，成本也低得多。该系统支持对输入信号的振幅和频率进行宽范围的实时连续监测。内置的触发机制无需额外的通道或协议，即可将相距较远的电路板同步到几微秒的精度，从而实现定量信号比较和相关性分析。DSP算法优化使经济可靠的微控制器也能实现高性能。该平台为可部署的长期实验提供了一种高效方案。特别值得关注的应用包括光纤噪声传感，例如地震监测，或利用光学干涉测量对相距较远的激光源进行计量比较。

致谢

作者感谢 Open Fiber（特别是 Francesco Carpentieri）和 Metallurgica Bresciana 在 MEGLIO项目框架内提供并协助使用光纤测试平台。本研究由欧洲计量创新与研究计划（EMPIR）项目 Project20FUN08 Nextlasers 资助。该项目获得了由参与国共同资助的 EMPIR 计划以及欧盟地平线2020研究与创新计划的资助。

参考文献

[1] M. Takamoto, I. Ushijima, N. Ohmae, T. Yahagi, K. Kokado, H. Shinkai, and H. Katori, “通过一对可搬运光学晶格钟检验广义相对论”, 《自然·光子学》, 第14卷, 415, 2020 7, 第411期, 页码–。[2] J. Grotti, S. Koller, S. Vogt, S. H¨afner, U. Sterr, C. Lisdat, H. Denker, C. Voigt, L. Timmen, A. Rolland, F. N. Baynes, H. S. Margolis, M. Zampaolo, P. Thoumany, M. Pizzocaro, B. Rauf, F. Bregolin, A. Tampellini, P. Barbieri, M. Zucco, G. A. Costanzo, C. Clivati, F. Levi, and D. Calonico, “使用可搬运光钟进行大地测量学和计量学”, 《自然·物理学》, 第14卷, 第5期, 页437–441, 2018年。[3] L. C. Sinclair, I. Coddington, W. C. Swann, G. B. Rieker, A. Hati, K. Iwakuni, and N. R. Newbury, “在计量实验室之外运行光学相干频率梳”, 《光学快报》, 第22卷, 第6期, 页6996–7006, 2014年。[4] G. B. Rieker, F. R. Giorgetta, W. C. Swann, J. Kofler, A. M. Zolot, L. C. Sinclair, E. Baumann, C. Cromer, G. Petron, C. Sweeney, P. P. Tans, I. Coddington, and N. R. Newbury, “沿数公里大气路径，基于频率梳的温室气体遥感”, 《光学》, 第1卷, 第5期, 页290–298, 2014年。[5] E. D. Caldwell, L. C. Sinclair, N. R. Newbury, and J.-D. Deschenes, “时间可编程频率梳及其在量子极限测距中的应用”, 《自然》, 第610卷, 第7933期, 页667–673, 2022年。[6] H. Bergeron, L. C. Sinclair, W. C. Swann, I. Khader, K. C. Cossel, M. Cermak, J.-D. Deschˆenes, and N. R. Newbury, “利用飞行四旋翼无人机实现光钟的飞秒时间同步”, 《自然·通讯》, 第10卷, 第1期, 页1819, 2019年。[7] D. R. Gozzard, L. A. Howard, B. P. Dix-Matthews, S. F. E. Karpathakis, C. T. Gravestock, and S. W. Schediwy, “面向光学原子钟全球网络的超稳自由空间激光链路”, 《物理评论快报》, 第128卷, 第2期, 页020801, 2022年。[8] G. Marra, C. Clivati, R. Luckett, A. Tampellini, J. Kronj¨ager, L. Wright, A. Mura, F. Levi, S. Robinson, A. Xuereb, B. Baptie, and D. Calonico, “利用陆地和海底电缆进行地震探测的超稳激光干涉测量”, 《科学》, 第361卷, 第6401期, 页486–490, 2018年。[9] G. Marra, D. M. Fairweather, V. Kamalov, P. Gaynor, M. Cantono, S. Mulholland, B. Baptie, J. C. Castellanos, G. Vagenas, J.-O. Gaudron, J. Kronj¨ager, I. R. Hill, M. Schioppo, I. Barbeito Edreira, K. A. Burrows, C. Clivati, D. Calonico, and A. Curtis, “利用跨洋海底电缆构建基于光学干涉测量的海底环境传感器阵列”, 《科学》, 第376卷, 第6595期, 页874–879, 2022年。[10] E. Ip, Y.-K. Huang, G. Wellbrock, T. Xia, M.-F. Huang, T. Wang, and Y. Aono, “使用改进型数字相干电信转发器进行振动检测和定位”, 《光波技术杂志》, 第40卷, 第5期, 页1472–1482, 2022年。[11] Z. Zhan, M. Cantono, V. Kamalov, A. Mecozzi, R. M¨uller, S. Yin, and J. C. Castellanos, “基于光偏振的跨洋电缆地震与水波传感”, 《科学》, 第371卷, 第6532期, 页931–936, 2021年。

[12] C. Clivati, A. Meda, S. Donadello, S. Virzı, M. Genovese, F. Levi, A. Mura, M. Pittaluga, Z. Yuan, A. J. Shields, M. Lucamarini, I. P. Degiovanni, and D. Calonico, “面向实际双场量子密钥分发的相干相位传输”, 《自然·通讯》, 第13卷, 第1期, 页157, 2022年。[13] J. A. Sherman and R. J¨ordens, “利用软件定义无线电进行振荡器计量学”, 《科学仪器评论》, 第87卷, 054711, 2016 5, 第1期, 页。[14] S. Mukherjee, J. Millo, B. Marechal, S. Denis, G. Goavec-M´erou, J.-M. Friedt, Y. Kersal´e, and C. Lacroˆute, “用于通过光纤进行超稳光频率传递的数字多普勒抵消伺服”, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 第69卷, 第2期, 页878–885, 2022年。[15] C. Clivati, P. Savio, S. Abrate, V. Curri, R. Gaudino, M. Pizzocaro, and D. Calonico, “使用双偏振相干接收器实现稳健的光频率传递”, Optics Express, 第28卷, 第6期, 页8494–8511, 2020年。[16] A. Tourigny-Plante, V. Michaud-Belleau, N. Bourbeau H´ebert, H. Bergeron, J. Genest, and J.-D. Deschˆenes, “用于光学计量学的开放式灵活数字锁相环”, Review of Scientific Instru- ments, 第89卷, 第9期, 页093103, 2018年。[17] G. Yang, J. F. Barry, E. S. Shuman, M. H. Steinecker, and D. DeMille, “低成本的基于FPGA的伺服控制器与锁相放大器”, Journal of Instrumentation, 第7卷, 第10期, 页P10026, 2012年。[18] J. Elaskar, M. A. Luda, L. Tozzetti, J. Codnia, and C. J. Oton, “基于多音混频干涉测量的高速FPGA光纤传感器”, 《IEEE仪器与测量学报》, 第71卷, 页1–11, 2022年。[19] F. Barone, E. Calloni, L. DiFiore, A. Grado, L. Milano, and G. Russo, “高性能模块化数字锁相放大器”, Review of Scien- tific Instruments, 第66卷, 第6期, 页3697–3702, 1995年。[20] K. Kishore and S. A. Akbar, “锁相放大器作为便携式传感器接口平台的发展：综述”, IEEE Sensors Journal, 第20卷, 第18期, 页10 345–10 354, 2020年。[21] C. Zhang, H. Liu, J. Ge, and H. Dong, “基于FPGA的高精度自动频率跟踪数字锁相放大器”, IEEE Access, 第8卷, 页123 114–123 122, 2020年。[22] G. Gervasoni, M. Carminati, and G. Ferrari, “可在宽频率范围内实现亚ppm测量的切换式比率锁相放大器”, Review of Scientific Instruments, 第88卷, 第10期, 页104704, 2017年。[23] G. A. Stimpson, M. S. Skilbeck, R. L. Patel, B. L. Green, and G. W. Morley, “开源高频锁相放大器”, Review of Scientific Instruments, 第90卷, 第9期, 页094701, 2019年。[24] Z. Wang, X. Shi, W. Wang, and W. Cai, “基于开源Red Pitaya平台的高性能数字锁相放大器模块：实现与应用”, 《IEEE仪器与测量学报》, 页1–1, 2022年。[25] M. A. K. Nooruddin and S. Roy, “使用AVR微控制器的简易数字相敏检波器”, American Journal of Physics, 第88卷, 第2期, 页153–158, 2020年。[26] A. Dorrington and R. Kunnemeyer, “用于检测低电平光信号的简易微控制器数字锁相放大器”, 载于《2002年首届IEEE电子设计、测试与应用国际研讨会论文集》, 2002年, 页486–488。[27] J. Leis, P. Martin, and D. Buttsworth, “简化的数字锁相放大器算法”, Electronics Letters, 第48卷, 第5期, 页259–261, 2012年。[28] S. Zhang, G. Li, L. Lin, and J. Zhao, “利用方波参考信号优化数字锁相算法, 以检测分频多通道传感器信号”, Review of Scientific Instruments, 第87卷, 第8期, 页085102, 2016年。[29] K. Itoh, “相位展开算法分析”, Applied Optics, 第21卷, 第14期, 页2470–2470, 1982年。[30] V. V. Volkov and Y. Zhu, “存在噪声时的确定性相位展开”, Optics Letters, 第28卷, 第22期, 页2156–2158, 2003年。[31] C. E. Calosso, C. Clivati, and S. Micalizio, “避免阿伦方差中的混叠：在光纤链路数据分析中的应用”, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 第63卷, 第4期, 页646–655, 2016年。[32] E. D. Black, “Pound–Drever–Hall激光频率稳定简介”, American Journal of Physics, 第69卷, 87, 2001 1, 第79期, 页–。[33] T. Akatsuka, H. Ono, K. Hayashida, K. Araki, M. Takamoto, T. Takano, and H. Katori, “用于远距离锶光晶格钟频率比对的1397 nm、长30 km光纤链路”, Japanese Journal of Applied Physics, 第53卷, 第3期, 页032801, 2014年。[34] T. Akatsuka, T. Goh, H. Imai, K. Oguri, A. Ishizawa, I. Ushijima, N. Ohmae, M. Takamoto, H. Katori, T. Hashimoto, H. Gotoh, and T. Sogawa, “利用平面光波电路和激光中继站进行光频率分发”, 《光学快报》, 第 28 卷, 9186, 2020 7, 第 p. 期。[35] O. Lopez、A. Haboucha、F. K´ef´elian、H. Jiang、B. Chanteau、V. Roncin、C. Chardonnet、A. Amy-Klein 和 G. Santarelli, “用于频率分发的电信网络级联复用光链路”, 《光学快报》, 第 18 卷, 第 16 期, 第 16 849–16 857 页, 2010 年。[36] P. A. Williams、W. C. Swann 和 N. R. Newbury, “通过长距离光纤链路实现光频率的高稳定度传递”, *JOSA B*, 第 25 卷, 第 8 期, 第 1284–1293 页, 2008 年。[37] C. E. Calosso、E. Bertacco、D. Calonico、C. Clivati、G. A. Costanzo、M. Frittelli、F. Levi、A. Mura 和 A. Godone, “ 通过复用光纤网络上的双向光学相位比较进行频率传递 ”, *Optics Letters*, 第 39 卷, 第 5 期, 第 1177–1180 页, 2014 年。[38] C. Clivati、A. Mura、D. Calonico、F. Levi、G. A. Costanzo、C. E. Calosso 和 A. Godone, “用于光链路的平面波导外腔激光器稳定化，实现 10-19 的频率稳定度”, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 第 58 卷, 第 12 期, 第 2582–2587 页, 2011 年。