

## 基于光纤传输的相位噪声净化与绝对一致相位同步

吴瑞<sup>1,2</sup>, 杨飞<sup>1\*</sup>, 孙延光<sup>1</sup>, 魏芳<sup>1</sup>, 桂有珍<sup>2,3</sup>, 丁亚茜<sup>4</sup>, 蔡海文<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>中国科学院上海光学精密机械研究所空间激光信息传输与探测技术重点实验室, 上海 201800;

<sup>2</sup>中国科学院大学材料与光电研究中心, 北京 100049;

<sup>3</sup>中国科学院上海光学精密机械研究所量子光学重点实验室, 上海 201800;

<sup>4</sup>中国电子科技集团公司第二十三研究所, 上海 201900

**摘要** 相干探测应用对光纤时频同步技术提出了新的需求,在频率同步的基础上还要能保证相位同步,并且要求低相位噪声传输。为此,研究了一种具有相位噪声净化功能的光纤绝对一致相位同步系统。首先,通过电学锁相环净化频率信号的远端相位噪声,降低了 1 GHz 频率信号经过 26 km 长光纤传输后恶化的相位噪声,比如在 100 kHz 频率偏移处,相位噪声降低了 17.0 dB。随后,通过控制时间脉冲的往返延迟和频率信号的往返相移,实现了本远端相位差的绝对一致。当系统经历关闭重启和更改光纤链路操作后,相位差的平均值表现出约  $2\pi$  全周期的 1% 的不一致性。所设计系统可以在实现频率信号的低相位噪声传输的同时较好地保证了相干性,在相干阵列探测等场景具有重要的应用价值。

**关键词** 光纤光学; 光纤链路和子系统; 相位同步; 相位噪声; 不一致性

中图分类号 TN29

文献标志码 A

doi: 10.3788/CJL202148.2106001

### 1 引言

基于光纤传输的时间和频率同步技术拥有非常好的同步性能,能够满足诸如时钟比对、甚长基线干涉、雷达组网等需要远程站点间时频同步的应用需求<sup>[1-4]</sup>。比如利用光纤进行远程 9.15 GHz 频率同步,可以获得 1 s 平均时间下  $1.3 \times 10^{-15}$  的相对频率稳定度<sup>[5]</sup>;而利用光纤传输光学频率梳,不仅能同时实现远程光频和射频参考的稳定同步,还可以实现飞秒量级的时间同步<sup>[6-8]</sup>。目前,光纤时频同步技术除了被继续提升指标性能外,同时还向着集成化、网络化、长距离及融合传输等方向不断发展<sup>[9-14]</sup>,增强其应用性。比如基于 White Rabbit 协议的亚纳秒时间同步技术<sup>[15-16]</sup>在时频组网中拥有巨大的潜力。

然而,关于频率信号的相位同步的研究鲜有报

道,一些应用也提出了这方面的需求,比如相干阵列雷达实现理想目标定位精度的前提是所有阵元拥有一个共同的相位基准<sup>[17-18]</sup>。相位同步概念的直接含义是远程站点间频率信号的相位必须一致,于是在频率同步的基础上,还要能保证相位差恒定不变,以便校准。现有频率同步技术能够保证相位差在某次连续运行中恒定不变,当系统一旦经历从关闭到重启或者光纤链路被改变等操作时,再次建立频率同步后的相位差常数也将改变。为此,清华大学的研究者们采用基于相位共轭的被动补偿方法,提出了一种光纤相位同步方案,并通过实验验证了该方案的可行性,当系统经历重启和光纤路径改变等操作时,相位差的前后一致性在  $2\pi$  全周期的 2% 以内<sup>[19]</sup>。但是该方案未考虑低相位噪声的情形,因此经过光纤传输后的频率信号的相位噪声指标将明显恶化,不能满足低相位噪声应用场景的需求<sup>[20]</sup>。

收稿日期: 2021-03-04; 修回日期: 2021-04-08; 录用日期: 2021-04-13

基金项目: 国家自然科学基金(61875214)、国家重点研发计划(2020YFC2200300)、中国科学院战略性先导科技专项(XDB43000000)、中国科学院青年创新促进会(YIPA2019251)

通信作者: \*fyang@siom.ac.cn

本文研究了一种具有相位噪声净化功能的光纤绝对一致相位同步系统。通过在远地端设置一个电学锁相环,能够补偿经传输恶化后的频率信号的远端相位噪声,实现相位噪声的净化。经过 26 km 长光纤传输后,1 GHz 频率信号的整体相位噪声明显恶化,比如在 100 kHz 频率偏移处的相位噪声增加了 21.7 dB,而电学锁相环能够补偿这种恶化,使得如 100 kHz 处的相位噪声能够降低 17.0 dB。然而电学锁相环在降低相位噪声的同时也引入了附加相移,在多次关闭重启测量下发现,该附加相移的相位不一致性约为 0.126 rad。随后,基于光学延迟线主动补偿方法,分析了相位同步原理,通过控制时间脉冲的往返延迟,消除频率信号远程传输的  $\pi$  rad 相位不确定性;同时电学锁相环的附加相移仅为本远两端的相位差带来 0.063 rad 的不确定性,相对于其本身的相位不一致性,降低了 3 dB。初步验证实验结果表明,当系统经历关闭重启和移除 1 km 光纤链路的操作后,相位差的平均值表现出约  $2\pi$  全周期的 1% 的不一致性,实现了绝对一致的可重复相位差。所设计系统可以实现远程站点间频率信号的低相位噪声传输和绝对一致相位同步。

## 2 相位噪声的净化与附加相移

### 2.1 相位噪声净化原理

图 1 为基于光纤传输的相位噪声净化与绝对一致相位同步实验装置。首先在本地端,由频率参考

(FR)、锁相倍频器(PLM)和数字延迟/脉冲发生器(DDPG)构成了一个时频源(TFS)。其中 FR 输出频率为 10 MHz 的标准频率信号,而 PLM 和 DDPG 则根据 10 MHz 频率标准产生 1 GHz 频率参考( $F_L$ )和 100 PPS(秒脉冲)时间参考( $T_L$ ),统称作时频信号。随后, $T_L$  被幅度调制到一个电吸收调制激光器(LD1, 波长  $\lambda_1 = 1550.12$  nm, 本征线宽为 5 MHz)上,而  $F_L$  被幅度调制到一个内调制激光器(LD2, 波长  $\lambda_2 = 1548.51$  nm, 本征线宽为 500 kHz)上,两路调制光信号通过光耦合器(OC)合成一路,并通过扰偏器(PS)扰乱光偏振态以降低偏振模色散的影响<sup>[5]</sup>,再经环形器(CIR)和光学延迟线(ODL)后进入光纤链路中进行传输。光信号传输到远地端后,经环形器输入到密集波分复用器(DWDM)中,从而分出两路不同波长的光信号。其中波长为  $\lambda_1$  的光信号输入到带宽为 100 MHz 的光电探测器(PD1)中进行解调,并经脉冲分配单元(PDU)整形分配后得到 100 PPS 时间信号( $T_R$ );而波长为  $\lambda_2$  的光信号输入到带宽为 1 GHz 的光电探测器(PD2)中进行解调,并经射频放大器(RFA)放大功率后得到 1 GHz 频率信号( $F_D$ )。

受光纤传输影响,频率信号的相位噪声会明显劣化,因此在远地端设置了一个电学锁相环(EPLL)来进行净化<sup>[1]</sup>。EPLL 的核心是一个能输出超低相位噪声 100 MHz 频率信号的恒温晶振(OCXO)。如图 1 所示, $F_D$  输入到 EPLL 后,首先

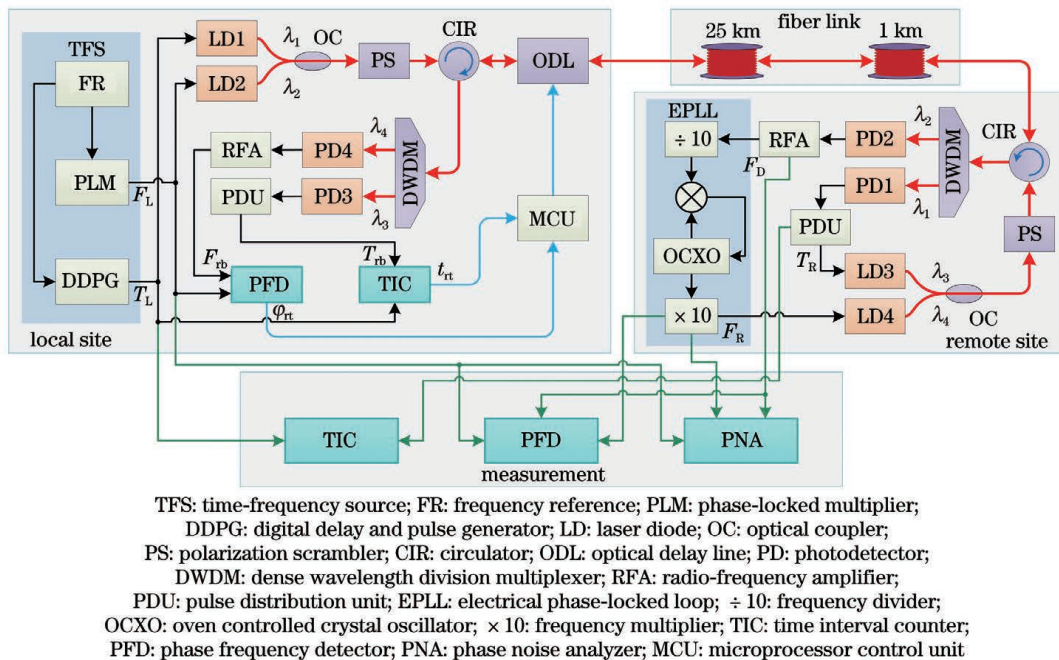


图 1 基于光纤传输的相位噪声净化与绝对一致相位同步实验装置

Fig. 1 Experimental setup of fiber-based phase noise purification and absolutely consistent phase synchronization

被 10 分频变为 100 MHz 信号;然后与 OCXO 输出的 100 MHz 信号进行鉴相,并经环路滤波后(图中未示出)生成误差信号;据此再调节 OCXO 的输出频率,直到与  $F_D$  分频后信号的频率一致(即相位锁定状态);最后对 OCXO 的输出进行 10 倍频,得到 1 GHz 频率信号( $F_R$ )。EPLL 的锁相带宽设定在 100 Hz 左右。在高于锁相带宽的频率偏移处, $F_R$  的相位噪声与 OCXO 的水平一致(但由于 10 倍频的影响,会有 20 dB 的损失),而在锁相带宽以内, $F_R$  的相位噪声则与  $F_D$  保持一致,因此 EPLL 可以净化经过光纤传输后的频率信号的相位噪声。

## 2.2 净化效果与附加相移测量

如图 1 所示,使用一个相位噪声分析仪(PNA)来测量频率信号的绝对相位噪声。PNA(APPH40G, AnaPico 公司)的测量带宽高达 40 GHz。依次测量了源 1 GHz 频率信号( $F_L$ )、远地端直接光电探测的 1 GHz 频率信号( $F_D$ )、经过 EPLL 净化相位噪声后的 1 GHz 频率信号( $F_R$ )。注意,光纤链路由 25 km 光纤盘加 1 km 光纤盘组成,整个系统置于同一实验室环境下,并且在系统自由运行状态下进行测量,此时 ODL 只起传输光信号的作用,长度为 5 km。测量结果如图 2 所示,在较低频率偏移处,三者几乎一致,而在大于 100 Hz(EPLL 锁相带宽)处,它们之间体现出了差异。具体地,对比 before cleanup 和 source,经过光纤传输后频率信号的远端相位噪声发生了显著恶化,比如在 100 kHz 频率偏移处的相位噪声从  $-145.0 \text{ dBc} \cdot \text{Hz}^{-1}$  (source) 增至  $-123.3 \text{ dBc} \cdot \text{Hz}^{-1}$  (before cleanup),增加了 21.7 dB;对比 after cleanup 和 before cleanup,经过电学锁相后频率信号的远端相位噪声被明显净化,在 100 kHz 频率偏移处的相位噪声从  $-123.3 \text{ dBc} \cdot \text{Hz}^{-1}$  (before cleanup) 降至  $-140.3 \text{ dBc} \cdot \text{Hz}^{-1}$  (after

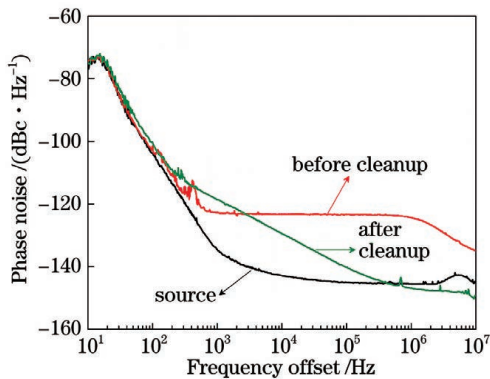


图 2 频率信号的绝对相位噪声

Fig. 2 Absolute phase noise of the frequency signal

cleanup),降低了 17.0 dB。结果表明,通过在远地端设置 EPLL,输出频率信号的低频噪声与远程传输的频率信号保持一致,而高频噪声与 OCXO 保持一致。因此输出信号既具有 OCXO 自身的低相位噪声特征,又能保持本地端源频率信号较好的长期稳定性。

然而对于光纤时频传输系统,EPLL 会引入附加相移,并且此相移可能会随 EPLL 的重启而发生变化,从而影响输出频率信号的相位一致性。为了后续研究绝对一致相位同步,如图 1 所示,使用鉴相鉴频器(PFD,基于 HMC439 实现)测量多次关闭重启 EPLL 时  $F_D$  与  $F_R$  间的相位差(记为  $\varphi_e$ ),从而观察 EPLL 引入附加相移的前后一致性。测量得到 10 组数据,每组之间从关闭到重启的时间间隔从 1 h 到 2 d 不等,以比较充分地观察  $\varphi_e$  的一致性。具体间隔为 4 h、1 h、11.5 h、2 h、29 h、5 h、11.5 h、48 h、24 h,并且每组测量持续时间为 1 h。结果如图 3 所示,经过统计分析给出了每组数据平均值(圆点)与峰峰值(误差棒)。通过分析得知:各组相位差的峰峰值相差不大,其中最大的为第 8 组,1 h 内波动在  $\pm 0.002 \text{ rad}$  以内,说明 EPLL 的锁相稳定性不错;10 组  $\varphi_e$  的平均值为  $0.698 (\sim 0.222\pi) \text{ rad}$  到  $0.824 (\sim 0.262\pi) \text{ rad}$ ,标准差为  $0.042 \text{ rad}$ ;而最大最小峰峰值相差  $0.126 \text{ rad}$ ,相当于  $2\pi$  全周期的 2.0%。因此,远地端加入 EPLL 来净化频率信号相位噪声的同时会引入一定的附加相移,此相移的不确定性约为  $0.126 \text{ rad}$ 。

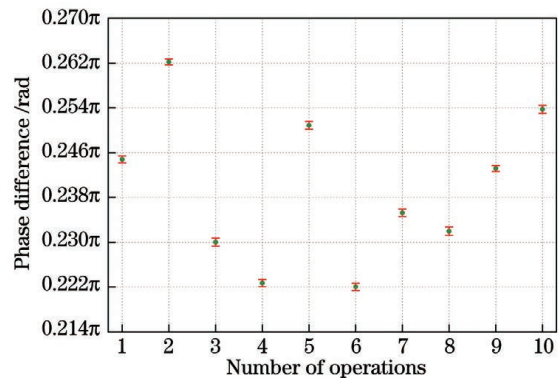


图 3 多次重启操作下 EPLL 引入的附加相移

Fig. 3 Additional phase shift introduced by EPLL under multiple restart operations

## 3 绝对一致相位同步

### 3.1 相位同步原理

为了实现相位同步,需要测量并消除传输过程



中引入的相位变化,通常使用“双向还回法”<sup>[1]</sup>。如图 1 所示,类似于前向传输(本地端发送,远地端接收),远地端也采用同样的方式将远地端恢复的时频信号( $T_R$  和  $F_R$ )沿着相同的光纤链路回传至本地端。需要注意的是,用以调制  $T_R$  和  $F_R$  的 LD3(同 LD1)和 LD4(同 LD2)的波长分别为  $\lambda_3 = 1549.32 \text{ nm}$  和  $\lambda_4 = 1547.72 \text{ nm}$ ,采用不同波长的激光器结合 DWDM 可以有效避免后向瑞利散射和端面反射的影响<sup>[10]</sup>。因此,本地端接收到经过往返传输后的时频信号,记为  $T_{rb}$  和  $F_{rb}$ ,并可通过 PFD 和时间间隔计数器(TIC)测量往返传输相位变化和时延变化。

为了便于分析绝对一致相位同步的原理,将  $F_L$  表示为(忽略信号的振幅项)

$$F_L \propto \cos(\omega t + \varphi_0), \quad (1)$$

式中: $\omega$  是角频率; $\varphi_0$  是初相位。则远地端恢复的频率信号  $F_R$  可表示为

$$F_R \propto \cos(\omega t + \varphi_d + \varphi_f + \varphi_e + \varphi_0), \quad (2)$$

式中: $\varphi_d$  为 ODL 引入的附加相移; $\varphi_f$  为光纤链路引入的附加相移; $\varphi_e$  为 EPLL 引入的附加相移。那么,本地端接收的往返频率信号  $F_{rb}$  可表示为

$$F_{rb} \propto \cos(\omega t + 2\varphi_d + 2\varphi_f + \varphi_e + \varphi_0). \quad (3)$$

(3)式成立的前提是前向传输延迟与后向传输延迟近似相等。于是,本地端 PFD 测量的  $F_L$  和  $F_{rb}$  间的相位差(称为往返相位差)即为

$$\varphi_{rt} = 2\varphi_d + 2\varphi_f + \varphi_e. \quad (4)$$

而 TIC 测量的  $T_L$  和  $T_{rb}$  间的时间延迟(称为往返时延)为

$$t_{rt} = 2t_d + 2t_f, \quad (5)$$

式中: $t_d$  为 ODL 引入的时延; $t_f$  为光纤链路引入的时延。由于时频信号被同时传输,(4)式与(5)式之间存在的关系为

$$\varphi_{rt} = \omega t_{rt} + \varphi_e - 2N\pi, \quad (6)$$

式中: $N$  为  $\omega t_{rt}/2\pi$  的整数部分。绝对一致相位同步的目的是保证在不同情况下系统进入闭环运行状态时本远地相位差都能保持在一个固定的值上,也就是实现可重复的相位差。可以为  $\varphi_{rt}$  设置一个参考值  $\varphi_{r0}$ ,使得图 1 中的微处理控制单元(MCU)每次都能控制 ODL 的延迟,以满足  $\varphi_{rt} = \varphi_{r0}$ 。于是当系统进入闭环运行状态后,由(1)式和(2)式可知本地  $F_L$  和远地  $F_R$  间的相位差(称为单向相位差)为

$$\begin{aligned} \varphi_s &= \varphi_d + \varphi_f + \varphi_e = \frac{1}{2}(\varphi_{rt} + \varphi_e) = \\ & \frac{1}{2}(\varphi_{r0} + \varphi_e). \end{aligned} \quad (7)$$

根据 2.2 节的测量结果,EPLL 引入附加相移  $\varphi_e$  的相位不一致性为  $0.126 \text{ rad}$ ,则  $\varphi_e$  会对单向相位差  $\varphi_s$  引入  $0.063 \text{ rad}$  的相位不确定性( $2\pi$  全周期的 1%),降低了 3 dB。相较于此,更严重的不确定性将由  $\varphi_{r0}$  引入。当系统状态改变后,光纤传输时延  $t_{rt}$  可能经历了较大变化,一旦  $t_{rt}$  的变化量为频率信号周期( $T = 2\pi/\omega$ )的奇数倍,由(6)式和(7)式知,系统闭环后虽然仍有  $\varphi_{rt} = \varphi_{r0}$ ,但单向相位差  $\varphi_s = \pi + (\varphi_{r0} + \varphi_e)/2$ ,因此有一个  $\pi \text{ rad}$  的相位不确定性。

为了消除  $\pi \text{ rad}$  的不确定性,需要保证系统闭环时  $t_{rt}$  的前后变化量为  $T$  的偶数倍。同样为往返时延  $t_{rt}$  设置一个参考值  $t_{r0}$ ,考虑到 ODL 的动态范围受限,MCU 首先控制 ODL 的延迟满足

$$t_{rt} = t_{r0} + 2\Delta N T, \quad (8)$$

式中: $\Delta N$  为实时测量的  $t_{rt}$  相对于  $t_{r0}$  的周期变化倍数。注意它是个整数,

$$(2\Delta N - 1)T \leq t_{rt} - t_{r0} < (2\Delta N + 1)T. \quad (9)$$

当(8)式成立后,MCU 再控制 ODL 的延迟,使得

$$\varphi_{rt} = \varphi_{r0}. \quad (10)$$

这样,远地端得到的频率信号  $F_R$  可表示为

$$\begin{aligned} F_R &\propto \cos(\omega t + \varphi_s + \varphi_0) = \\ &\cos\left(\omega t + \frac{\varphi_{r0} + \varphi_e}{2} + \varphi_0\right). \end{aligned} \quad (11)$$

因此,当  $\varphi_e$  引入的相位不确定性在可接受范围内时,远地端经相位噪声净化后的频率信号相位差相对于本地端源频率信号的相位差可保持绝对一致。当相位差保持绝对一致后,可以通过预先测量来调整相位差常数,实现相位同步需求。

### 3.2 相位一致性实验

根据如图 1 所示的实验系统,将本远两端置于同一个实验室环境中,通过本地端的 PFD 和 TIC (SR620, Stanford Research Systems)测量往返相位差( $\varphi_{rt}$ )和往返时延( $t_{rt}$ ),并且使用另一对 PFD 和 TIC 来测量单向相位差( $\varphi_s$ )与单向时间延迟( $T_L$  和  $T_R$  间的时间间隔  $t_s$ ),从而分析相位同步过程与结果。

首先在 26 km 长光纤链路下设定  $\varphi_{r0} = 0.655 \text{ rad}$ ,并直接根据(10)式执行延迟补偿,使得系统进入闭环运行状态,将这时测得的往返延迟作为参考值  $t_{r0}$ 。测量持续 1 h,经过分析得知, $\varphi_{rt}$  的平均值为  $0.655 (\sim 0.208\pi) \text{ rad}$ ,其波动(峰峰值)在  $\pm 0.001 \text{ rad}$  内; $t_{rt}$  的平均值为  $300329164 \text{ ps}$ ,其波

动在  $\pm 16$  ps 内。结果表明光学主动补偿效果好,系统闭环性能优异,往返相位差能被成功控制到设定的参考值处。于是将往返时延参考值  $t_{r0}$  设定为 300329164 ps。同时也对两个单向参量进行了 1 h 的测量,其中  $\varphi_s$  的平均值为  $4.913$  ( $\sim 1.564\pi$ ) rad,其波动(峰峰值)在  $\pm 0.002$  rad 内; $t_s$  的平均值为 150170953 ps,其波动在  $\pm 21$  ps 内。可以发现:由于系统不对称,单向参量的稳定性比往返参量差一些,并且它们的绝对值之间也不是简单的 2 倍关系;另外  $\varphi_s$  的波动与  $\varphi_e$  的波动 ( $\pm 0.002$  rad) 相当,而非(7)式给出的关系,是由其他不对称效应(器件不一致性等)造成的。这里测得的单向参量可以帮助后续评估相位同步结果,为了便于分析,定义  $\varphi_{s0} = 4.913$  rad,  $t_{s0} = 150170953$  ps。

在上述基础上,对整个系统执行 5 次关闭重启操作,注意从关闭到重启之间的时间间隔为 1800 s,而每组测量持续时间为 300 s。图 4 给出了所有操作的相位同步过程,可以直观地看到每次操作下系统进入闭环状态后, $\varphi_s$  都能保持在同一数值附近。具体地,第一次系统闭环后, $t_{rt}$  被补偿到 300329182 ps,与  $t_{r0} = 300329164$  ps 接近, $\varphi_{rt}$  被精确地控制到  $\varphi_{r0} = 0.655$  rad, $\varphi_s$  则为 4.911 rad,与  $\varphi_{s0} = 4.913$  rad 相差较小,同时  $t_s$  为 150170922 ps(图中未画出),也处于  $t_{s0} = 150170953$  ps 附近。注意,这些闭环参量值都是测量平均值。在 300 s 时系统被关闭,直到 2100 s 时才被重启,这时所有量都发生了漂移,其中  $t_{rt} = 300330571$  ps,根据(9)式可以计算出  $\Delta N = 1$ ,则由(8)式得闭环后预期  $t_{rt}$  应被补偿到

300331164 ps,实测闭环后  $t_{rt}$  为 300331154 ps,与预期基本一致,整个补偿过程中  $t_{rt}$  增加了 583 ps。相应地从图中可以看到, $\varphi_{rt}$  则从 3.228 rad 开始增加,由于相位周期模糊,达到  $2\pi$  rad 时跳变至 0 rad,然后继续增加到 0.655 rad 后形成稳定状态,整个过程相位增加量为 3.710 rad,相当于相位时间增加了 590.46 ps,与  $t_{rt}$  的增加量基本一致。 $\varphi_s$  则从 3.229 rad 增加至 4.920 rad(比  $\varphi_{s0}$  大 0.007 rad),相位增加量为 1.691 rad,相当于相位时间增加了 269.13 ps,比  $\varphi_{rt}$  增加量的一半要小 26.10 ps,反映出系统不对称的影响。类似地, $t_s$  从 150171654 ps 增加至 150171970 ps(比  $t_{s0}$  大 1017 ps),时延增加量为 306 ps,比  $t_{rt}$  增加量的一半大 24.5 ps。之后在 2400 s 时系统又被关闭,在 4200 s 时被重启,这时计算出  $\Delta N = 2$ ,再次达到闭环状态后, $t_{rt}$  被补偿到 300333195 ps,相比  $t_{r0}$  增加约 4 ns,闭环状态下, $\varphi_s$  值为 4.881 rad,比  $\varphi_{s0}$  小 0.032 rad。在之后的两次操作下, $\varphi_s$  的闭环值分别为 4.861 rad 和 4.903 rad,则  $\varphi_s$  的 5 组闭环值前后最大相差 0.059 rad,相当于  $2\pi$  全周期的 0.9%,结果比预期稍好,因为 EPLL 的附加相移  $\varphi_e$  会对  $\varphi_s$  引入 0.063 rad 的相位不确定性(相当于  $2\pi$  全周期的 1.0%),但结果会受其他不对称效应(如器件工作温度漂移等)的相互耦合和样本数量不完全等影响。上述结果表明,系统经历关闭重启操作后,基于光学补偿的相位同步过程能如期进行,每次闭环后都能达到比较一致的相位差,相位不一致性约为  $2\pi$  全周期的 0.9%。

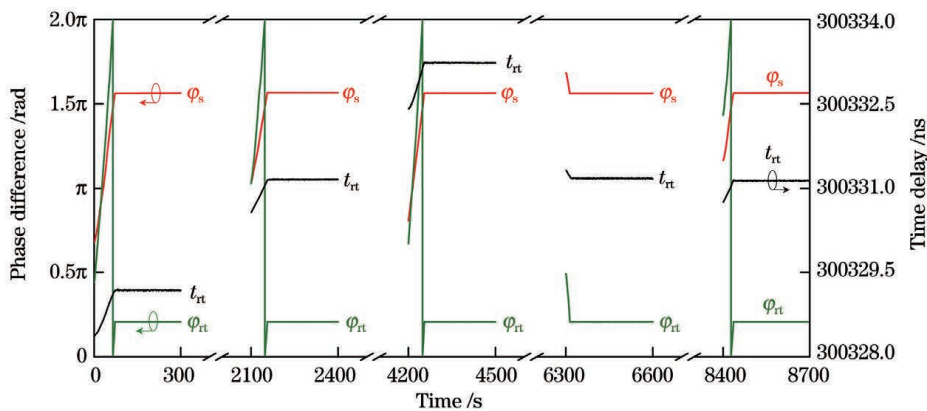


图 4 26 km 长光纤链路下系统经历关闭重启操作后的相位同步过程

Fig. 4 Phase synchronization process when taking system shutdown and restart operations under 26-km fiber link

现在将图 1 中的 1 km 光纤盘移除,于是光纤链路长度变为 25 km,然后仍然对系统执行与前述一致的关闭重启操作。相位同步过程如图 5 所示。

可以看到移除 1 km 光纤后, $t_{rt}$  值变化明显,但相位同步过程仍能如期执行,闭环后  $\varphi_s$  能够保持一致。以图 5 中 4200 s 到 4500 s 操作为例, $t_{rt}$  的初始值为

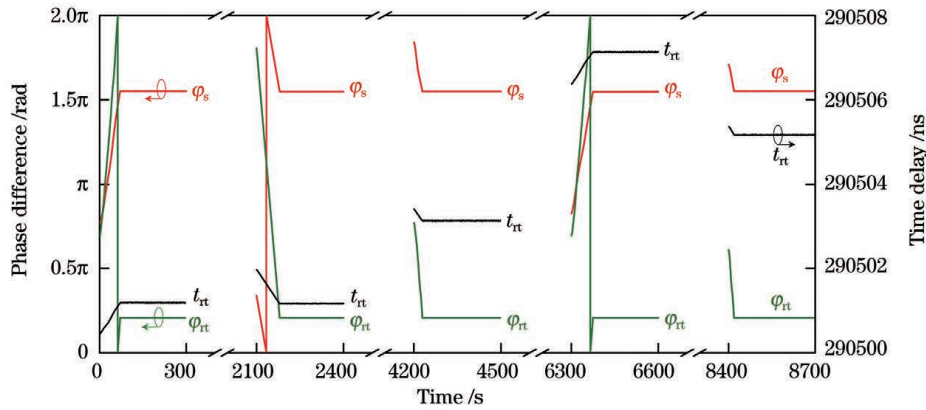


图 5 25 km 光纤链路下系统经历关闭重启操作后的相位同步过程

Fig. 5 Phase synchronization process when taking system shutdown and restart operations under 25-km fiber link

290503408 ps, 则  $\Delta N = -4913$ , 则预期被补偿到 290503164 ps, 实测闭环值为 290503144 ps, 因此符合预期。对 5 次操作下  $\varphi_s$  的闭环值一致性进行分析, 其在 4.805 rad 到 4.873 rad 之间, 前后最大相差 0.068 rad, 相当于  $2\pi$  全周期的 1.1%, 这时又比  $\varphi_e$  引入的不确定性大, 同样反映了系统经历关闭重启操作的相位同步一致性。移除 1 km 光纤后,  $\varphi_s$  的平均值 (5 组闭环值的总平均) 为 4.841 ( $\sim 1.541\pi$ ) rad, 而移除前,  $\varphi_s$  的平均值 (5 组闭环值的总平均) 为 4.896 ( $\sim 1.558\pi$ ) rad, 因此移除 1 km 光纤后单向相位差约减小了 0.055 rad, 这主要是色散导致的不对称效应引起的, 但同时存在其他不对称效应 (EPLL 附加相移不确定性、器件温漂等) 的耦合影响。总结来说, 移除 1 km 光纤后, 前后相位差存在 0.055 rad 的不一致性, 约为  $2\pi$  全周期的 0.9%。实验结果表明, 当系统经历重启或光纤链路改变后, 能够取得可重复的相位差, 总体相位不一致性约为  $2\pi$  全周期的 1%, 一定程度上能够满足相位同步需求。

## 4 结 论

为了满足相干探测领域的应用需求, 研究了一种具有相位噪声净化功能的光纤绝对一致相位同步系统。1 GHz 频率信号在经过 26 km 光纤传输后, 整体相位噪声会恶化, 而电学锁相环能补偿这种恶化, 比如使 100 kHz 频率偏移处的相位噪声从  $-123.3 \text{ dBc}\cdot\text{Hz}^{-1}$  降至  $-140.3 \text{ dBc}\cdot\text{Hz}^{-1}$ , 降低了 17.0 dB, 实现了相位噪声的净化。实验测量结果表明: 电学锁相环在降低相位噪声的同时, 引入了附加相移, 具有 0.126 rad 的相位不一致性。经过时间脉冲的往返延迟控制, 消除了频率信号远程传输的

$\pi$  rad 相位不确定性, 并使电学锁相环附加相移引入的相位不确定性降低 3 dB。实验验证当系统分别经历关闭重启和移除 1 km 光纤操作后, 相位差的平均值的 inconsistency 不超过 0.068 rad, 约  $2\pi$  全周期的 1%。所设计系统在低相位噪声的基础上实现了相位差的绝对一致。

## 参 考 文 献

- [1] Foreman S M, Holman K W, Hudson D D, et al. Remote transfer of ultrastable frequency references via fiber networks [J]. *The Review of Scientific Instruments*, 2007, 78(2): 021101.
- [2] Clivati C, Ambrosini R, Artz T, et al. A VLBI experiment using a remote atomic clock via a coherent fibre link [J]. *Scientific Reports*, 2017, 7: 40992.
- [3] Gozzard D R, Schediwy S W, Dodson R, et al. Astronomical verification of a stabilized frequency reference transfer system for the square kilometer array [J]. *The Astronomical Journal*, 2017, 154(1): 9.
- [4] Oelker E, Hutson R B, Kennedy C J, et al. Demonstration of  $4.8 \times 10^{-17}$  stability at 1 s for two independent optical clocks [J]. *Nature Photonics*, 2019, 13(10): 714-719.
- [5] Lopez O, Amy-Klein A, Lours M, et al. High-resolution microwave frequency dissemination on an 86-km urban optical link [J]. *Applied Physics B*, 2010, 98(4): 723-727.
- [6] Yang H, Han B, Shin J, et al. 10-fs-level synchronization of photocathode laser with RF-oscillator for ultrafast electron and X-ray sources [J]. *Scientific Reports*, 2017, 7: 39966.
- [7] Xin M, Şafak K, Peng M Y, et al. One-femtosecond, long-term stable remote laser synchronization over a 3.5-km fiber link [J]. *Optics Express*, 2014, 22(12): 14904-14912.

- [8] Jung K, Shin J, Kang J, et al. Frequency comb-based microwave transfer over fiber with  $7 \times 10^{-19}$  instability using fiber-loop optical-microwave phase detectors[J]. *Optics Letters*, 2014, 39(6): 1577-1580.
- [9] Liang Y F, Xu J N, Wu M, et al. Research progress on optical fiber time-frequency synchronization technology[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2020, 57(5): 050004.  
梁益丰, 许江宁, 吴苗, 等. 光纤时频同步技术的研究进展[J]. *激光与光电子学进展*, 2020, 57(5): 050004.
- [10] Xiong X F, Yang F, Gui Y Z, et al. Time-frequency transfer performance of wavelength selection switch in optical fiber communication network[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2018, 45(1): 0106003.  
熊晓锋, 杨飞, 桂有珍, 等. 光纤通信网中波长选择开关的时频传递性能[J]. *中国激光*, 2018, 45(1): 0106003.
- [11] Zhao X Y, Lu L, Wu C X, et al. Ring fiber network based multipoint time-frequency dissemination method with high precision[J]. *Acta Optica Sinica*, 2019, 39(6): 0606002.  
赵晓宇, 卢麟, 吴传信, 等. 基于光纤环形网的多点高精度时频传递方法[J]. *光学学报*, 2019, 39(6): 0606002.
- [12] Chen W, Liu Q, Cheng N, et al. Joint time and frequency dissemination network over delay-stabilized fiber optic links[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2015, 7(3): 1-9.
- [13] Droste S, Ozimek F, Udem T, et al. Optical frequency transfer over a single-span 1840 km fiber link[J]. *Physical Review Letters*, 2013, 111(11): 110801.
- [14] Feng Z T, Zhang X, Wu R, et al. High-stability and multithreading phase-coherent receiver for simultaneous transfer of stabilized optical and radio frequencies[J]. *Optics Letters*, 2019, 44(10): 2418-2421.
- [15] Kaur N, Frank F, Pottie P E, et al. Time and frequency transfer over a 500 km cascaded White Rabbit network [C] // 2017 Joint Conference of the European Frequency and Time Forum and IEEE International Frequency Control Symposium (EFTF/IFCS), July 9-13, 2017, Besancon, France. New York: IEEE Press, 2017: 86-90.
- [16] Gilligan J E, Konitzer E M, Siman-Tov E, et al. White Rabbit time and frequency transfer over wireless millimeter-wave carriers[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2020, 67(9): 1946-1952.
- [17] Yang Y, Blum R S. Phase synchronization for coherent MIMO radar: algorithms and their analysis [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(11): 5538-5557.
- [18] Zeng T, Yin P L, Yang X P, et al. Time and phase synchronization for distributed aperture coherent radar [J]. *Journal of Radars*, 2013, 2(1): 105-110.  
曾涛, 殷丕磊, 杨小鹏, 等. 分布式全相参雷达系统时间与相位同步方案研究 [J]. *雷达学报*, 2013, 2(1): 105-110.
- [19] Si H W, Wang B, Wang F M, et al. Absolute phase synchronization over optical fiber [J]. *Optics Express*, 2020, 28(4): 4603-4610.
- [20] Siddiq K, Watson R J, Pennock S R, et al. Phase noise analysis in FMCW radarsystems [C] // 2015 European Microwave Conference (EuMC), September 7-10, 2015, Paris, France. New York: IEEE Press, 2015: 1523-1526.



## Phase Noise Purification and Absolutely Consistent Phase Synchronization Based on Optical Fiber Transmission

Wu Rui<sup>1,2</sup>, Yang Fei<sup>1\*</sup>, Sun Yanguang<sup>1</sup>, Wei Fang<sup>1</sup>, Gui Youzhen<sup>2,3</sup>, Ding Yaqian<sup>4</sup>,  
Cai Haiwen<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>Key Laboratory of Space Laser Communication and Detection Technology, Shanghai Institute of Optics and Fine Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201800, China;

<sup>2</sup>Center of Materials Science and Optoelectronics Engineering, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;

<sup>3</sup>Key Laboratory of Quantum Optics, Shanghai Institute of Optics and Fine Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201800, China;

<sup>4</sup>The 23rd Research Institute, China Electronics Technology Group Corporation, Shanghai 201900, China

### Abstract

**Objective** Time and frequency synchronization technology based on optical fiber transmission method has good synchronization performance, which can meet application requirements such as clock comparison, very long baseline interference, and radar networking. However, some coherent detection applications put forward new requirements for fiber-based time and frequency synchronization technology. Phase synchronization must also be ensured based on frequency synchronization, and low phase noise transmission is required simultaneously. Phase synchronization means that no matter what changes the system experiences, the phase difference between remote sites can remain a constant value, ensuring the phase coherence of the frequency signal. But low phase noise transmission may bring uncertainty to phase synchronization. Therefore, this paper has studied a consistent fiber-optic phase synchronization system with phase noise purification function.

**Methods** The transmitted frequency signal is input into an electrical phase-locked loop (EPLL) at the remote site. The EPLL contains an oven-controlled crystal oscillator (OCXO) with ultra-low phase noise. After completing phase lock, the phase noise of the output frequency signal will be the same as the OCXO at frequency offsets higher than the phase-locking bandwidth. Therefore, the deteriorated far-end phase noise of the frequency signal due to fiber transmission can be purified by the EPLL, realizing low phase noise transmission. Through the “round-trip delay stabilization” method, the round-trip phase difference can remain constant, while the one-way phase difference may change as long as system status changes. EPLL and the phase compensation process can bring phase uncertainties to the one-way phase difference through theoretical analysis. According to the relationship between the round-trip time delay of the time pulse and the phase difference of the frequency signal, the change value of the round-trip delay can be controlled to the even periods of the frequency signal, thereby eliminating the half-period phase uncertainty caused by phase compensation process. The effect of the one-way phase difference introduced by EPLL needs experimental measurements to evaluate. Experiments on phase noise purification and phase consistency are conducted.

**Results and Discussions** First, the far-end phase noise of the 1-GHz frequency signal has deteriorated significantly after 26-km fiber link transmission, such as 21.7 dB (from  $-145.0$  to  $-123.3$  dBc·Hz<sup>-1</sup>) at 100 kHz frequency offset; after EPLL purification, the far-end phase noise is purified, decreasing 17.0 dB (from  $-123.3$  to  $-140.3$  dBc·Hz<sup>-1</sup>) at 100 kHz frequency offset (Fig. 2). The results show that the phase noise of the frequency signal can be effectively purified by setting the EPLL at the remote end. Then, by measuring the additional phase shift introduced by the EPLL under multiple shutdowns and restarts of the EPLL, the mean values of the one-way phase difference are between 0.698 and 0.824 rad, with an inconsistency of 0.126 rad, corresponding to 2% of one full cycle (Fig. 3). So, according to theoretical analysis, EPLL will bring  $\sim 0.063$  rad uncertainty to the one-way phase difference, which is 3 dB lower than its inconsistency. Finally, when the system experiences restart operations and fiber link changing, the phase synchronization process based on optical compensation can be performed as expected. After each closed loop, a relatively consistent phase difference can be achieved with an inconsistency less than 0.068 rad, corresponding to  $\sim 1\%$  of one full cycle (Fig. 4 and Fig. 5). The inconsistency is determined



by the coupling of various asymmetry effects, including the use of EPLL and the operating temperature drift of devices.

**Conclusions** A consistent fiber-optic phase synchronization system with phase noise purification function is studied in this paper to meet the application requirements in the field of coherent detection. After 26-km fiber link transmission, the phase noise of 1-GHz frequency signal deteriorates but can be compensated by the EPLL. At the frequency offset of 100 kHz, phase noise is increased by 21.7 dB after optical fiber transmission, from  $-145.0$  to  $-123.3$  dBc $\cdot$ Hz $^{-1}$ ; and then decreased by 17.0 dB after EPLL purification, from  $-123.3$  to  $-140.3$  dBc $\cdot$ Hz $^{-1}$ . Experimental measurements show that the EPLL introduces additional phase shift while purifying phase noise, with a phase inconsistency of 0.126 rad. The round-trip delay control of the time pulse eliminates the  $\pi$  rad (half of one full cycle) phase uncertainty during the remote transmission of the frequency signal. The phase uncertainty introduced by the additional phase shift of EPLL is reduced by 3 dB (half of 0.126 rad). Experiments results show that when the system experiences shutdown and restart and removing the 1-km fiber link, the mean values of the one-way phase difference have an inconsistency less than 0.068 rad, corresponding to  $\sim 1\%$  of one full cycle. Therefore, a consistent phase difference is achieved based on low phase noise.

**Key words** fiber optics; optical fiber link and subsystem; phase synchronization; phase noise; inconsistency

**OCIS codes** 060.2360; 060.5625; 120.3940