

引用格式: HU Zhenyuan, YUE Yaoli, ZHANG Yanyan, et al. Noise Suppression of Frequency Transfer on Short-distance Optical Fiber Link Based on 3×3 Fiber Coupler[J]. Acta Photonica Sinica, 2023, 52(1):0106002

胡珍源,岳耀笠,张颜艳,等.一种基于 3×3 光纤耦合器的短距离光纤频率传递的噪声抑制方法[J].光子学报,2023,52(1):0106002

一种基于 3×3 光纤耦合器的短距离光纤频率传递的噪声抑制方法

胡珍源^{1,2},岳耀笠³,张颜艳¹,高帅和¹,杨西光^{1,2},眭明³,
潘志兵¹,张首刚¹,李阳¹

(1 中国科学院国家授时中心,西安 710600)

(2 中国科学院大学,北京 100049)

(3 中国电子科技集团第三十四研究所,桂林 541004)

摘要:提出了一种噪声抑制方法,设计了基于 3×3 光纤耦合器迈克尔逊干涉仪的频率传递系统,使用嵌入式系统进行控制,通过调整光纤长度,实时补偿由温度变化等环境因素引起的时延变化,并进行了实验验证。启用时延补偿后,实验用的 30 m 长传输光纤在环境温度变化 21°C 条件下长度变化量小于 $\pm 1 \mu\text{m}$,对应时间延迟变化量小于 10 fs,所传输的光梳重频信号的频率稳定度没有明显变化。本文工作有望为空间条件下的光钟信号向比对的设备的传输路径噪声抑制提供有效的解决方法。

关键词:光纤干涉仪;频率传递;噪声抑制;条纹计数法;波分复用

中图分类号:TN929.11

文献标识码:A

doi:10.3788/gzxb20235201.0106002

0 引言

原子钟组可以产生频率稳定度极高的频率信号,在科研、生产、生活各方面都有着广泛的应用。近年来原子钟性能指标不断提升,铯喷泉原子钟的不确定度已经达到 10^{-15} 量级^[1],光钟系统的不确定度已经达到 10^{-19} 量级^[2]。原子钟性能提高,对时间频率信号比对的性能要求也相应提高。目前,远距离的时间频率比对,有无线和有线两种方式。无线方式主要通过射频链路^[3]或激光链路^[4]进行;近年来有线方式中使用光纤直接传输微波或光学频率信号的方法也取得了进展^[5-15]。

采用无线比定时,将钟组产生的频率信号传递到射频或激光比时设备的这段路径一般采用有线方式。在这一部分,传统的方法是采用稳相同轴电缆传输射频信号。这段路径上通常存在温度变化、振动等环境因素,这些因素会影响传输电缆或光纤的长度,进而影响传输信号的频率稳定度。

目前,卫星与地面站之间的时间频率比对全部采用无线的方式进行。星上原子钟与星上对地比对链路设备间需要信号稳定传输。有些情况下,例如空间站实验舱内原子钟到舱外比对设备之间的距离约 30 m 长。电缆和光纤的温度系数一般都在 $1 \times 10^{-5}/^\circ\text{C}$ 量级,传输距离为 30 m 时,直接使用电缆或光纤传输频率信号,要求线缆上的频率稳定度的附加噪声优于钟的稳定度,对温度控制要求比较高:假如要满足 1×10^{-15} @1 s、 1×10^{-18} @1 day 的稳定度水平,对应的电缆上信号延迟变化需要小于 1 fs/s、86 fs/day,对应线缆长度变化需要小于 $0.3 \mu\text{m}/\text{s}$ 、 $25.8 \mu\text{m}/\text{day}$,如果只通过温度控制进行噪声抑制,在 30 m 长度的线缆上,需要整段线缆的温度变化小于 $0.001^\circ\text{C}/\text{s}$ 、 $0.086^\circ\text{C}/\text{day}$ 。对整段线缆进行这种精度的温度控制,工程上实现有较多困难。

为了应对精密控温难以实现的问题,本文研究了通过测量线缆长度获得时延量后对延迟进行补偿的方

基金项目:中国科学院战略性先导科技专项(No.XDB35030101),国家重点研发计划(No.2020YFA0309800),陕西省自然科学基金(No.2020JQ434),西部之光(No.E016YR1R),陕西省人才计划项目(No.E039SB1K)

第一作者:胡珍源,huzhenyuan@ntsc.ac.cn

通讯作者:张首刚,szhang@ntsc.ac.cn

收稿日期:2022-07-04;录用日期:2022-08-22

<http://www.photon.ac.cn>

法。在钟组和比对设备间使用光纤传输信号,测量信号接收设备端反射的信号,连续实时测量线缆长度,并通过延迟补偿器件对光纤长度进行实时补偿,抑制光纤上的噪声。目前在地面系统中使用光纤进行频率信号传递,通常采用测量接收端的反射光信号来计算光纤延迟变化以进行噪声抑制。常用方法中,将携带有频率信息的光信号分两路,一路用作本地参考,另一路通过光纤传输至接收设备。接收设备接收端的端面反射光沿光纤返回后经过环形器等器件,与本地参考光进行干涉测量。上述方法需要将一部分光信号分光后作为参考,有一定的功率损失,并且在路径上光纤连接器较多的应用中,对反射返回光的功率大小也有要求。系统中使用的光梳功耗等资源有限,输出光功率为40 mW,在接收端希望接收到的光信号功率尽量大的情况下,希望使用不同于光梳光信号波长的另外一个波长的激光对光纤的长度进行干涉测量,同时光梳的脉冲激光仅用作频率信号传递,以减小功率损失。基于以上思想,本文设计了频率传递系统,该系统基于 3×3 光纤耦合器干涉仪^[16-19],使用条纹计数法实时取得光纤长度变化数据,通过压电陶瓷(Piezoelectric ceramics, PZT)和半导体制冷器(Thermo Electric Cooler, TEC)控制光纤长度进行补偿,并开展了实验研究。

1 总体系统

该频率传递系统主要包含辅助激光器、4个干涉仪、探测和控制电路、PZT和TEC控制温度的光纤组成。图1是系统的光路示意图。

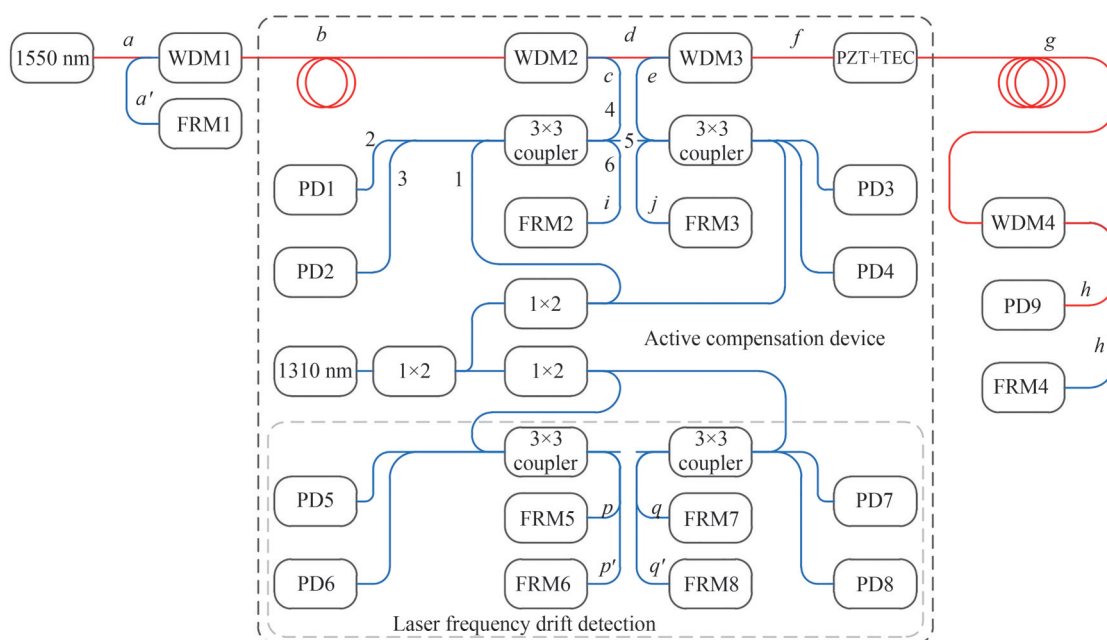


图1 系统光路示意图

Fig.1 System optical path diagram

1 550 nm波长的激光是光梳的飞秒脉冲激光,重复频率 f_r 锁定后用于传递频率信号。光梳的脉冲光作为光源,经过 a 段光纤、波分复用器(Wavelength Division Multiplexer, WDM)WDM1、 b 段光纤输入到主动补偿装置,在进行补偿后,经过 g 段光纤、WDM4、 h 段光纤,在信号接收端通过光电探测器(Photodiode, PD) PD9探测得到电信号,获得光梳重复频率 f_r 等频率信号。已经有研究表明光梳可以在空间及真空环境下运行^[20]。

图1深色虚线框内是整个主动补偿装置的光路示意。虚线框中的光路都位于主动补偿装置内。1 310 nm波长的连续激光,是连续激光,用于测量光纤长度变化,线宽较窄以保证相干长度足够大。1 310 nm波长的连续激光由补偿装置内的辅助激光器产生,经两级三个 1×2 耦合器分路后,分别输入四个 3×3 耦合器。四个耦合器分别与其所连接的光纤、反射镜等组成干涉仪。基于 3×3 耦合器的干涉仪的原理将在2.1节具体说明。

图1上方的两个干涉仪分别用来测量输入($a'bc$ 段)和输出($efgh'$ 段)光纤的延迟变化。两条测量臂上1 310 nm激光分别经法拉第旋转反射镜(Faraday Rotation Mirror, FRM)FRM1和FRM4反射后返回耦合器并分别被PD1、PD2和PD3、PD4探测,测得干涉后光信号的强弱信息。

测量时,使用 a' 段替代 a 段光纤, h' 段替代 h 段光纤,要求 a 和 a' 段光纤长度差尽量小, h 和 h' 光纤长度差尽量小,用来减小测量误差。实验装置中这两组差的值均小于10 mm。同样的, d 段光纤没有被测量,通过使 $(c-i)+(e-j)$ 光纤长度尽量和光纤 d 长度一致,长度差控制在10 mm以内的方式减小误差。当温度变化引起 d 段光纤长度变化时,同样在 c 、 e 、 i 和 j 段光纤上,温度变化会引起长度变化。当 $(c-i)+(e-j)$ 光纤长度与 d 一致时可以抵消这一部分温度变化带来的影响。

图1下方的两个干涉仪(浅色虚线框内)用于检测激光器频率漂移。光纤 p 、 p' 使用同一种温度延时系数(单位为ps/km/K, K为开氏度)的光纤,光纤 q 、 q' 使用另一种温度延时系数的光纤。已知光纤的温度延时系数,同一位置放置的光纤温度变化近似相等时,可以求解激光器频率漂移,具体计算在3.2节。

最后,测量光纤长度的变化和1 310 nm激光的波长变化,由系统的嵌入式处理器计算得到需要给出的补偿量,通过电路控制补偿执行器完成补偿。

2 子系统

实验系统中主要的功能子系统包括两组干涉仪和一套控制电路及补偿执行器。第一组干涉仪测量光纤长度变化,第二组干涉仪测量1 310 nm波长激光频率漂移,控制电路及补偿执行器完成对补偿量的计算和对光纤长度的控制补偿。

2.1 基于3×3光纤耦合器的干涉仪

使用分光比为1:1:1的3×3光纤耦合器构造迈克尔逊干涉仪。以图1左上方的干涉仪为例,1 310 nm波长的连续激光从3×3光纤耦合器第1端口接入,第4端口接传输光纤($a'bc$ 段)作为测量臂;第6端口接短光纤后接法拉第反射镜作为参考臂;第5端口空置。激光经传输光纤末端FRM1和第6端口的FRM4反射后,分别由第4端口和第6端口输入光纤耦合器,并在第1第2第3端口输出干涉后的光信号。在第2端口和第3端口接PD1和PD2,能够探测到第2端口和第3端口的光信号的功率变化。功率每增大或减小一个周期,干涉条纹移动一条,两臂反射光相位差改变 2π 。通过第2端口和第3端口功率变化相互关系,解算干涉条纹移动方向^[21]。系统使用法拉第反射镜是为了使干涉条纹稳定^[22]。

使用2×2光纤耦合器只能得到光纤长度变化,无法得到变化方向。使用3×3光纤耦合器,通过两个PD探测干涉信号强度,既可以得到光纤长度变化,又可以得到光纤长度变化方向。具体的分析如下。

在单极化分析中,沿光纤方向任意一个位置的电场可表示为

$$E(t) = Ee^{i\omega t} \quad (1)$$

式中,光源频率是 ω ,复数 E 是沿光纤方向的位置函数。

$$\begin{pmatrix} E_4 \\ E_5 \\ E_6 \end{pmatrix} = M_3 \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{pmatrix} \quad (2)$$

在3×3耦合器各个端口分别选取参考点,式(2)中 $E_1 \sim E_6$ 是端口1~6上参考点处的电场, M_3 是耦合器的传输矩阵。3×3耦合器传输矩阵表示为

$$M_3 = \begin{pmatrix} a & b & c \\ d & e & f \\ g & h & k \end{pmatrix} \quad (3)$$

每个输入和输出光纤端口都有个参考点,通过调整并适当选取各端口参考点的位置,使式(3)中的 b 、 d 、 e 、 f 和 h 是正实数。耦合器输入输出光的能量守恒,表示为

$$(E_1^* \quad E_2^* \quad E_3^*) \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{pmatrix} = (E_4^* \quad E_5^* \quad E_6^*) \begin{pmatrix} E_4 \\ E_5 \\ E_6 \end{pmatrix} \quad (4)$$

得到等价条件

$$\begin{cases} \mathbf{M}_3^+ \mathbf{M}_3 = \text{unit matrix} \\ \mathbf{M}_3 \mathbf{M}_3^+ = \text{unit matrix} \end{cases} \quad (5)$$

矩阵 \mathbf{M}_3^+ 是矩阵 \mathbf{M}_3 的埃尔米特共轭矩阵。把式(4)展开成关于矩阵各个元素的方程,得到包含13个参数(矩阵里5个实数元素每个对应1个参数,4个复数元素每个对应2个参数)9个条件的方程,因此可以用4个参数表征 3×3 耦合器的功率传输特性。这4个参数,选取复参数 a, c, g 和 k 的模量较方便。

由式(5)导出的元素方程给出以 a, c, g 和 k 表示的实参数为

$$\begin{cases} b^2 = 1 - a^2 - c^2 \\ d^2 = 1 - a^2 - g^2 \\ f^2 = 1 - c^2 - k^2 \\ h^2 = 1 - g^2 - k^2 \\ e^2 = a^2 + c^2 + g^2 + k^2 - 1 \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \cos(\phi_a) = \frac{c^2 f^2 - a^2 d^2 - b^2 e^2}{2adbe} & \phi_a > 0 \\ \cos(\phi_c) = \frac{a^2 d^2 - b^2 e^2 - c^2 f^2}{2becf} & \phi_c < 0 \\ \cos(\phi_g) = \frac{f^2 k^2 - d^2 g^2 - e^2 h^2}{2dgeh} & \phi_g < 0 \\ \cos(\phi_k) = \frac{d^2 g^2 - e^2 h^2 - f^2 k^2}{2ehfk} & \phi_k > 0 \end{cases} \quad (7)$$

式(8)中 ϕ 是测量臂和参考臂信号间的相位差,如果改变光纤端口参考点的选取,会给该路信号带来一个恒定的相位差 ϕ_p ,但是这个相位差 ϕ_p 不会对出口口的功率 P_1, P_2, P_3 带来影响,所以在此不讨论。如果两束功率分别为 P_4 和 P_6 ,相位差为 ϕ 的激光从 3×3 耦合器的4,6端口输入,耦合器1,2,3端口输出的光的电场矢量表示为

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b & c \\ d & e & f \\ g & h & k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{i\phi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_4^{1/2} \\ 0 \\ P_6^{1/2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

矢量与其共轭矢量的积 $\alpha\alpha^*$ 是矢量模的平方,电场矢量模的平方与其功率成正比。

$$\begin{cases} P_1 = \alpha\alpha^* = a^2 P_4 + c^2 P_6 + 2acm \cos(\phi + \phi_c - \phi_a) P_4^{1/2} P_6^{1/2} \\ P_2 = \beta\beta^* = d^2 P_4 + f^2 P_6 + 2dfm \cos \phi P_4^{1/2} P_6^{1/2} \\ P_3 = \gamma\gamma^* = g^2 P_4 + k^2 P_6 + 2gkm \cos(\phi + \phi_k - \phi_g) P_4^{1/2} P_6^{1/2} \end{cases} \quad (9)$$

式(6)、(7)、(9)中,字母 a, b, c, d, e, f, g, h 和 k 表示矩阵 \mathbf{M}_3 中元素的模,式(9)中参数 m 是两束光偏振分析的归一化参数,一般的情况下,耦合器是保偏的,光纤是双折射的,从而有 $m < 1$ 。在完全对称 3×3 耦合器中,矩阵 \mathbf{M}_3 的每个元素的模都是 $\sqrt{3}/3$,这种情况下, $\phi_c - \phi_a = 120^\circ$ 并且 $\phi_k - \phi_g = -120^\circ$ 。

现实中光纤耦合器作为物理器件,并不是完全对称的,分光比达不到理想的1:1:1,矩阵 \mathbf{M}_3 的每个元素的模是一个近似 $\sqrt{3}/3$ 的固定值,在这种情况下, $\phi_c - \phi_a \approx 120^\circ$ 并且 $\phi_k - \phi_g \approx -120^\circ$ 。实验系统中使用的光纤耦合器同侧三个端口输出功率的不一致性约为0.5 dB,系统正常工作。

使用 3×3 耦合器而不是 2×2 耦合器构造干涉仪,是为了同时获取4,6两个端口的光功率数据,来测量光纤长度变化和方向变化。当两个端口上相位差不是严格的 120° 时,并不影响长度变化的计算和变化方向的判断。

试验系统中使用的光纤耦合器隔离度为 ≥ 55 dB,系统正常工作。光纤耦合器的隔离度等参数对系统性能的影响有待进一步试验研究。

耦合器的4端口与6端口所接光纤上的反射光信号的相位差 ϕ 每改变 $2\pi, P_2, P_3$ 的幅值,即PD2、PD3上探测到的光功率会有一个周期的变化。

测量光在真空中的波长为 λ ,光纤折射率为 n 。式(9)中,2、3端口输出光的功率分别表示为一个恒定值 P_c 与一个余弦函数值 P_a 之和。一种较方便的计数方法是,取该恒定值 P_c 为计数阈值点,选取端口2为主计数端口,从任意一个计数点开始,式(8)中 ϕ 每改变 2π ,即余弦函数过一个周期,光功率交变部分从0增大到最大值后减小到0,然后继续减小到最小值后再增大到0。这个过程计数值为2,对应干涉条纹移动1条,即测量臂光程对参考臂光程长度变化为 λ/n 。光信号在光纤中往返,光纤长度变化为光程长度变化的一半即 $\lambda/2n$ 。即计数值变化1对应的光纤长度变化为 $\lambda/4n$,对应的时间延迟变化 $\lambda/4c$ 。联合2、3端口输出功率值变化,通过计算,既可以得到测量臂光纤相对于参考臂光纤的长度变化,又可以得到长度变化的方向。测量光波长 λ 变化显然会影响计数结果和测量臂长度测量,其变化的影响和对应的修正方法将在2.2节给出。

2.2 测量激光波长漂移的影响和补偿

系统中使用的1 310 nm激光器存在频率漂移,以下对激光器频率变化对测量结果的影响进行分析。

传输光纤长度为 L ,迈克尔逊干涉仪的测量臂的光程为 $2L$,测量激光中心频率为 f ,激光中心频率变化为 $\Delta f=f_1-f_2$,设光纤长度不变,光纤纤芯折射率为 n ,激光中心频率变化引起的干涉条纹移动数量 N 满足

$$N = \frac{2nL \cdot f_2}{c} - \frac{2nL \cdot f_1}{c} = \frac{2nL}{c} (f_2 - f_1) = \frac{2nL}{c} \Delta f \quad (10)$$

1 310 nm 激光的频率约为 229 T Hz,当干涉条纹移动1个周期时

$$\frac{2nL}{c} \Delta f = 1 \quad (11)$$

又有 $L=100$ m,(包括传输光纤30 m和补偿模块等其他光纤70 m),如果仅通过激光器波长变化引起干涉条纹移动1个周期,即条纹计数法的计数偏差为2,则对应测量激光的频率变化 Δf 为1 MHz,即激光器频率变化 Δf 为0.5 MHz时,就会导致干涉条纹计数值偏差1。

实际系统中使用的是大族激光定制的激光器,1 310 nm激光器线宽为9.5 kHz,由激光器线宽引起的测量误差小于0.01个波长,对应光纤长度变化13.1 nm,对应时间延迟变化43.7 as。而激光器的频率漂移范围在100 s内约为5 MHz,远超过0.5 MHz,必须对激光器频率漂移进行检测并将漂移数据参与计算以修正频率漂移的影响。

图1中浅色虚线框中的两个迈克尔逊干涉仪用来检测激光器频率漂移,每个干涉仪测量原理与2.1节中描述的一致。

FRM5、FRM6与左侧的耦合器、PD5、PD6组成了一个干涉仪,其两臂光纤 p 和 p' 产生的干涉条纹变化由PD5、PD6探测;FRM7、FRM8与右侧的耦合器、PD7、PD8组成了一个干涉仪,其两臂光纤 q 和 q' 产生的干涉条纹变化由PD7、PD8探测。光纤 p 、 p' 使用同一种温度延时系数,光纤 q 、 q' 使用另一种温度延时系数的光纤。这样,对应同样的环境温度变化,两个干涉仪上会有不同的干涉条纹变动,而对于测量激光波长变化,在两个干涉仪上也会产生不同的干涉条纹变化。对于每个光纤干涉仪,其测量臂与参考臂的臂长差等于测量光纤的长度。 p 、 p' 长度差记为 L_1 , q 、 q' 长度差记为 L_2 。

假设光纤时延不变,即 L_1 和 L_2 都为恒定值,激光器从频率 f_1 变化到频率 f_2 产生的相干周期数量为

$$N_1 = \frac{2nL_1}{\lambda_1} - \frac{2nL_1}{\lambda_2} = \frac{2nL_1}{c} (f_1 - f_2) = \frac{2nL_1}{c} \Delta f \quad (12)$$

$$N_2 = \frac{2nL_2}{\lambda_1} - \frac{2nL_2}{\lambda_2} = \frac{2nL_2}{c} (f_1 - f_2) = \frac{2nL_2}{c} \Delta f \quad (13)$$

式中, λ_1 为激光频率 f_1 对应的激光波长, λ_2 为激光频率 f_2 对应的激光波长, N_1 和 N_2 为包含小数部分的有理数, n 为光纤折射率, c 为真空光速,有 $c = \lambda_1 f_1 = \lambda_2 f_2$ 。

假设激光器工作频率为恒定值,即不产生频率漂移,测量光纤长度受温度影响产生相位漂移,测量光纤长度 L_1 变化到 L_1' ,测量光纤长度 L_2 变化到 L_2' 产生的相干周期数量为

$$N_3 = \frac{2nL_1}{\lambda} - \frac{2nL_1'}{\lambda} = \frac{2nf}{c} (L_1 - L_1') = \frac{2nf}{c} \Delta L_1 \quad (14)$$

$$N_4 = \frac{2nL_2}{\lambda} - \frac{2nL_2'}{\lambda} = \frac{2nf}{c}(L_2 - L_2') = \frac{2nf}{c}\Delta L_2 \quad (15)$$

式中, N_3 和 N_4 为包含小数部分的有理数。

不考虑振动对光纤延时的影响的情况, 光纤干涉仪检测到的相位漂移结果包含了两种相位漂移: 光纤延时变化产生的相位漂移, 激光频率漂移产生的相位漂移。即

$$N_{L1} = N_1 + N_3 = \frac{2nL_1}{c}\Delta f + \frac{2nf}{c}\Delta L_1 \quad (16)$$

$$N_{L2} = N_2 + N_4 = \frac{2nL_2}{c}\Delta f + \frac{2nf}{c}\Delta L_2 \quad (17)$$

某一特定型号光纤的温度延时系数为可以精确测量的已知量, 假设测量光纤 L_2 与测量光纤 L_1 的温度延时系数比值为 A , 两种光纤在同样环境下有同样的温度变化, 则有

$$\frac{\Delta L_2}{L_2} = A \frac{\Delta L_1}{L_1} \quad (18)$$

由式(12)、(13)可得

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{L_1}{L_2} \quad (19)$$

由式(14)、(15)、(18)可得

$$\frac{N_3}{N_4} = \frac{\Delta L_1}{\Delta L_2} = \frac{L_1}{A \cdot L_2} \quad (20)$$

由式(16)、(17)、(19)、(20)可得测量光纤 L_1 和 L_2 内激光频率漂移产生的相位漂移量为

$$N_1 = \frac{A \cdot L_2 \cdot N_{L1} - L_1 \cdot N_{L2}}{(A - 1) \cdot L_2} \quad (21)$$

$$N_2 = \frac{A \cdot L_2 \cdot N_{L1} - L_1 \cdot N_{L2}}{(A - 1) \cdot L_1} \quad (22)$$

式中, 测量光纤长度 L_1 和 L_2 为已知量, A 为两种光纤温度延时系数的比值, 也为已知量, N_{L1} 和 N_{L2} 为光纤干涉仪检测值, 因此可以通过双干涉仪使用不同温度延时系数的测量光纤求出激光频率漂移量。

相位漂移检测电路利用解调出的相位漂移量 N_1 , 计算出激光频率漂移量 Δf 为

$$\Delta f = \frac{(A \cdot L_2 \cdot N_{L1} - L_1 \cdot N_{L2}) \cdot c}{2n(A - 1) \cdot L_1 L_2} \quad (23)$$

使用上述方法测量计算得到 Δf , 在补偿计算时修正由激光器频率漂移引起的偏差。另外, 补偿设备内部通过设计一段固定长度的色散补偿光纤对光梳信号进行色散补偿。

2.3 控制电路和补偿器

测量臂长度变化引起的干涉条纹变化使得 PD 探测到的光信号功率发生变化, 光功率变化通过模数转换器 (Analog to Digital Converter, ADC) 后输入微控制器。

测量臂的光纤长度每变化一个波长, 干涉条纹就相应的平移一个条纹距离, PD 探测到的光功率就会产生一个周期的强弱变化。两个 PD 配合探测, 可以判断出干涉条纹的移动方向和移动数量。

系统中, PD1、PD2 探测输入段光纤延迟变化, PD3、PD4 探测输出段光纤延迟变化, PD5、PD6、PD7、PD8 探测 1 310 nm 激光器频率漂移。

PD 探测到的光信号功率经过 ADC 后进入 FPGA 处理器, 处理器根据各光功率数据计算测量臂的长度变化, 得到光纤长度的变化和同一时间激光器频率漂移量。并根据光纤长度变化和激光器频率漂移量计算需要给 PZT 和 TEC 的控制量。计算得到的控制量经数模转换器 (Digital to Analog Converter, DAC) 后输出给 PZT 和 TEC 进行长度补偿。每个控制周期为 0.2 ms, 系统每秒完成 5 000 次测量和补偿。

补偿器件由缠绕光纤的 PZT 和 TEC 组成。缠绕光纤的长度为 70 m。PZT 用于快速对高频变化进行补偿, TEC 用于扩展 PZT 的补偿行程。系统初始化后, TEC 和 PZT 均位于其行程的中间位置, 开启补偿功能后, 由 PZT 进行小行程补偿。当测量臂长度变化接近 PZT 补偿行程限制时, 使用 TEC 补偿该长度变化, 并在 TEC 控制补偿光纤变化的同时逐渐使 PZT 返回中心位置, 释放 PZT 的补偿行程。在单一方向, 可以通过

这种方式由TEC补偿多次释放PZT行程。原理框图见图2。

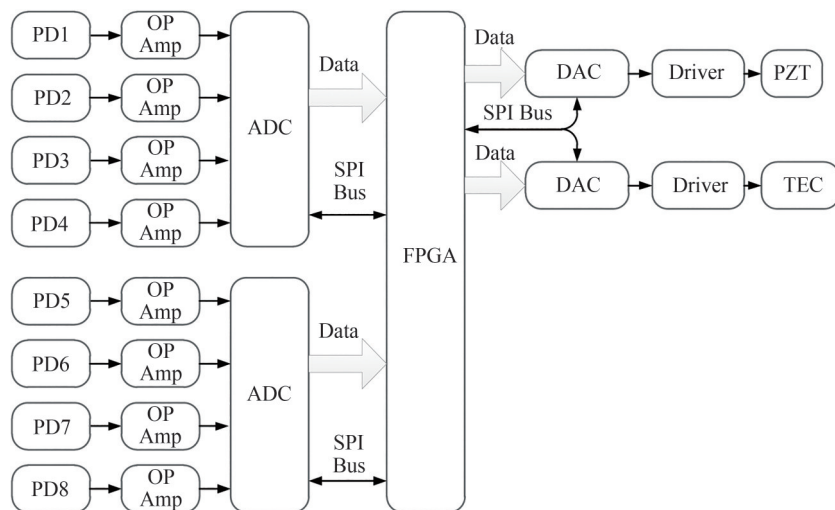


图2 控制电路功能部分原理框图
Fig.2 Functional part of control circuit diagram

实验系统中使用的PZT的补偿行程约为±200 fs,补偿控制器DAC的精度为16位,考虑电子学的噪声,实际可用的精度为12位,PZT对光纤延迟的调节步进为0.1 fs。TEC的补偿行程约为60 ps,工作温度范围为±30 °C,调节精度为0.1 °C,对光纤延迟的调节步进100 fs。TEC调节步进小于PZT调节行程,为PZT调节行程的1/4。

在被补偿光纤单位时间内长度变化不大的情况下,TEC释放PZT的1/2补偿行程的时间小于PZT补偿占用到1/2补偿行程的时间,可以实现协同补偿。

3 测试系统和测试数据

搭建了测试系统进行测试,对使用该方法的补偿装置进行了功能性验证。补偿装置搭建完成后,先使用补偿装置和少量外围器件进行了基本的补偿功能自测试,然后联合飞秒光梳,对传输光梳信号的情况进行了测试。

3.1 补偿装置自测试

补偿装置带有通信接口,通过该接口,装置内置的控制器可以将测量数据直接输出。本测试通过补偿装置探测、记录并输出在补偿关闭和补偿开启两种条件下,光纤的长度变化情况。

测试系统主要由主动补偿装置、30 m光纤(由TEC控温)、波分复用器、法拉第反射镜等组成。系统连接如图3所示。测试系统中的主动补偿装置对图3中a'bg'h'段光纤的长度变化进行测量,分别测试不进行补偿和进行补偿的情况下的光纤长度变化。g段光纤使用TEC控温,用于模拟环境温度变化后产生的光纤长度变化。

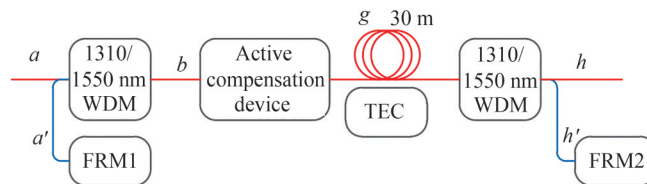


图3 自测试系统框图
Fig.3 Self test system diagram

主动补偿装置开机,启动其中的1310 nm激光器和干涉计数电路,在补偿器件不使能和补偿器件使能的两种情况下,通过外部的TEC控制g段光纤温度,制造光纤长度变化,由主动补偿装置探测并记录a'bg'h'段光纤上的测量计数数据。

外部TEC控制g段光纤温度。每次测试从室温26 °C开始,开启制冷5 min后关闭制冷,继续测量5 min,

共 10 min。在一个测试周期内, g 段光纤温度从 26 °C 下降到 5 °C 再上升到 18 °C, 温度变化范围约为 21 °C。

数据采集率为 500 次/s, 相邻两个数据点间时间间隔 2 ms, 每次测试记录大约 30 万个数据点, 每个数据点是该时刻的光纤长度变化干涉计数值, 1 计数值对应 1.09 fs。使用测试数据绘制曲线, 用计数值换算到光纤长度变化值, 再换算为时间延迟量, 得到被测光纤上时间延迟随时间变化的曲线, 结果如图 4 所示。补偿关闭的情况下, 光纤延迟随温度变化而变化, 10 °C 温度变化引起的延迟变化约为 20 ps; 补偿启用的情况下, 光纤延迟不随温度变化改变, 整体维持在 ± 1.1 fs 以内, 仅在少数点出现了超过 2 fs 的变化, 变化量仍小于 6 fs, 峰峰值小于 10 fs。存在干涉条纹计数绝对值超过 1 的计数点, 即延迟变化超过了 1.09 fs, 其中变化最大的点, 测到了 -5 的计数, 对应的延迟变化达到了 5.45 fs, 意味着在这些点, 延迟变化虽然被探测到, 但补偿装置进行补偿后, 并没有在这个补偿周期内将长度补偿到计数为 0 的范围内。其原因可能为环境中高于补偿频率上限的噪声等, 在后续研究中将尝试通过优化补偿算法和提高控制带宽上限等方法进行改进。

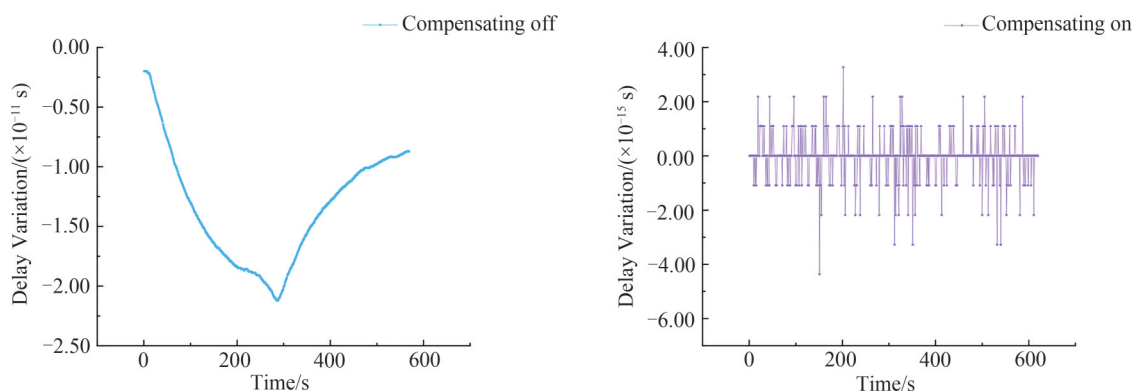


图 4 补偿关闭和开启条件下时间延迟变化
Fig.4 Time delay variations under compensating off and on

以上测试结果使用了 1 310 nm 激光对从 FRM1 到 FRM2 的整段光纤的往返光程的测量值。实际应用时, 误差还包括参考臂光纤长度抖动和补偿装置中未被测量到的 d 段光纤上的长度抖动等。

3.2 联合光梳测量重频稳定度

上文使用补偿装置内部的条纹计数的测量值进行计算, 电路噪声等因素没有被测量到。为了能进一步了解系统的特性, 增加了光梳等设备, 使用短稳相噪分析仪 5125 A, 对补偿装置的性能从外部进行进一步的测量。测试使用的光梳功率 40 mW, 重频 200 MHz, 载波包络相移 f_{ceo} 、拍频 f_{beat} 和重复频率 f_r 的稳定度都优于 1×10^{-16} @1s, 2×10^{-20} @ 10^4 s。

搭建如图 5 所示的测试系统。将飞秒光梳锁定在氢钟信号上, 分以下三种情况进行了测试。情况 1 直

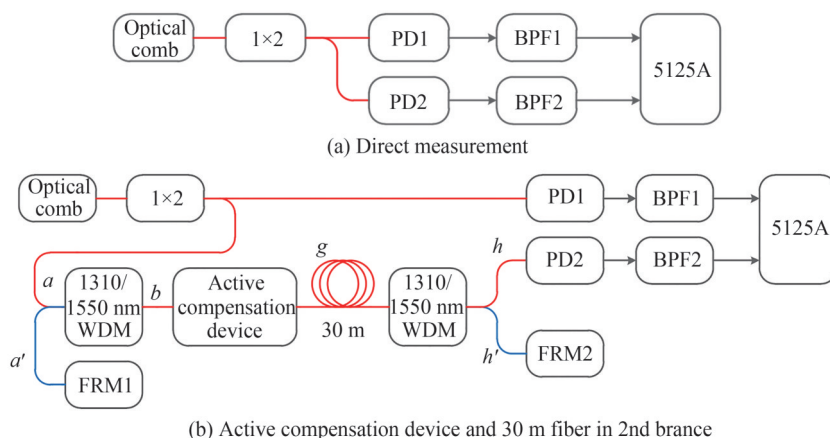


图 5 测试系统框图
Fig.5 Test system diagram

接测量:如图5(a)连接设备,将光梳输出的光信号通过1×2光纤耦合器分为两路,将两路光信号分别直接接入PD,探测到的电信号经过带通滤波器后输入5125 A的输入端口和参考端口,测量频率稳定度;

情况2开启补偿:如图5(b)连接设备,将分光后的1路光信号直接接入PD,另一路接入传递系统和一段30 m长光纤后再接入PD,补偿装置开启补偿功能,探测到的电信号经过带通滤波器后输入5125 A的输入端口和参考端口,测量频率稳定度;情况3关闭补偿:设备连接方式与情况2相同,测量时,补偿装置关闭补偿功能,不对光纤长度变化进行补偿。

对测试的数据进行计算,三种情况下的阿伦方差如图6所示。图中绿色线条是直接光信号分为两路进行探测的频率稳定度,紫色线条是将信号经过补偿传输30 m的频率稳定度,两组测试结果相近,和测试设备5125 A的底噪在同一量级;图中蓝色线条是信号不经补偿传输30 m时的频率稳定度,与另外两组测试结果相比,在各采样周期下均变大了约一个量级。实验结果说明补偿装置有效抑制了传输线上的噪声。

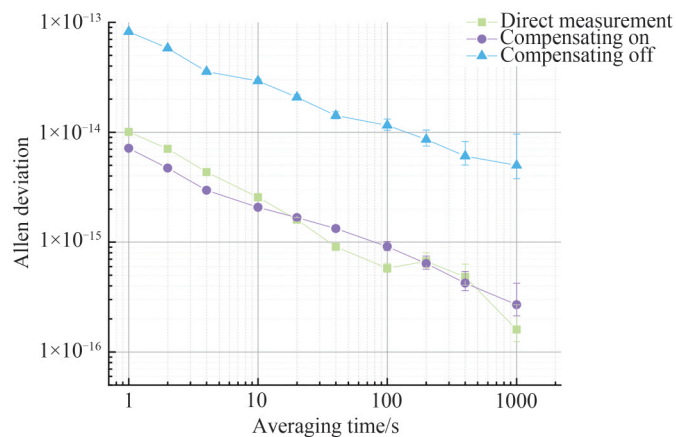


图6 频率不稳定性

Fig.6 Frequency instability

4 结论

本文介绍了一种具有高时间延迟稳定性的光纤频率信号短距离传递噪声抑制方法。在3×3光纤耦合器干涉仪基础上,选用1 310 nm激光作为干涉光源,使用条纹记数法测量传输光纤长度变化,补偿传输光纤随环境温度变化和振动等因素引起的延迟变化,提高了传输光纤的时间延迟稳定性。在5~26 °C的环境温度变化条件下,传输时间延迟变化量小于10 fs。该方法采用嵌入式系统,补偿算法可以通过更新程序进行优化,系统误差主要来自等长代替段光纤差异,探测电路和补偿电路的环境温度变化不影响补偿结果。另外,可以通过行程更大的温控延迟光纤,实现更大环境温度变化范围的延迟补偿,满足空间环境下光纤频率信号短距离传输的需求。

本方法与其他近年进行的光纤频率传递方法相比,其传递距离仅在数十米量级,远小于其他方法数十千米乃至上千千米的传输距离。传输距离短是受限于该方法使用的光纤干涉测量原理:当传输距离超过辅助测量激光(本文使用1 310 nm)的相干长度后,探测不到干涉条纹,无法实现对光纤长度变化的测量,也就无法进行控制补偿。

本方法的优点是精度高和可以承受较大的环境温度变化:传输距离在可用范围内时,干涉测量可以提供较高的测量精度,相比其他方法补偿后数十fs量级^[6-8]的传递时延抖动峰峰值,经过本方法补偿后光纤上时延抖动小于10 fs;本方法的补偿系统还可以适应环境温度大范围变化的条件,可以用于短距离大温度变化环境的频率传输应用,例如地面站钟房到天线的传输,空间站钟组到舱外比对链路的传输等。

参考文献

- [1] HEAVNER T P, DONLEY E A, LEVI F, et al. First accuracy evaluation of NIST-F2[J]. Metrologia, 2014, 51(3): 174-182.
- [2] CAMPBELL S L, HUTSON R B, MARTI G E, et al. A fermi-degenerate three-dimensional optical lattice clock[J].

- Science, 2017, 358(6359):90-94.
- [3] DONG Shaowu, WANG Yanping, WU Wenjun, et al. Progress of TAI and timekeeping work in NTSC[J]. Journal of Time and Frequency, 2018, 41(2):73-79
董绍武, 王燕平, 武文俊, 等. 国际原子时及NTSC守时工作进展[J]. 时间频率学报, 2018, 41(2):73-79
- [4] SAMAIN E. Clock comparison based on laser ranging technologies[J]. International Journal of Modern Physics D, 2015, 24(08):1530021.
- [5] MENG Sen, GUO Wenge, ZHAO Wenyu, et al. 9.2 GHz microwave frequency transmission via 50 km optical fiber[J]. Acta Photonica Sinica, 2015, 44(7):0706003.
孟森, 郭文革, 赵文宇, 等. 9.2 GHz频率信号50 km光纤传递[J]. 光子学报, 2015, 44(7):0706003.
- [6] ZHAO Cuichen, ZHAO Wenyu, XUE Wenxiang, et al. Microwave frequency dissemination via 50 km optical fiber based on optical delay compensation[J]. Acta Photonica Sinica, 2020, 49(8):0806002.
赵粹臣, 赵文宇, 薛文祥, 等. 基于光学时延补偿的50 km光纤微波频率传递[J]. 光子学报, 2020, 49(8):0806002.
- [7] QUAN Honglei, ZHAO Wenyu, XUE Wenxiang, et al. High-resolution microwave frequency dissemination via 56 km optical fiber based on microwave phase compensation[J]. Acta Photonica Sinica, 2021, 50(4):0406003.
全洪雷, 赵文宇, 薛文祥, 等. 基于微波相位补偿的56 km高精度光纤微波频率传递[J]. 光子学报, 2021, 50(4):0406003.
- [8] LOPEZ O, MY-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.
- [9] NING B, ZHANG S Y, HOU D, et al. High-precision distribution of highly stable optical pulse trains with 8.8×10^{-19} instability[J]. Scientific Reports, 2014, 4(1):1-6.
- [10] RAUPACH S M F, KOCZWARA A, GROSCHE G. Brillouin amplification supports 1×10^{-20} uncertainty in optical frequency transfer over 1 400 km of underground fiber[J]. Physical Review A, 2015, 92, 021801(R):1-5
- [11] PREDEHL K, GROSCHE G, RAUPACH S M F, et al. A 920-kilometer optical fiber link for frequency metrology at the 19th decimal place[J]. Science, 2012, 336(6080):441-444.
- [12] JIANG H, KEFELIAN F, CRANE S, et al. Long-distance frequency transfer over an urban fiber link using optical phase stabilization[J]. Optical Society of America B, 2008, 25(12):2029-2035.
- [13] BERCY A, STEFANI F, LOPEZ O, et al. Two-way optical frequency comparisons at 5×10^{-21} relative stability over 100-km telecommunication network fibers[J]. Physical Review A, 2014, 90, 061802(R):1-5
- [14] DROSTE S, OZIMEK F, UDEM T, et al. Optical-frequency transfer over a single-span 1 840 km fiber link [J]. Physical Review Letters, 2013, 111(11):110801.
- [15] CALOSSO C E, BERTACCO E, CALONICO D, et al. Frequency transfer via a two-way optical phase comparison on a multiplexed fiber network[J]. Optics Letters, 2014, 39(5):1177-1180.
- [16] SANG K S. Optical fiber interferometers with $[3 \times 3]$ directional couplers: analysis[J]. Journal of Applied Physics, 1981, 52(6):3865-3872.
- [17] RICHARD G P. Analysis of fiber interferometer utilizing 3×3 fiber coupler[J]. IEEE Journal of Quantum Electronics, 1982, 18(10):1601-1603.
- [18] SCHLIEP F, HERETH R, SCHIFFNER G. Phase sensitive investigations of 3×3 singlemode fibre directional couplers [J]. Electronics Letters, 1993, 29(1):68-70.
- [19] TODD M D, SEAVER M, BUCHOLTR E. Improved operationally-passive interferometric demodulation method using 3×3 coupler[J]. Electronics Letters, 2002, 38(15):784-786.
- [20] BENJAMIN J P, MATTHIAS L, OLAF M, et al. FOKUS II - Space flight of a compact and vacuum compatible dual frequency comb system[J]. Journal of the Optical Society of America B, 2021, 38(3):932-939.
- [21] YUE Yaoli, LIU Pengfei, TANG Chao. Phase-stabilized transmission technology of optical fiber based on fringes counting method of optical fiber interferometer[J]. Optical Communication Technology, 2021, 45(6):22-25.
岳耀笠, 刘鹏飞, 唐超. 基于光纤干涉仪条纹计数法的光纤稳相传输技术[J]. 光通信技术, 2021, 45(6):22-25.
- [22] WANG Jianfei, WANG Xiao, LUO Hong, et al. Influence of rotation angle and working wavelengths of faraday rotation mirror on single-mode fiber optics Michelsoninterferometer [J]. Chinese Journal of Lasers, 2010, 37(4):1042-1046.
王建飞, 王潇, 罗洪, 等. 法拉第旋光镜旋转角和工作波长对单模光纤迈克耳孙干涉仪性能的影响[J]. 中国激光, 2010, 37(4):1042-1046.

Noise Suppression of Frequency Transfer on Short-distance Optical Fiber Link Based on 3×3 Fiber Coupler

HU Zhenyuan^{1,2}, YUE Yaoli³, ZHANG Yanyan¹, GAO Shuaihe¹, YANG Xiguang^{1,2},

SUI Ming³, PAN Zhibing¹, ZHANG Shougang¹, LI Yang¹

(1 National Time Service Center, Chinese Academy of Sciences, Xi'an 710600, China)

(2 University of Chinese Academic of Sciences, Beijing 100049, China)

(3 The 34th Research Institute of CETC, Guilin 541004, China)

Abstract: Optical clocks have reached an instability level of 10^{-19} . Remote clock comparisons require more stable frequency transfer systems. Remote time and frequency transfer are currently performed using RF link or laser link. The signal pathway between the clock and RF/laser transceiver also requires high stability. In some applications, ambient temperature change is the main noise source. However, it is difficult to control optical fiber temperature precisely under certain circumstances such as on a space station.

A noise suppression method is developed and a frequency transfer system is designed using Michelson interferometer based on a 3×3 fiber coupler. A 3×3 fiber coupler rather than a 2×2 fiber coupler is chosen to build a Michelson interferometer because the direction of the fiber length change can be judged effectively when a 3×3 fiber coupler is used. An optical comb is used as a frequency source, with a wavelength of 1550 nm, an output power of 40 mW, and f_r (repetition frequency) at 200 MHz. A 1310 nm CW-laser is used as a measurement scale. The two laser beams are input into the same optical fiber via a WDM. Another WDM split the two laser beams at the end of the optical fiber. The optical comb laser beam can be directly input into the target device. The measurement laser beam is reflected by a Faraday rotation mirror back to the fiber coupler. The optical fiber is the measuring arm of the Michelson interferometer. Photodiodes detect the interference fringe.

An embedded system is employed in counting the interference fringe shift amount, calculating the compensation value, tuning the fiber length, and compensating the time delay variation in real time. A compensation device was built, and experiments were carried out.

The experimental system is mainly composed of a compensation device, 30 m optical fiber, wavelength division multiplexers, Faraday rotation mirrors, and other auxiliary devices. The temperature of the 30 m optical fiber is controlled by an external TEC. For each test, the temperature of 30 m optical fiber is decreased from 26 °C to 5 °C and then increased to 18 °C. The temperature variation range is 21 °C.

When the compensation is off, the time delay changes for approximately 20 ps for each 10 °C change. When the compensation is on, the time delay has mostly no change. The change is more remarkable than 2 fs at only a few points, which is still lesser than 6 fs.

In another experiment, the optical comb laser is split into two beams and input into two optical fibers. Each laser beam is detected by a photodiode. The frequency signals from photodiodes are filtered by bandpass filters and input to a 5125 A phase noise test set as input signal and reference signal respectively. The frequency instability of f_r is measured in the following three cases. In the first case, two short optical fibers of a similar length are used. The frequency instability characterizes the background noise of the test system. In the second case, one optical fiber is a short fiber, and the other is a 30 m fiber. The compensation device is disabled and connected in front of the 30 m fiber. The frequency instability of f_r increases by about an order of magnitude compared with the first case. In the third case, one optical fiber is a short fiber and the other is a 30 m fiber. The compensation device is connected in front of the 30 m fiber and enabled. There is no obvious change in the frequency instability of f_r between the first and the third case.

This work is expected to provide an effective solution for the noise suppression of the transmission pathway from the optical clock to the RF/laser transceiver under space conditions.

Key words: Fiber interferometer; Frequency transfer; Noise suppression; Fringes counting method; Wavelength division multiplexing

OCIS Codes: 060.2330; 260.3160; 120.3180