

基于被动补偿的点到多点微波信号光纤稳相传输

姜瑶, 邹喜华*, 严相雷, 罗斌, 潘炜, 闫连山

西南交通大学信息科学与技术学院信息光子与通信研究中心, 四川 成都 611756

摘要 微波信号的稳相传输在雷达、空间观测以及卫星导航等领域有广泛的应用。针对目前点对点稳相传输方案传输效率不高以及主动补偿速度较慢等问题, 研究并提出了一种基于被动补偿的适用于大范围、多站点微波信号光纤稳相传输的方案。微波信号在本地端经功分器分为两路, 分别作为待传信号和分频后的探测信号; 待传信号在本地端与经光纤往返传输的探测信号混频获得下变频信号; 该下变频信号传输到远端与前向探测信号混频后生成相位稳定的微波信号, 通过结构的合理设计实现点到多点稳相传输。经过实验验证后可知: 2 GHz 信号在 10 km 光纤链路下多链路分布结构的均方根(RMS)延时抖动为 0.968 ps, 在 11 km 光纤链路下单链路分布结构的均方根延时抖动达到 1.606 ps。

关键词 光纤光学; 微波光子学; 频率传输; 相位漂移; 混频

中图分类号 TN929.11

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201939.0906005

Point-to-Multipoint Phase-Stabilized Microwave Signal Transmission in Optical Fiber Links Using Passive Phase Compensation

Jiang Yao, Zou Xihua*, Yan Xianglei, Luo Bin, Pan Wei, Yan Lianshan

Center for Information Photonics and Communications, School of Information Science and Technology,

Southwest Jiaotong University, Chengdu, Sichuan 611756, China

Abstract Phase-stabilized microwave signal transmission has been widely used for radar, space observations, and satellite navigation. To address the problems of low transmission efficiency and slow speed of active compensation in a point-to-point phase-stabilized transmission scheme, herein, we propose a scheme for point-to-multipoint microwave signal transmission *via* optical fiber links using passive phase correction, which is required for achieving a large compensation range and multiple access points. At the local end, we use a power splitter to divide the microwave signal into two paths, which are used as the signal to be transmitted and detection signals after frequency division. The signal to be transmitted is mixed with the detection signal following a roundtrip transmission *via* the optical fiber to obtain a down-converted signal. The down-converted signal is then transmitted to the remote end through the same fiber link to be mixed with the forward detection signal for one-trip transmission. This generates a stabilized microwave signal, and the stable point-to-multipoint phase transmission is realized from a rational design of the structure. Experimental results show that the root mean square (RMS) timing jitter of a 2-GHz signal in this multi-link distributed structure is 0.968 ps across a 10-km fiber link, whereas the RMS timing jitter of a single-link distributed structure is 1.606 ps over an 11-km fiber link.

Key words fiber optics; microwave photonics; frequency transmission; phase drift; frequency mixing

OCIS codes 060.5625; 040.1880; 280.5600

1 引 言

微波信号的稳相传输在射电天文学^[1-2]、雷达检测系统^[3]及光载无线通信^[4-5]等方面有着重要的作用。光纤具有低损耗、抗电磁干扰、重量轻等优点, 被广泛应用于长距离传输高精度微波信号。温度及

应力等对光纤的影响, 会造成光信号群时延随机变化, 进而导致恢复出的微波信号不稳定, 因此, 多种方法被提出用以消除相位抖动^[6-8]。

稳相传输的方法可以分为电补偿法和光学补偿法, 也可以分为主动补偿法和被动补偿法。其中主动补偿法的核心思想是通过信号的往返传输在本地

收稿日期: 2019-04-01; 修回日期: 2019-05-03; 录用日期: 2019-05-20

基金项目: 国家高技术研究发展计划(863 计划)(2015AA016903)、四川省科技计划项目(2019JDJQ0022)

* E-mail: zouxihua@swjtu.edu.cn

端或远端进行相位检测,利用检测结果控制调节器件,使得传输到远端的信号相位稳定,一些通过主动补偿方法实现多点稳相传输的方案被提出^[9-11]。该方法补偿范围会受相位补偿器件限制,且一般需要多个振荡周期才能实现远端信号相位的稳定,这给快速、大范围、远距离的稳相传输带来不小的挑战。被动补偿的方法通过混频相消的方法实现稳相传输,不需要任何相位补偿器件,通过混频的方法实现相位共轭,从而达到相位反向预偏置的效果。由于不依赖于相位补偿器件,通过结构的合理设计可以实现快速、大范围、远距离的微波信号稳相传输。

近几年,通过被动补偿方法实现多点稳相传输的方案也被提出^[12-15]。中国计量科学院与清华大学联合提出一种微波信号分配方法^[12],微波信号经过往返三次传输在远端同三倍频的微波信号混频实现相位扰动的消除。在进行多点稳相传输时,为了区分不同的用户,各远端回传的光信号中心波长各不相同,因此需要大量不同波长的激光器;回传的光信号经同一光环行器后直接传输到远端,会引入相干瑞利噪声的影响。上海交通大学提出了一种被动补偿的单链路分布稳相传输方法^[14],通过往返传输的探测信号同待传信号混频获得差频信号,在结点处回传的探测信号同正向传输的差频信号混频,消除相位扰动。考虑到输入信号的馈通及谐波分量影响,使用双混频的方法避免了隔离度的问题,这种方法也使得各结点处需要增加两个混频器及额外的振荡源,使得结构较为复杂。将中心端相位预补偿信号同待传信号经同一马赫-曾德尔调制器(MZM)调制到光上在远端进行相位消除的方法也被提出^[15],由于待传信号频率为预补偿信号频率的两倍,所以先对待传信号进行了倍频,以避免干扰;中心端及各结点处需要大量的倍频及分频操作,使得结构变得很复杂,且具有单链路多基地的地理局限性。

针对已有方案中存在的结构较为复杂、单链路多基地分布的地理局限性及相干瑞利噪声等问题,本文提出一种基于被动补偿方法的点到多点微波信号光纤稳相传输方案。其中电流开关混频器的应用有效地改善了隔离度问题,不同光波长的使用避免了相干瑞利噪声的影响和复杂的倍频分频操作;并对多链路分布结构及单链路分布结构下微波信号的稳相传输进行了实验验证。

2 基本原理

2.1 被动补偿稳相传输原理

图 1 所示为一种基于被动补偿的微波信号稳相传输原理图^[14]。微波信号分为两路,一路经过二分频后传输到远端作为探测信号,一路作为待传信号。探测信号传输到远端被功分为两路,一路回传后与待传信号混频获得相位反向预偏置的下变频信号;该下变频信号传输到远端与另一路探测信号混频获得相位稳定的上变频信号。 ω_0 为稳定的微波信号角频率, $\omega_0 t$ 表示初相位为 0 的单频信号 $V\cos(\omega_0 t)$ 的相位, V 为微波信号的幅值,本研究主要探讨的是信号相位稳定性问题,故对幅值的变化不予探讨。单频信号通过二分频器后相位变为 $0.5\omega_0 t$,将分频信号调制到光上经过光纤传输后引入了时延 τ_A ,在远端恢复出微波信号,其相位表达式为 $0.5\omega_0(t-\tau_A)$,同理得回传后的分频信号相位为 $0.5\omega_0(t-\tau_A-\tau_B)$ 。本地端待传信号和回传的分频信号混频获得下变频信号,其相位为 $0.5\omega_0(t+\tau_A+\tau_B)$,该下变频信号传输到远端后的相位为 $0.5\omega_0(t+\tau_A+\tau_B-\tau_C)$ 。由此可知,此方案中加载到光上的微波信号频率仅为待传信号源频率的一半。往返三次传输后,最初传输到远端的分频信号由光纤引入的时延已经是下一刻的,记为 $\tau_{A'}$,下变频信号和分频信号在远端进行混频得上变频信号,其相位为 $\omega_0[t+0.5(\tau_A+\tau_B-\tau_C-\tau_{A'})]$ 。

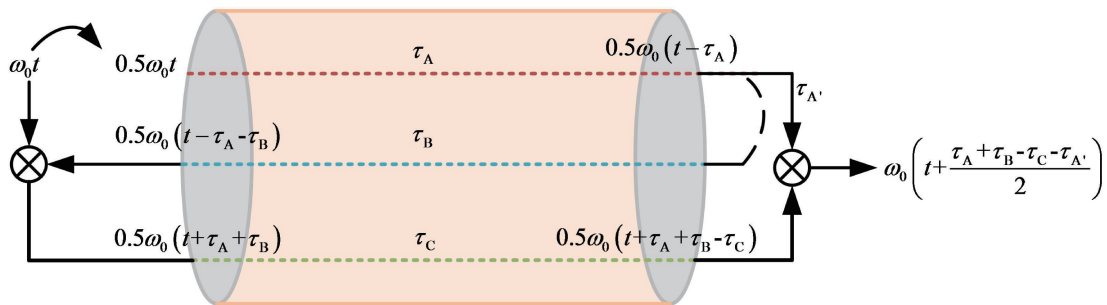


图 1 基于被动补偿的微波信号稳相传输原理示意图

Fig. 1 Schematic of microwave signal phase-stabilized transmission based on passive phase correction

假定光纤长度为 L , 群速度为 v_g , 则特定波长的光信号经过光纤传输产生的群时延 τ_λ 可表示为

$$\tau_\lambda = \frac{L}{v_g} = L\beta_1, \quad (1)$$

式中: β_1 为群速度的倒数, 与色散参量 D 对应的关系为

$$D(\lambda) = \frac{d\beta_1}{d\lambda}. \quad (2)$$

忽略远端恢复出的微波信号时延量常系数 0.5, 定义群时延差 $\Delta\tau$ 为

$$\Delta\tau = \tau_A + \tau_B - \tau_C - \tau_{A'}. \quad (3)$$

将(3)式代入(1)式和(2)式, 得

$$\Delta\tau = LD(\lambda)\Delta\lambda_{AA'} + LD(\lambda)\Delta\lambda_{BC}, \quad (4)$$

式中: $\Delta\lambda_{AA'}$ 表示同一激光器在光信号通过光纤来回传输后两个不同时刻激光器波长的差别, 在激光器稳定工作时, 此波长的变化量可以忽略不计, 故可忽略 $LD(\lambda)\Delta\lambda_{AA'}$; $\Delta\lambda_{BC}$ 表示两不同激光器的波长差。

在稳相传输中研究的主要是相位的稳定性问题, 如果 $\Delta\tau$ 是一个固定值, 则说明激光器波长的不同不会影响微波信号相位的稳定性; 但作为传输媒介的光纤会受到环境因素的影响, 色散参量 $D(\lambda)$ 及光纤长度 L 都会变化, 其中温度对时延差的改变起主要作用。在此, 考虑温度 T 对时延变化的影响, 由文献[13]知

$$\frac{d\Delta\tau}{dT} = \frac{d[LD(\lambda)\Delta\lambda]}{dT} = \Delta\lambda \left[L \frac{dD(\lambda)}{dT} + D(\lambda) \frac{dL}{dT} \right] = \Delta\lambda L \rho, \quad (5)$$

在(5)式中定义了一个新参量 ρ :

$$\rho = \frac{dD(\lambda)}{dT} + D(\lambda) \frac{1}{L} \frac{dL}{dT}. \quad (6)$$

在 1550 nm 附近, 色散参量 $D(\lambda)$ 的值约为 $17 \text{ ps} \cdot \text{km}^{-1} \cdot \text{nm}^{-1}$, 对于 G.652 光纤, 其色散系数 $dD(\lambda)/dT$ 约为 $-1.4 \text{ fs} \cdot \text{km}^{-1} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{C}^{-1}$ [16], 其光纤热膨胀系数 $L^{-1} dL/dT$ 约为 $7 \times 10^{-6} \text{ C}^{-1}$, 将其代入(6)式得 ρ 的值约为 $-1.3 \text{ fs} \cdot \text{km}^{-1} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{C}^{-1}$ 。假定光纤长度 10 km, 波长间隔 2 nm, 温度改变量 10 C , 可得时延改变量约为 260 fs, 此值与实验中使用的 2 GHz 单频信号周期 500 ps 的比值为 5.2×10^{-4} , 故由温度导致的稳相传输结构下 10 km 光纤链路时延变化可以忽略不计, 从而达到在远端恢复出相位稳定的微波信号的目的。

2.2 多链路分布稳相传输原理

通过将待传信号在本地端进行电功分以及将二分频信号调制到光上后进行光功分, 可获得多路电

信号与光信号。光功分的信号通过不同的光纤可以传输到不同远端, 经过光电探测器恢复微波信号; 多路微波信号回传后和电功分后的信号分别进行混频, 以获得多路相位反向预偏置的下变频信号; 下变频信号通过相对应的光纤传输到远端后分别与远端恢复的微波信号进行混频, 获得上变频信号, 从而实现微波信号点到多点稳相传输的目的。

2.3 单链路分布稳相传输原理

由被动补偿稳相传输理论推导可知, 由温度导致的不同波长间的时延变化量很小, 故可认为在光纤长度一定的情况下, 在一个往返传输周期内不同波长的时延差是一个定值。图 2 所示为单链路分布稳相传输原理^[14], 忽略这个时延差的差异。在光链路中任意选取一结点, 时延量分为 τ_1 和 τ_2 两部分, 且 $\tau_1 + \tau_2 = \tau$ 。在该结点的分频回传信号相位可表示为 $0.5\omega_0(t - \tau - \tau_2)$, 在本地端进行下变频的信号传输到该结点后的相位为 $0.5\omega_0(t + 2\tau - \tau_1)$; 两信号进行混频获得相位为 $\omega_0 t$ 的上变频信号, 从而实现单链路多点稳相传输。

3 实验与结果

3.1 多链路分布稳相传输

多链路分布稳相传输结构如图 3 所示, 由信号发生器(MG3694C, Anritsu, 日本)产生频率为 2 GHz 的单频信号。单频信号经功分器分为两路, 其中一路经二分频器(HMC432, ADI, 美国)分频后滤波得到 1 GHz 的探测信号, 一路直接经电功分器分为多路。功率为 3 dBm 的探测信号经调制带宽为 10 GHz 的直调激光器调制到光上, 其中心波长 λ_0 为 1549.5 nm, 经调制后的光信号在本地端进行光功分; 取一路通过 10 km 的普通单模光纤传输到远端, 在远端通过波分复用器后再经光电探测器恢复成微波信号, 恢复的微波信号通过功分器分为两路; 其中一路用来调制波长为 λ_1 (1553.0 nm) 的光载波, 调制后的光信号经光环形器通过同一光纤回传, 在本地端经光环形器后光电探测器得到来回传输的 1 GHz 微波信号; 此微波信号与电功分的 2 GHz 信号通过混频器(LTC5510DC1984A, ADI, 美国)混频后, 经带通滤波器获得相位反向预偏置的 1 GHz 信号, 再经直调激光器调制到波长为 λ_2 (1548.3 nm) 的光载波上; 该光信号经 10 km 光纤传输到远端经波分复用器后经光电探测器恢复 1 GHz 的微波信号, 通过增益可调电放大器(ZFL-1200GH+, Mini-Circuits, 中国)对此微波信号功率进行调节, 调节后

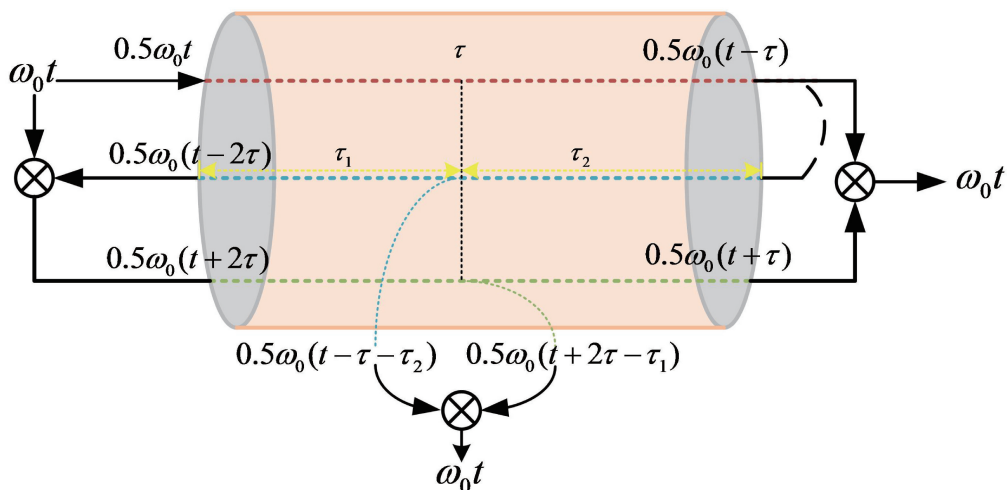


图 2 单链路分布稳相传输原理图

Fig. 2 Schematic of single-link distributed phase-stabilized transmission

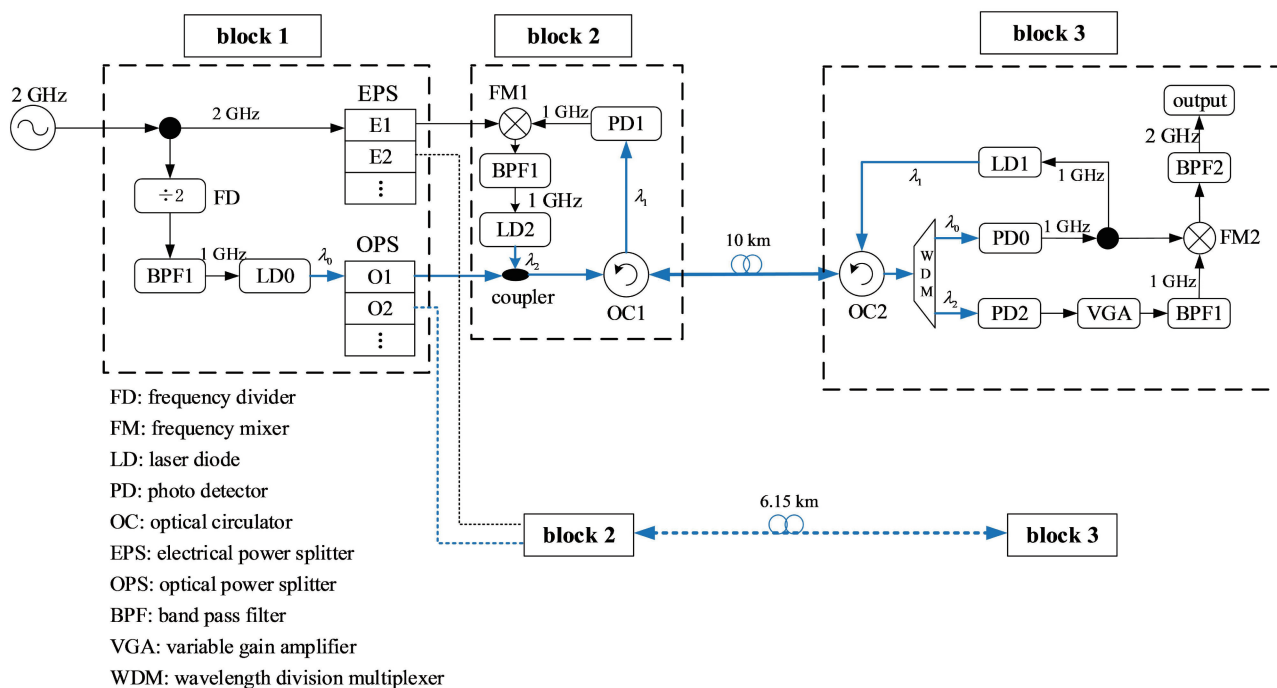


图 3 多链路分布稳相传输结构图

Fig. 3 Structure of multi-link distributed phase-stabilized transmission

的微波信号与远端经功分后的微波信号通过电流开关混频器 (LTC5562, ADI, 美国) 混频, 滤波后得到稳定的 2 GHz 信号输出。在本地端对电功率及光功率进行合理分配, 经过电功分及光功分后的信号利用相同的模块 2 和模块 3 可以实现多点的稳相传输。实验中不同波长光载波的使用有效避免了瑞利相干散射的影响^[8]。

图 4 所示为信号通过 10 km 及 6.15 km 光纤链路后, 利用多链路分布稳相传输与非稳相传输时时延差随时间的变化情况。通过 40 GSa/s 的数字示

波器 (WaveMaster 813Zi, LeCroy, 美国) 在实验室环境下进行测量, 此次实验测量了常温下 9000 s 时间内时延差的变化情况。从图中可看出通过 10 km 光纤稳相传输时时延差峰峰值在 5 ps 左右, 6.15 km 光纤下的峰峰值在 6 ps 左右, 时延差峰峰值随着环境的变化都分别稳定在一个固定值左右; 信号在通过 10 km 与 6.15 km 光纤链路传输后其时延变化均方根值 (RMS) 分别为 0.968 ps 和 1.154 ps。在直接通过 10 km 和 6.15 km 光纤进行电-光-电转换的非稳相传输结构下, 时延差峰峰值分别约为

140 ps 和 100 ps, 时延变化均方根值分别为 40.999 ps 和 33.784 ps。非稳相传输时的时延整体趋势是先增加后减小, 主要是由环境温度先降后升的缓慢变化导致的。图 5 所示为通过 10 km 和 6.15 km 光纤稳相传输与非稳相传输时 0.5 h 内微波信号的余晖图, 可以明显看出非稳相传输结构下信号有较大的时延抖动, 而稳相传输时时延抖动被有效抑制。

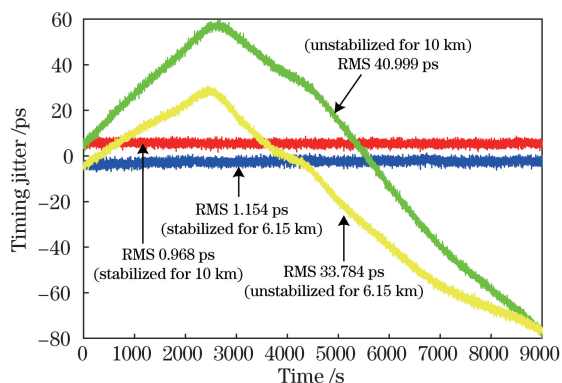


图 4 多链路分布结构下稳相传输与非稳相传输时延差随时间变化情况

Fig. 4 Measured timing jitter as a function of time for phase-stabilized and non-phase-stabilized transmissions in multi-link distributed structure

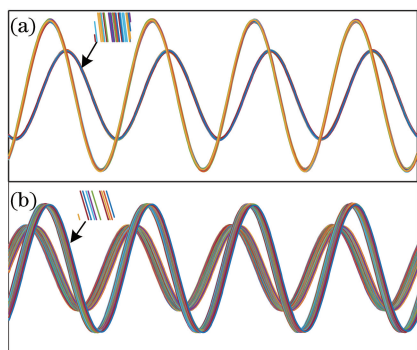


图 5 多链路分布结构下(a)稳相传输与(b)非稳相传输的余晖图

Fig. 5 Persistent waveforms of (a) phase-stabilized and (b) non-phase-stabilized transmissions in multi-link distributed structure

在本文的稳相传输结构中, 混频器隔离度及激光器稳定性对实验结果有重要影响。混频器的隔离度过低将直接导致干扰信号馈通到输出端, 输入端信号功率还会对隔离度造成影响。为了改善混频器隔离度的问题, 实验中使用了电流开关混频器, 射频(RF)端口到中频(IF)端口的隔离度一般可到 40 dB 以上, 在本地端利用混频器实现差频时影响较小; 在远端的和频部分两输入端口频率相等, 为了降低 2 次谐波分量及 3 倍频与输入信号混频产生的差频

信号的影响, 需要对输入信号功率加以控制。对混频器 LTC5562 进行测试后可知, 射频端口微波信号功率范围为 -10 dBm 到 5 dBm, 本振(LO)端口射频功率范围为 -19 dBm 到 -15 dBm 时, 对应频率处上变频时的隔离度较好; 为了实现较好的隔离度, 增益可调放大器 ZFL-1200GH+ 被用于链路中调节 LO 端口的输入信号功率。激光器的不稳定包含阈值电流的变化、频率响应的变化、啁啾特性及波长变化等方面, 其中波长的变化会导致色散延时的改变, 射频功率的变化会对混频器隔离度造成影响。此外, 实验中使用到的激光器、光电探测器、分频器、放大器等器件都会引入一定的噪声, 这些都会影响最终的实验结果。

由图 4 可知, 6.15 km 光纤链路下的稳相传输效果较 10 km 光纤链路下较差, 主要有两方面的原因: 一是 6.15 km 光纤链路中心端对应的混频器隔离度较 10 km 光纤链路对应混频器隔离度差, 导致带有相位扰动信息的信号馈通到输出端; 二是 6.15 km 光纤链路对应的波分复用器使用的是一个光纤布拉格光栅(FBG)和可调光滤波器, 1549.5 nm 没有落在 FBG 反射谱的平坦区域, 对稳相效果有一定的影响。当然, 其他实验器件的性能差异也可能有影响。

3.2 单链路分布稳相传输

单链路分布稳相传输结构如图 6 所示, 在点到点稳相传输的基础上, 在光纤任一点提取稳定的微波信号。在 10 km 光纤和 1 km 光纤间加入一个 50:50 的光耦合器, 此光纤结点处主链路回传的信号只有波长为 λ_1 (1553.0 nm) 的光信号, 故在光耦合器一端直接经光电探测器恢复出 1 GHz 的微波信号; 从本地端到远端的信号包含 λ_0 (1546.4 nm) 和 λ_2 (1549.5 nm) 两个光波长, 其中 λ_2 是研究所需要的部分, 通过一个 FBG 滤除 λ_0 部分获得 λ_2 , 经光电探测器恢复出所需要的 1 GHz 微波信号; 两微波信号在结点处混频滤波得到相位稳定的 2 GHz 微波信号输出。同已有方案^[14]相比, 在结点及远端的电流开关混频器 LO 端口使用增益可调放大器调节信号功率, 实现了混频器隔离度的提升。

图 7 所示为信号在稳相传输与非稳相传输结构下, 通过 11 km 和 10 km 光纤链路时时延差随时间的变化情况。在稳相传输结构下, 通过 11 km 光纤在远端恢复出的微波信号的时延变化均方根值为 1.606 ps, 从主链路上距中心端 10 km 处提取的微波信号的时延变化均方根值为 1.627 ps; 非稳相传

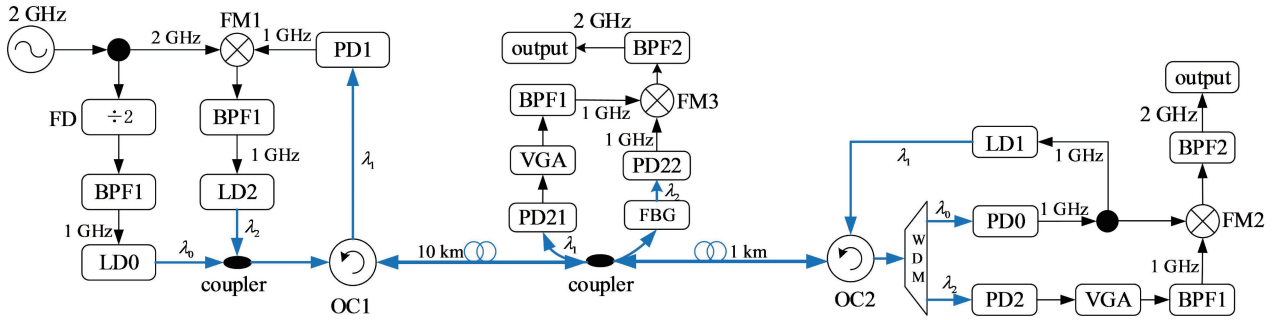


图 6 单链路分布稳相传输结构图

Fig. 6 Structure of single-link distributed phase-stabilized transmission

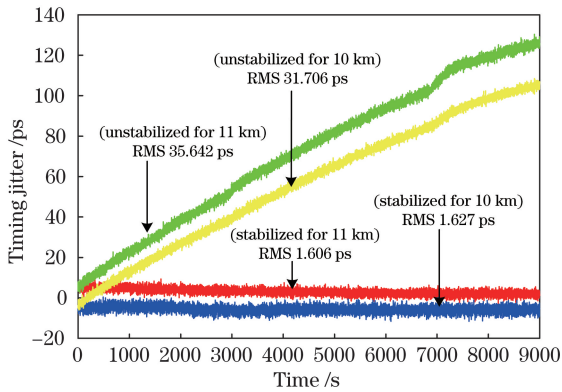


图 7 单链路分布结构下稳相传输与非稳相传输的时延差随时间变化情况

Fig. 7 Measured timing jitter as a function of time for phase-stabilized and non-phase-stabilized transmissions in single-link distributed structure

输结构下,11 km 和 10 km 光纤长度处时延变化均方根值分别为 35.642 ps 和 31.706 ps,光纤长度越长,时延变化越大,受环境的影响越剧烈。图 8 所示为单链路分布稳相传输与非稳相传输时,通过 11 km 和 10 km 光纤传输 0.5 h 后微波信号的余晖图,同样可看出稳相传输时的时延抖动被有效抑制。

通过比较多链路分布稳相传输和单链路分布稳相传输实验结果可知,单链路分布时,通过 10 km 光纤链路传输后的时延差均方根值变大。在单链路分布结构中,实际上结点处的相位扰动来源包含 10 km 和 1 km 的光纤链路,结点处的稳相效果受中心端到远端整个链路的影响。远端光-电-光转换引入的噪声及 FBG 的使用都会对稳相结果造成影响。实际上单链路分布同多链路分布稳相传输实际上可以结合在一起,单链路分布可看作是多链路分布中每一条链路的扩充,这也有待今后的进一步研究。

4 结 论

以被动补偿稳相传输原理为基础,提出了一种

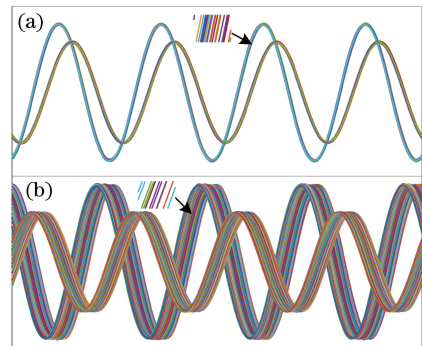


图 8 单链路分布结构下 (a) 稳相传输与 (b) 非稳相传输的余晖图

Fig. 8 Persistent waveforms of (a) phase-stabilized and (b) non-phase-stabilized transmissions in single-link distributed structure

多链路分布与单链路分布的稳相传输方案,电流开关混频器及增益可调电放大器的使用,有效改善了混频器的隔离度问题;实验验证了基于被动补偿方法的多链路分布稳相传输及单链路分布稳相传输的有效性。实验结果表明:在多链路分布稳相传输结构下,2 GHz 微波信号在通过 10 km 与 6.15 km 光纤传输后,9000 s 测试时间内的时延变化均方根值分别为 0.968 ps 和 1.154 ps;在单链路分布稳相传输结构下,2 GHz 微波信号在经 11 km 与 10 km 光纤传输后的时延变化均方根值分别为 1.606 ps 和 1.627 ps。

参 考 文 献

[1] Dewdney P E, Hall P J, Schilizzi R T, *et al.* The square kilometre array[J]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97(8): 1482-1496.
 [2] He Y B, Baldwin K G H, Orr B J, *et al.* Long-distance telecom-fiber transfer of a radio-frequency reference for radio astronomy[J]. Optica, 2018, 5(2): 138-146.
 [3] Younis M, Metzger R, Krieger G. Performance

- prediction of a phase synchronization link for bistatic SAR[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2006, 3(3): 429-433.
- [4] Ye J, Yan L S, Pan W, *et al.* Generation of hybrid frequency and phase shift keying signal for radio over fiber system[J]. Acta Optica Sinica, 2018, 38(2): 0206002.
叶佳, 闫连山, 潘炜, 等. 面向光载无线系统的混合频相调制信号产生[J]. 光学学报, 2018, 38(2): 0206002.
- [5] Liu A L, Yin H X, Wu B, *et al.* Phase-shift characteristics of radio frequency signals for radio over fiber transmission systems[J]. Acta Optica Sinica, 2018, 38(5): 0506003.
刘安良, 殷洪玺, 吴宾, 等. 光载无线通信系统射频信号相移特性研究[J]. 光学学报, 2018, 38(5): 0506003.
- [6] Yin F F, Zhang A X, Dai Y T, *et al.* Phase-conjugation-based fast RF phase stabilization for fiber delivery[J]. Optics Express, 2014, 22(1): 878-884.
- [7] Wang B, Gao C, Chen W L, *et al.* Precise and continuous time and frequency synchronisation at the 5×10^{-19} accuracy level[J]. Scientific Reports, 2012, 2: 556.
- [8] Chang L, Dong Y, Sun D N, *et al.* Influence and suppression of coherent Rayleigh noise in fiber-optic-based phase-stabilized microwave-frequency transmission system[J]. Acta Optica Sinica, 2012, 32(5): 0506004.
常乐, 董毅, 孙东宁, 等. 光纤稳相微波频率传输中相干瑞利噪声的影响与抑制[J]. 光学学报, 2012, 32(5): 0506004.
- [9] Shen J G, Wu G L, Hu L, *et al.* Active phase drift cancellation for optic-fiber frequency transfer using a photonic radio-frequency phase shifter[J]. Optics Letters, 2014, 39(8): 2346-2349.
- [10] Krehlik P, Śliwczynski L, Buczek Ł, *et al.* Multipoint dissemination of RF frequency in fiber optic link with stabilized propagation delay[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2013, 60(9): 1804-1810.
- [11] Cui Y J, Jiang T W, Yu S, *et al.* Precision multiple-access RF dissemination by hybrid frequency modulation technique[C] // Conference on Lasers and Electro-Optics, May 14-19, 2017, San Jose, California. Washington, D. C. : OSA, 2017: ATu4B.3.
- [12] Bai Y, Wang B, Gao C, *et al.* Fiber-based radio frequency dissemination for branching networks with passive phase-noise cancelation[J]. Chinese Optics Letters, 2015, 13(6): 061201.
- [13] Yu L Q, Wang R, Lu L, *et al.* WDM-based radio frequency dissemination in a tree-topology fiber optic network[J]. Optics Express, 2015, 23(15): 19783-19792.
- [14] Li H W, Wu G L, Zhang J P, *et al.* Multi-access fiber-optic radio frequency transfer with passive phase noise compensation[J]. Optics Letters, 2016, 41(24): 5672-5675.
- [15] Cui Y J, Jiang T W, Yu S, *et al.* Passive-compensation-based stable RF phase dissemination for multiaccess trunk fiber link with anti-GVD and anti-backscattering function[J]. IEEE Photonics Journal, 2017, 9(5): 7203608.
- [16] André P S, Pinto A N. Chromatic dispersion fluctuations in optical fibers due to temperature and its effects in high-speed optical communication systems[J]. Optics Communications, 2005, 246(4/5/6): 303-311.