

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2311726

微波宽带超高精度双向时间比对技术研究

王海峰^{1,2}, 王学运^{1,2}, 易航^{1,2}, 张升康^{1,2}, 葛军^{1,2}

(1. 北京无线电计量测试研究所 北京 100854; 2. 计量与校准技术重点实验室 北京 100854)

摘要:当前微波双向时间比对技术广泛应用于视距区域站间时间同步领域,能够达到纳秒站间时间同步水平,对于时间同步指标更高的应用场景还有待进一步提升。本文利用大带宽扩频信号和载波相位在时间测量性能方面的潜在优异性能,提出了基于宽带信号调制解调技术的微波双向载波相位时间比对方法,设计了原型试验系统,利用氢原子钟和相位微跃计验证了实验室条件下系统的测量不确定度(A类)0.27 ps和分辨率4 ps,达到了预期效果,为后续远距离试验和应用推广奠定了坚实的技术和试验基础。

关键词:双向时间比对;宽带信号;载波相位。

中图分类号: TN761 TH7 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 410.55

Research on wideband microwave ultra-high precision two-way time comparison technology

Wang Haifeng^{1,2}, Wang Xueyun^{1,2}, Yi Hang^{1,2}, Zhang Shengkang^{1,2}, Ge Jun^{1,2}

(1. Beijing Institute of Radio Metrology and Measurement, Beijing 100854, China; 2. Science and Technology on Metrology and Calibration Laboratory, Beijing 100854, China)

Abstract: At present, microwave two-way time comparison technology is widely used in the field of inter-station time synchronization in the line-of-sight area, which can reach the nanosecond level. The application scenarios with higher time synchronization indicators need to be further improved. In this article, based on wideband signal modulation and demodulation technology, a microwave two-way carrier phase time comparison system is designed by taking advantage of the bandwidth spread spectrum signal and carrier phase measurement. The measurement uncertainty of the system is 0.27 ps and the resolution of 4 ps is verified by using a hydrogen atomic clock and phase offset generator under laboratory conditions, which achieves the expected effectiveness. It provides a solid technical and experimental foundation for subsequent long-distance experiments and application promotion.

Keywords: two-way time comparison; wideband signal; carrier phase

0 引言

高精度时频信号的传递,在广义相对论验证等基础物理学研究、地球物理重力势测绘、深空探测无线电测距和干涉测量等科学研究方面具有非常重要的意义,在卫星导航星载自主时间保持和高精度授时服务、对地观测、远距离高精度时间和频率比对等工程应用领域有重要应用价值^[1]。

双向伪码时间比对通过双向时间信号传输,可消除信号传播时延,可以实现很高的时频传递精度。随着伪

码扩频测距技术的不断发展,双向时间比对设备越来越简化,集成度越来越高,性能指标越来越优异。目前国际上各时间比对实验室都使用(binary phase shift keying, BPSK)的调制体制,在选用2.5 MChip/s码速率情况下,时间比对不确定度(A类)在0.1~1 ns量级^[2]。西安测绘研究所通过研究星地双向时间同步的基本原理,推导了其数学模型和误差模型,分析了星地双向时间同步精度的误差因素,在北斗试验阶段,验证了星地微波双向时间同步精度可达到1 ns水平^[3-4]。日本情报通信研究机构(National Institute of information and Communications Technology, NICT)为进一步提升卫星双向比对性能,提

出双伪码调制技术,并与台湾通信网络实验室(Telecommunication Laboratories, TL)进行 $2\,000 \times 10^3$ km 距离双向时间比对试验,将时间比对性能提升至 25 ps 水平^[5-9]。北京无线电计量测试研究所研究人员基于灵活二进制偏移载波调制方式,在硬件平台上完成了信号的发射、接收和时间比对测量,并实现了 30 m 自由空间时间比对 2.3 ps 水平^[10-13]。欧空局空间原子钟组计划(atomic clock ensemble in space, ACES)计划为了实现空间钟组向地面钟组高精度时间频率溯源,采用宽带微波链路,时间溯源水平达到 ps 量级^[1]。

在伪码调制时频信号传递中,时间信号的传递与测量精度取决于其自相关函数的尖锐程度,相关函数越尖锐时间测量精度越高,提升双向时间比对精度只能通过增加信号带宽来提升相关函数的尖锐性^[2],以此为基础进行载波相位平滑伪距或者模糊度计算更加容易。由于卫星双向时间比对依赖于通信卫星带宽,一般卫星转发器带宽约为 50 MHz 左右,因此不能无限扩大信号带宽用以提升卫星双向时间比对性能。而微波双向时间比对的应用场景受信号带宽限制没有卫星双向时间比对技术苛刻,可以突破一定信号带宽的限制,因此微波双向可以靠提升信号带宽来达到提升时间比对性能的目的。

为进一步提升微波双向时间比对精度,本文利用 200 MHz 带宽伪码扩频信号进行高精度伪距测量,同时利用其在时间上的高分辨力特性,在载波相位平滑伪距中可以得到准确的伪距初值,最终可以利用载波相位信息进行高精度时间比对,实现了亚皮秒量级时间比对不确定度(A类)。

1 微波宽带双向时间比对系统理论与实现

1.1 宽带双向时间比对信号系统理论

宽带双向时间比对调制解调系统的工作原理是利用高速率扩频伪随机码测距技术和载波相位技术实现高性能原子钟差的皮秒甚至亚皮秒量级测量。其信号与传统卫星导航信号采用调制方式相同,都为二进制相移键控(BPSK)+直接序列扩频(direct sequence spread spectrum, DSSS)调制方式,数学表达式可表示为:

$$s_{BPSK}(t) = D(t)c(t)\cos(2\pi f_{RF}t) \quad (1)$$

其中, $D(t)$ 为电文数据, $C(t)$ 为扩频码信号, f_{RF} 为射频载波频率。

微波双向时间比对的关键在于扩频序列的自相关接收,信号的自相关特性决定了双向时间比对不确定度的优劣,在信噪比一定的情况下,系统所采用的码速率越高,占用带宽越大,信号的自相关函数越尖锐,测量噪声越小,即测量不确定度越小,数学表达式为:

$$\sigma_t = T_c \cdot \sqrt{\frac{4F_1 d^2 B_n}{C/N_0} \left[2(1-d) + \frac{4F_2 d}{TC/N_0} \right]} \quad (2)$$

式中: T_c 为伪码的码片宽度, F_1 为伪码跟踪环鉴别器相关因子, d 为超前、即时、滞后之间的相关器间隔, B_n 为码环路的噪声带宽, C/N_0 为接收信号与噪声功率比,单位为 dB-Hz, T 为积分清除时间, F_2 为码跟踪环鉴别器类型因子。

图 1 显示了在 5 MHz 带宽信号和 200 MHz 带宽信号引入的理论时间测量误差曲线,可以看出,在信噪比相同的情况下,使用大带宽扩频信号引入的时间测量误差更小。

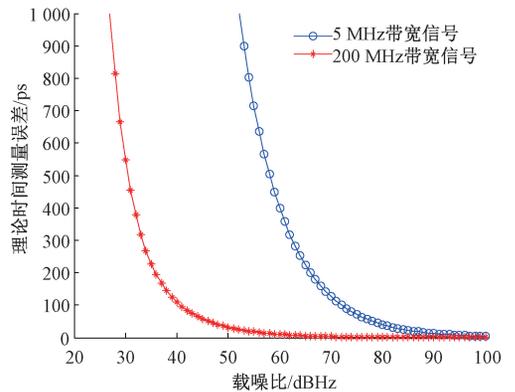


图 1 码速率、载噪比和时间测量不确定的关系

Fig. 1 Relationship among Code Rate, CN0 and time uncertainty

因此,本文采用尽可能大的信号带宽进行双向时间比对,从而使得载波相位平滑伪距的初始值更加准确,最终伪距测量值能够用载波相位变化量取代伪距变化量,使得双向时间比对精度进一步提升。

宽带双向时间比对原理如图 2 所示,宽带双向时间比对系统由两套宽带调制解调器和天线组成,负责对两个待测原子频标输出的秒脉冲信号(one pulse per second, 1PPS)间的时间间隔进行超精密测量。两台宽带调制解调器分别通过空间链路测量对方信号到达自己的伪距值 ρ_1 和 ρ_2 , 则两个原子频标间的时差表示为:

$$\Delta t = (\rho_1 - \rho_2) / 2 \quad (3)$$

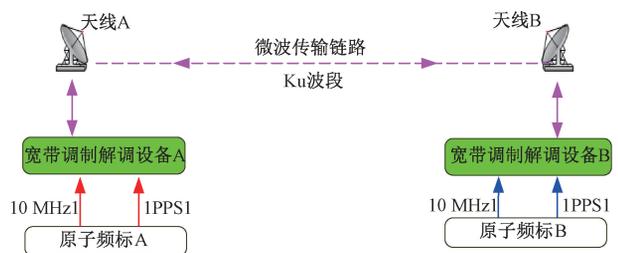


图 2 微波双向时间比对原理框图

Fig. 2 Block diagram of microwave two-way time comparison

1.2 宽带双向时间比对调制解调系统实现

本研究将双向时间比对系统划分为 10 个功能单元,如图 3 所示,分别是:高性能锁相频率源单元、频率综合器单元、BDS/GPS 授时单元、宽带信号调制单元、宽带信号解调单元、时间间隔测量单元、主控显示单元、Ku 上变频单元、Ku 下变频单元和天线。

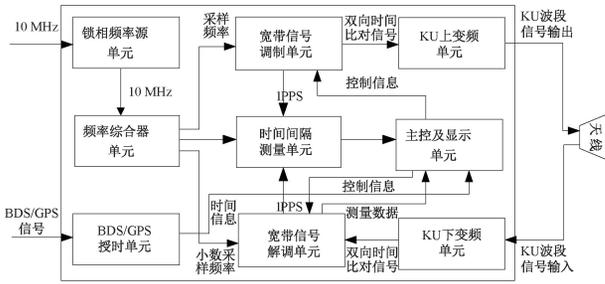


图 3 宽带调制解调系统框图

Fig. 3 Block diagram of the wideband modem system

宽带信号调制单元对本地时钟频率进行精确计数产生 1 PPS 信号,并将 1 PPS 信号和远程站伪距测量值调制为宽带微波双向比对信号发送出去;解调测量单元在本地时钟的驱动下,对远程站的宽带微波双向信号以及本站发送的宽带微波双向信号利用接收通道进行快速捕获、精密跟踪和数据解算,利用宽带微波信号伪码测量和载波相位测量技术准确测量本地与远程站间的伪距值,并将此值传递给主控单元;高分辨力时间间隔测量单元用于校准本地调制器和解调器之间的时间差;BDS/GPS 单元为两站设备提供同步于世界协调时 (coordinated universal time, UTC) 的秒级时间信息;高性能锁相频率源单元对外部输入 10 MHz 时钟进行稳定锁定;频率综合单元分别为调制单元、解调测量单元和计数器单元提供各自所需的采样时钟;主控及显示单元用于设备的参数配置、数据处理与存储和状态监测;Ku 上变频单元负责将调制的基带 L 波段信号变频至 Ku 波段信号后通过天线发送出去;Ku 下变频单元负责将天线接收到的 Ku 波段信号变换到 L 波段信号后给解调单元进行处理。

1) 宽带时间信号调制

宽带时间信号调制部分主要完成发送数据帧、伪随机 (pseudorandom noise, PN) 码的生成、直接序列扩频调制,将本地 1 PPS 信号、时间信息、主控机解算的伪距等信息调制到 L 波段进行发送,再通过上变频器调制到双向信号频段的主载波上发射出去。

2) 仿真与硬件实现

通过编写 MATLAB 代码,对信号调制过程进行理论仿真,系统采样率选为 9.6 GHz,基带采样率为 300 MHz,通过 32 倍精密内插算法,最终仿真得到 1.2 GHz 中频的

宽带调制信号,图 4 显示了信号频谱,图 5 显示了信号时域波形。

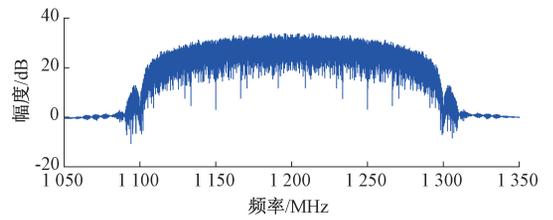


图 4 中频信号频谱
Fig. 4 IF signal spectrum

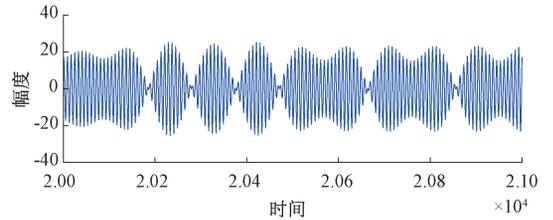


图 5 中频信号时域波形

Fig. 5 IF signal time domain waveform

基于现场可编程逻辑器件 (field programmable gate array, FPGA) 芯片和高速数模转换器,实现了 1.2 GHz 中频信号的产生,实现结构如图 6 所示。FPGA 中基带码片的产生方式抛弃了传统数字振荡器 (numerically controlled oscillator, NCO) 的方式,而直接采用对系统时钟进行分频的方式,这样码片的相位抖动只随本地时钟的相位抖动变化,满足双向时间比对机制的需要。L 波段中频信号的产生,首先通过在逻辑器件中产生零中频的信号,然后在采样率高达 9.6 GHz 的数模转换器 AD9172 中正交上变频得到,解决了逻辑器件本身采样率受限的问题,可以保证高质量的调制信号输出。

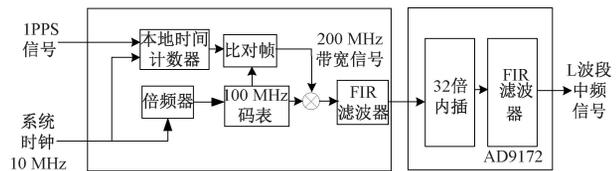


图 6 调制器框图

Fig. 6 Block Diagram of modulator

通过高速示波器和频谱分析仪观测产生的信号时域波形和频域分析,图 7 显示了 200 MHz 带宽信号频域频谱,对应 100 MHz 码速率的 2 倍,与理论相符。图 8 显示了 100 MHz 单个码片持续时间为 10 ns,并且秒脉冲与 100 MHz 码序列存在固定的触发相位关系,与理论相符。

3) 宽带时间信号解调

宽带信号的捕获采用并行 FFT 快捕算法实现信号的

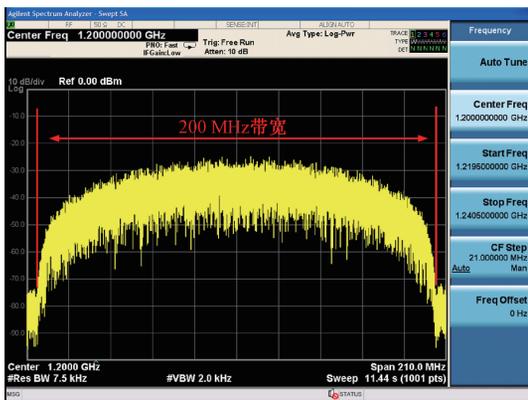


图 7 带宽信号频域频谱

Fig. 7 Spectrum of wideband signal

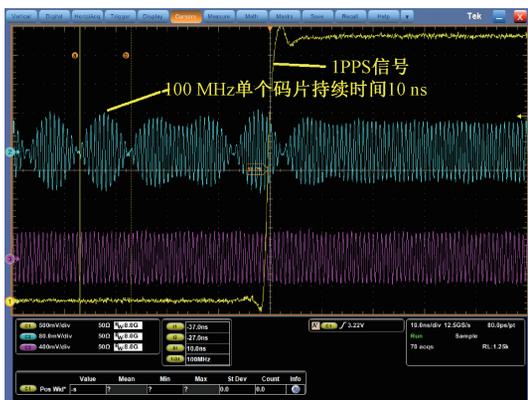


图 8 秒脉冲信号和中频信号时域波形

Fig. 8 Time domain waveform of PPS and IF signal

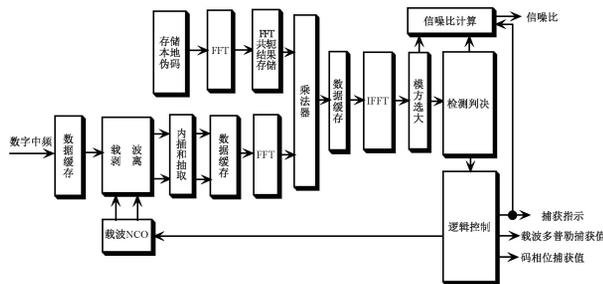


图 9 伪码与载波 FFT 快速捕获算法框图

Fig. 9 Block diagram of Pseudocode and carrier FFT fast acquisition algorithm

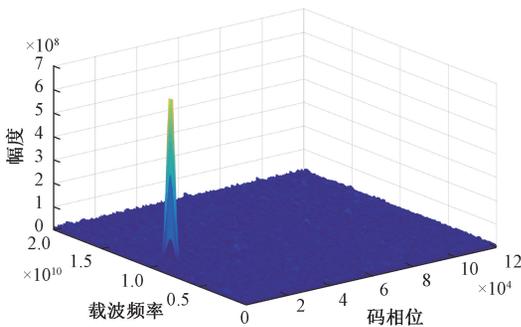


图 10 信号的二维相关峰

Fig. 10 Two-dimensional correlated peak

快速捕获^[13-15],其算法框图如图 9 所示,接收模数转换器 (analog-to-digital converter, ADC) 转换电路输出的数字中频信号,产生再生载波对数字中频信号进行下变频,完成载波剥离;采用快速傅里叶变换 (fast Fourier transformation, FFT) 方法实现相关运算;对相关结果进行检测判决;在捕获完成时获得扩频信号的伪码相位和载波多普勒频移的粗略估计值,将其与捕获状态一起输出给载波和码跟踪电路。由于采用基 2-FFT 运算要求数据点数为 2 的幂次,故在相关运算前需对下变频结果进行内插和抽取操作。

基于 MATLAB 对宽带信号进行并行捕获方法的验证,图 10 显示了二维捕获后尖锐的相关峰结果。

在并行捕获算法的基础上,宽带信号的跟踪采用多相关器码跟踪和载波跟踪方法^[13-15],对宽带信号进行稳定跟踪。在 FFT 捕获电路的载波频率和码相位预测工作完成后,载波和码跟踪环路进入载波跟踪和码跟踪状态。再生伪码发生器以捕获电路给出的伪码相位为初值,根据码环滤波器与载波辅助的结果分别产生超前

1/2 码片、超前 1/4 码片、即时、滞后 1/4 码片、滞后 1/2 码片五路伪码序列。即时伪码通路的 I、Q 两路伪码解扩的结果用于载波频率跟踪,完成载波频率跟踪锁定的任务。在载波跟踪锁频环中,将每次频差鉴频结果送入环路滤波器,滤波后的误差信号不断调整载波 NCO,保持载波频率跟踪的锁定状态。超前 1/2 码片、超前 1/4 码片、即时、滞后 1/4 码片、滞后 1/2 码片五个通路的积分清除器的 I、Q 输出结果用于伪码相位跟踪,完成伪码相位跟踪锁定的任务。伪码相位跟踪方案使用相关间距为 1/4 和 1/2 码片的伪码延迟锁定环,并采用归一化的点积功率鉴别器,鉴别的结果经过滤波器,滤波器的输出、载波辅助、码速率固定偏置相加后调整再生伪码发生器,完成对伪码相位的跟踪。

图 11 为码相位跟踪仿真测量结果,图 12 为载波相位跟踪仿真结果,反映了算法能够稳定跟踪宽带信号测距码和载波分量,实现了稳定的信号跟踪与测量,证明该跟踪方法是有效的。

通过接收实际宽带调制模块发射出的宽带信号,在线逻辑分析仪观察分析信号跟踪结果,图 13 显示观测到的本地伪码序列和接收信号载波剥离后的码序列相位能够实现实时调整和动态对齐,验证了跟踪算法的有效性。

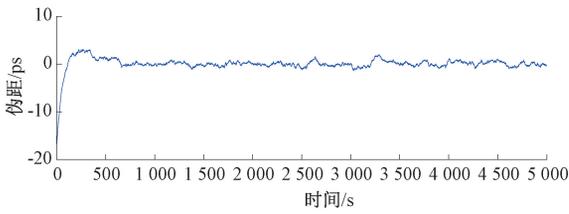


图 11 码相位跟踪结果

Fig. 11 Code phase tracking result

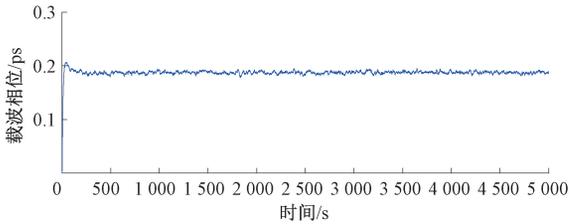


图 12 载波相位跟踪结果

Fig. 12 Carrier phase tracking result

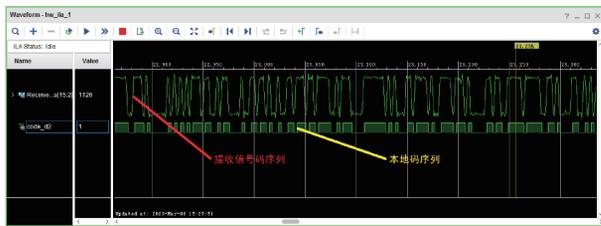


图 13 本地码和接收信号码相位对齐结果

Fig. 13 Result of phase alignment of the local code to the received signal code

4) Ku 上下变频器设计与实现

Ku 上下变频器是宽带微波双向设备的重要组成部分之一,由锁相时钟模块、本振模块、发射模块和接收模块四部分组成,时钟模块提供参考频率,发射模块将终端调制的 L 波段(0.95~1.45 GHz)信号与本振模块混频将频谱变换至 Ku 频段,接收模块将终端调制的 Ku 频段信号与本振模块混频将频谱变换至 L 波段(0.95~1.45 GHz)。

L 频段中频信号衰减、放大后分别与本振频率 13.5 GHz/15.4 GHz 混频,再进行滤波、放大、衰减可得到射频输出信号。发射部分采用单次变频的设计方案,可实现 L 频段中频信号到 Ku/S 频段射频信号的频率变换。

Ku 频段射频信号放大后分别与本振频率 13.5 GHz/15.4 GHz 混频,再进行滤波、放大、衰减可得到中频输出频率 950~1450 MHz。接收部分采用单次变频的设计方案,可实现 Ku 频段射频信号到 L 频段中频信号的频率变换。

图 14 和 15 显示了最终变频器输出本振载波相位噪声结果,其为锁相时钟和本振部分相位噪声的叠加,可以看出相位噪声较好。

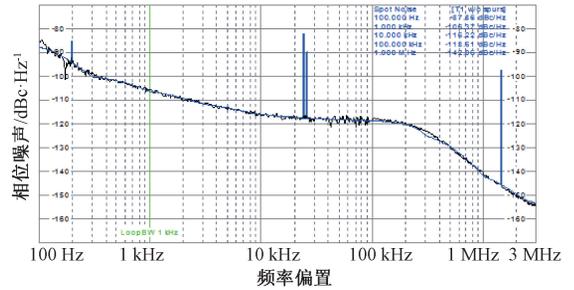


图 14 13.5 GHz 相位噪声

Fig. 14 Phase noise of 13.5 GHz

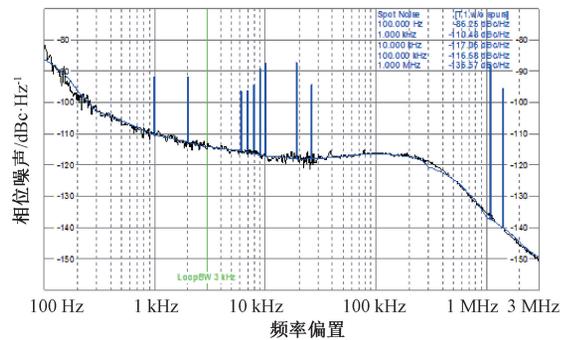


图 15 15.4 GHz 相位噪声

Fig. 15 Phase noise of 15.4 GHz

2 实验验证

微波宽带时间比对系统指标验证主要是在实验室环境下进行,采用异钟天线空馈试验,其试验原理如图 16 所示。

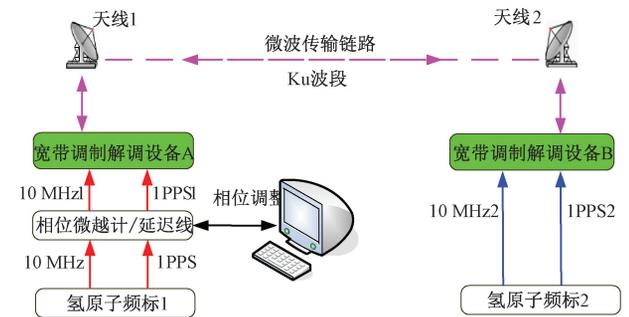


图 16 实验室天线空馈测试试验方法

Fig. 16 Laboratory antenna air-feed experiment

该试验采用天线空馈方式对两套宽带双向时间比对调制解调器和天线的空馈时间比对指标进行验证。将氢原子

频标 1 的 10 MHz₁ 和 1 PPS₁ 信号经过相位微跃计 (HROG-10) 后作为调制解调器 A 的频率和时间参考;将氢原子频标 2 的 10 MHz₂ 和 1 PPS₂ 信号作为调制解调器 B 的频率和时间参考;将宽带调制解调器 A 的 Ku 波段信号发射经过天线空馈输入给调制解调器 B;同样,将 B 的 Ku 波段信号经过天线空馈输入给调制解调器 A;两副 Ku 波段天线间相距 10 m,两台宽带调制解调设备同时发送 200 MHz 带宽双向时间比对信号,各自接收对方信号载噪比分别为 68.1 和 67.8 dBHz,系统测试现场如图 17 所示。

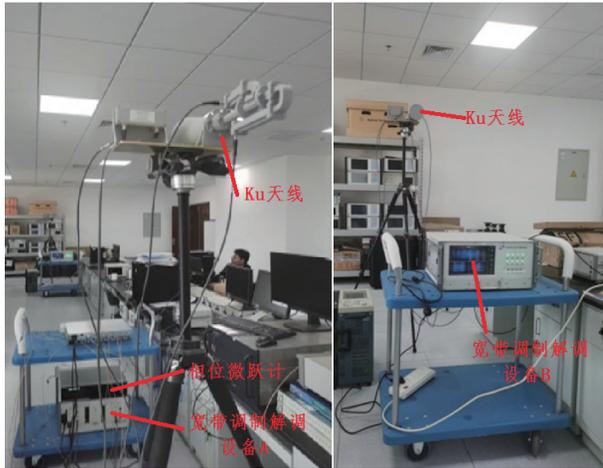


图 17 实验室测试现场

Fig. 17 Test site

不确定度指标验证:利用双向法测定 1 PPS₁ 和 1 PPS₂ 两个信号时差为 ΔTM_1 ,测量样本取半小时的测量数据,该数据去斜率后的统计标准差反映了调制解调器时间比对 A 类不确定度,去斜率前时差测量数据如图 18 所示,去斜率后时差测量数据如图 19 所示。

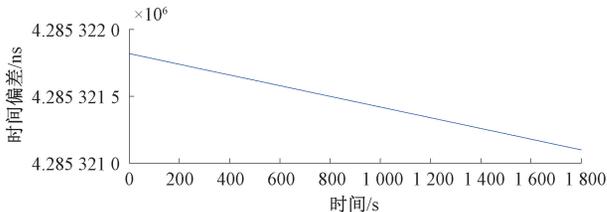


图 18 去斜率前系统时差数据曲线

Fig. 18 Curve of time difference before removing slope

对以上数据进行标准方差计算,得到 0.27 ps (1 σ),因此,空馈条件下宽带调制解调器 A 类不确定度为 0.27 ps。

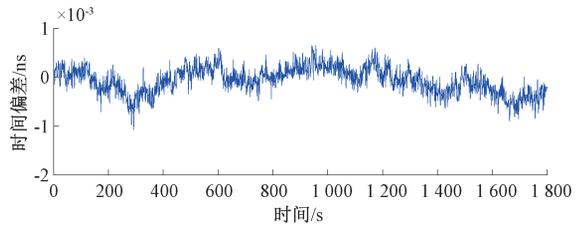


图 19 去斜率后系统时差数据曲线

Fig. 19 Curve of time difference after removing slope

分辨力指标验证:通过双向测定法测量 1 PPS₁ 和 1 PPS₂ 两个信号时差为 ΔTM_1 ,测量时长 50 s 数据,去斜率后计算统计均值;通过相位微跃计对 1 PPS₁ 信号进行相位调整,再次利用双向法测定 1 PPS₁ 和 1 PPS₂ 两个信号时差为 ΔTM_2 ,测量时长 50 s 数据,去斜率后计算统计平均值, ΔTM_1 的统计均值- ΔTM_2 的统计均值即为系统能够达到的时间测量分辨力。图 20 为去斜率前系统分辨力数据曲线,图 21 为去斜率后系统分辨力数据曲线。

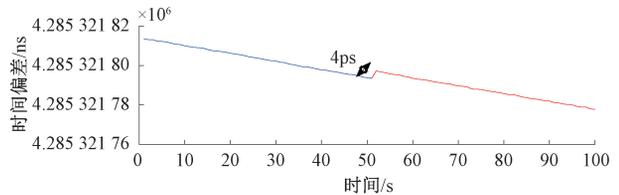


图 20 去斜率前系统分辨力数据曲线

Fig. 20 Curve of time resolution before removing slope

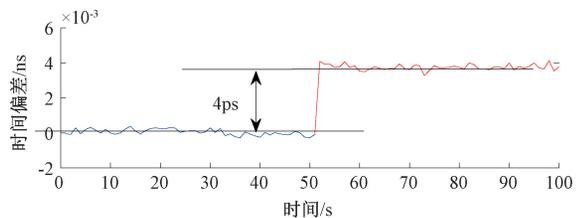


图 21 去斜率后系统分辨力数据曲线

Fig. 21 Curve of time resolution after removing slope

试验实际设置相位微跃计调整相位跳变 4 ps,经过测试, ΔTM_1 的去斜率统计平均值为 0.000 025 73 ns, ΔTM_2 的统计平均值为 0.003 977 438 ns,相差 0.003 96 ns,保留一位有效数字为 0.004 ns 即 4.0 ps。

重复性测试验证:将两个 Ku 天线的间距进行移动,测量不同间距情况下的载噪比、时间比对不确定度 (A 类) 和分辨力结果如表 1 所示。

表1 重复性测试验证

Table 1 Repeatability test verification

间距/m	B收A 载噪比 /dBHz	A收B 载噪比 /dBHz	时间比对 不确定度 (A类)/ps	统计平均 值差/ps	分辨率 /ps
10	68.1	67.8	0.27	3.96	4.0
8	70.0	69.7	0.26	3.99	4.0
6	72.5	72.2	0.26	4.01	4.0

3 结 论

本文详细介绍了宽带微波双向时间比对系统原理、设计实现和试验验证,包括信号调制技术、解调技术、变频器 and 天线设计等内容,完成了实验室静态条件下系统的指标测试验证,可达到时间比对不确定度 0.27 ps (A类),时间测量分辨率 4 ps 水平。系统长期指标测试和室外环境下长距离视距的双向时间比对将是我们下一步工作的重点。在未来,此方法有望应用于星地/星间时钟组网比对领域。

参考文献

- [1] 杨文可,孟文东,韩文标,等. 欧洲空间原子钟组 ACES 与超高精度时频传递技术新进展[J],天文学进展, 2016,34(2):221-237.
- YANG W K, MENG W D, HAN W B, et al. Advances in atomic clock ensemble in space of europe and ultra precise time and frequency transfer[J]. PROGRESS IN ASTRONOMY, 2016,34(2):221-237.
- [2] 王海峰,王学运,董明,等. 新体制信号长基线卫星双向时间比对试验[C]. 2019 全国时间频率学术会议, 2019.
- WANG H F, WANG X Y, DONG M, et al. China time and frequency symposium [C]. 2019 national time and frequency Conference, 2019.
- [3] 李瑞锋,王元明. 星地双向时间同步技术在 COMPASS 中的应用[J],武汉大学学报, 2013,38(7):842-844.
- LI R F, WANG Y M, Application of two-way satellite-ground time synchronization in COMPASS[J]. Journal of Wuhan University,2013,38(7):842-844.
- [4] 王学运,王海峰,张升康,等. 全新卫星双向时间比对调制解调器设计[J],电子学报, 2017,45(10):2555-2560.

WANG X Y, WANG H F, ZHANG SH K, et al. Design of a new two-way satellite time and frequency transfer modem [J]. ACTA ELECTRONICA SINICA, 2017, 45(10):2555-2560.

- [5] GOTOH T,AMAGAI J. Two-way time transfer with dual pseudorandom noise codes [C]. PTIT 2008, Virginia, US, pp. 459-466, Dec. 1-4, 2008.
- [6] AMAGAI J. Current status of two-way satellitetime and frequency transfer using a pair of pseudo random noises[C]. ATF 2008, Jakarta, Republic Indonesia, 2008.
- [7] LIN H T, HUANG Y J, LIAO CH S. Improvement of the asia-pacific TWSTFT network solutions by using DPN results [J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2012, 59(3): 539-544.
- [8] TSENG W H, HUANG Y J, GOTOH T, et al. First international TWSTFT experiment by employing dual pseudo-random noise codes[J]. IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control, 2012, 59(3):531-538.
- [9] HUANG Y J, TSENG W H, LIN S Y, et al. The dual pseudo-random noise TWSTFT time transfer experiment between NICT and TL [C]. 2011 IEEE Int. Frequency Control Symposium-European Frequency and Time Forum.
- [10] YANG H L, WANG H F, WANG X Y, et al. Picosecond-precision optical two-way time transfer in free space using flexible binary offset carrier modulation[J]. OSA Continuum, 2020, 3(5):1264-1273.
- [11] 王海峰,张升康,王学运,等. 高精度卫星双向 DPN 信号仿真与实现[C]. 2016 国防计量与测试学术交流会,成都,2016.
- WANG H F, ZHANG SH K, WANG X Y, et al. Simulation and implementation of high-precision two-way satellite DPN signal[C]. Symposium on National Defense Metrology and Measurement, Chengdu, 2016.
- [12] WANG H F, WANG X Y, WANG H B, et al. Three loops-A method for tracking a new TWSTFT signal FBOC[C]. European Frequency and Time Forum, 2017.
- [13] 谢钢等. GPS 原理与接收机设计[M],北京:电子工业出版社,2009.
- XIE G, Principles of GPS and receiver design [M].

Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2009.

- [14] 艾丽奥 D, 卡普兰, 克里斯朵夫赫加蒂. GPS 原理与应用[M]. 寇艳红, 译. 北京: 电子工业出版社, 2007.
ELLIOTT D, KAPLAN, CHRISTOPHER J. GPS principles and applications, second edition[M]. KOU Y H, translation. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2007.
- [15] 何秋生, GNSS 接收机基带信号处理算法[M]. 北京: 电子工业出版社, 2012.
HE Q SH, GNSS receiver baseband signal processing algorithm[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2012.

作者简介



王海峰, 2009 年于山东大学获得学士学位, 2012 年于北京航空航天大学获得硕士学位, 现为北京无线电计量测试研究所高级工程师, 主要研究方向为时间同步与远程校准预先研究。

E-mail: haifengwang203@163.com

Wang Haifeng received his B.Sc. degree from Shandong University in 2009, and received his M.Sc. degree from Beihang University in 2012. He is currently a senior engineer at Beijing Institute of Radio Metrology and Measurement. His main research interests include pre-study of time synchronization and remote calibration.



张升康(通信作者), 2007 年毕业于中国科学院电子学研究所, 获博士学位, 现为北京无线电计量测试研究所副所长, 研究员, 主要研究方向为新型原子钟、高精度时间同步与时频计量测试等。

E-mail: zhangsk@126.com

Zhang Shengkang (Corresponding author) received his Ph.D. degree from Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences in 2007. He is currently the deputy director/researcher at Beijing Institute of Radio Metrology and Measurement. His main research interests include new type of atomic clock, high-precision time synchronization and time-frequency metrology test.