

可级联组网的无线时间比对系统设计*

刘音华^{1,2,3} 张颖博^{1,2} 刘 姝^{1,2,3} 李孝辉^{1,2,3}

(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. 中国科学院时间基准及应用重点实验室 西安 710600)

摘要: 随着科技的发展,越来越多的场合需要实现多个终端间的纳秒量级高精度时间比对,例如现代化军事靶场、战场、雷达观测基地等。现阶段常用的纳秒量级多终端间的时间比对方法是导航卫星共视法,该方法需要搭建数据交换链路,应用的灵活性受限。本文基于无线伪随机码测距原理、双向时间比对原理和码分多址技术,设计出一套可以自适应组网的高精度时间比对系统,不需要额外搭建数据交互通路即可实现级联节点之间的纳秒量级时间比对。其次,分析了利用该系统实现纳秒量级时间比对的技术难点,并提出了相应的解决方法。最后,搭建实验平台对设计的时间比对系统进行验证。实验结果表明,在 500 m 的无线比对基线下,可以实现优于 0.5 ns 的静态时间比对精度。

关键词: 时间比对;级联组网;双向比对;伪码测距;通道时延校准

中图分类号: TM935.15 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.10

Design of cascading network time comparison system

Liu Yinhu^{1,2,3} Zhang Yingbo^{1,2} Liu Ya^{1,2,3} Li Xiaohui^{1,2,3}

(1. National Time Service Center, Chinese Academy of Science, Xi'an 710600, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;

3. Key Laboratory of Time Reference and Applications, Chinese Academy of Sciences, Xi'an 710600, China)

Abstract: Along with the development of science and technology, the time comparison system with multiple cascading node network and high accuracy is necessary in more and more application field, such as modern shooting range, war field and radar observation bases. At present, navigation satellite common-view technology is widely applied in the time comparison field of multiple nodes, where the accuracy of nanosecond magnitude is necessary. But the data exchange link must be built before this common-view method is used. Thus, its application is limited when there isn't enough resource to build the data exchange link. The time comparison system with multiple node network is designed based on the pseudo-code ranging theory, two way time comparison method and the technique of CDMA (Code Division of Multiple Access). In this system, additional data exchange link is needless. Otherwise, the important technical problems are analyzed and solved. Finally, validation experiments are done based on the designed time comparison system. The experiment results show that the time comparison uncertainty better than 0.5 ns is reached when the baseline is less than 500 meters and the change of node number doesn't worsen the time comparison performance.

Keywords: time comparison; cascading network; two way comparison; pseudo-code ranging; channel delay calibration

0 引言

高精度时间比对对国家科技、经济和军事领域的发展起到至关重要的作用,其应用范围涉及到导航定位、武器实验、地震监测、计量测试等方面^[1-8]。在实际应用中,随着系统复杂程度的增加,往往需要集成多个分布式设备单元才能联合实现相关功能。为了更好地协同工作,需要实现各

设备单元之间的时间比对,即所谓的多节点时间比对^[9-12]。例如,在作战现场为了达到一定的杀伤力,需要多辆导弹车发射的弹药同时命中目标。高精度多节点时间比对技术可以让各个导弹发射车有统一的时间基准,步调一致地服从调配指令,达到最佳打击效果。

现阶段,能实现纳秒量级多终端间时间比对的技术包括导航卫星共视时间比对、卫星双向时间比对技术和光纤

时间比对技术^[13-16]。导航卫星共视比对技术是最常用的,但由于需要额外搭建数据交换链路才能实现共视比对,应用的便利性受到限制。卫星双向比对需要租用通信卫星的信道资源,多节点时间比对需要的信道资源随着节点数量增加而增加,应用成本较高。欧洲物理粒子研究所研究的 White Rabbit 时间传递技术,在兼容千兆光纤以太网标准前提下,综合运用物理层同步、时间戳对准、相位测量和补偿、延迟自动校准等多种技术,能有效解决纳秒量级多节点时间传递的问题。但由于该技术以光纤链路为基础,成本较高且便利性受到限制^[10]。

美国约翰斯·霍普金斯大学应用物理实验室对 White Rabbit 时间传递技术进行了改进,增加了无线毫米波时间传递链路,可以解决部分节点之间的无线时间传递问题。该技术在约翰斯·霍普金斯大学校园内 500 m 的无线传输距离内做了验证实验,可以实现纳秒量级的时间传递精度^[17]。国内有学者基于数字化芯片来研制无线时间同步系统,提出了相应的软件设计方案,并开展了仿真实验,仿真结果表明可以达到 10 ns 左右的时间同步精度^[18]。也有一些学者为了满足海上舰船时间传递应用需求,研究了基于微波双向链路的时间传递技术,从理论上分析可以达到 1 ns 左右的时间传递稳定度,但未给出时间传递准确度的相关测试结果,也未给出多节点应用的说明^[19-20]。

本文把通信系统的码分多址技术应用于时间比对系统,结合无线伪随机码测距原理和双向时间比对原理,设计并实现了可级联组网的无线时间比对系统,能够同时开展主站对多个从站的时间比对,实测静态时间比对精度优于 0.5 ns。主站和从站的时间比对装置在硬件设计上兼容,通过软件对节点进行配置,可以方便的实现节点间级联和组网扩容。此外,本系统可以和导航卫星共视时间比对、卫星双向时间比对等技术联合使用,解决高精度、远距离时间比对中“最后一公里”的多节点应用问题。

1 无线时间比对系统架构设计

可级联组网的无线时间比对系统在主站节点和各个从站节点均放置硬件设计相同的时间比对终端,利用该终端实现数据发射、接收、时差测量和双向时间比对功能。通过码分多址技术对各个站点的时间比对终端进行识别,一个主站同时支撑多个从站完成时间比对,形成多节点时间比对网络。

1.1 级联组网架构设计

可级联组网的无线时间比对系统整体架构如图 1 所示,设计了 4 种节点类型,分别是时间比对主站、一级从站、二级从站和自由站。自由站是机动灵活的节点,既可以和主站进行时间比对,也可以和其他从站比对。采用码分多址技术,一个主站可以同时支撑多个一级从站和自由站,一个一级从站可以支撑多个二级从站和自由站,二级站还可以向下级联自由站。

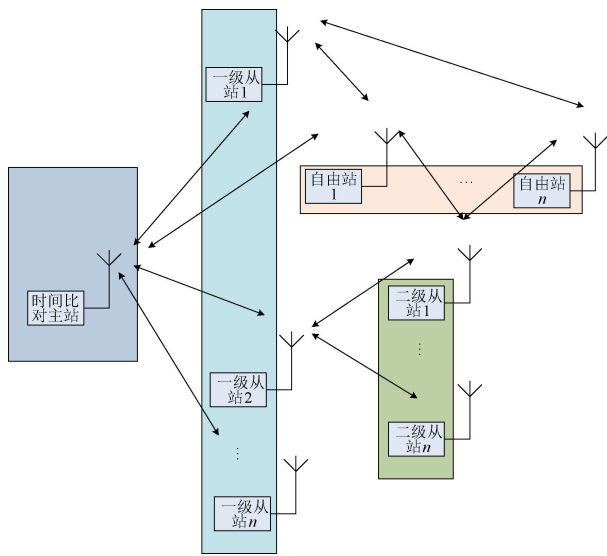


图 1 级联组网架构

不同级别节点的发射信号频率不同,主站的发射频点为 f_1 ,一级从站的发射频点为 f_2 ,二级从站的发射频点为 f_3 ,自由站的发射频点为 f_4 。此外,同一级别的各节点分配不同的伪随机码,方便其在系统中被唯一识别。采用发射频点和伪随机码相结合的方法来区分各个站,可以使每个站的发射频率和接收频率不同,便于增加收发信号的隔离度,防止收发同频带来的带内干扰。

本文选择 L 波段的 3 个频点作为发射天线输出信号的中心频率, f_1 为 1.4 GHz、 f_2 为 1.6 GHz、 f_3 为 1.9 GHz。本文选择的扩频码速率为 10.23 MHz,信号频谱带宽为 20.46 MHz,可以满足时间比对的指标要求。

图 1 的级联组网架构主要有 4 个方面的优势:1)在通道资源充足的情况下,可以自适应地完成无线时间比对对各节点的组网,新增或删减节点不影响其他节点的正常工作;2)可以通过增加中间节点的方法来拓宽无线时间比对的作用距离;3)中间节点的设置,相当于增加了中继站点,可以缓解遮挡带来的影响;4)自由站节点的设置增加时间比对节点的机动性和灵活性,有利于实现动态环境下的时间比对。

在实际的应用中,往往需要结合进行时间比对的节点数目来规划时间比对终端的接收通道数目。接收通道数目越多,可以支撑更多的节点进行组网比对,但是硬件成本也更高。图 2 为一个发射通道 3 个接收通道(1T3R)的终端设计前提下,可以支撑的一种组网形式。图 2 的网络架构中,一个主站下设 3 个一级从站,每个一级从站下设两个二级从站,每个二级从站附属两个自由站,总共可以支撑 22 个节点进行时间比对。

1.2 自适应组网的无线时间比对终端设计

无线时间比对终端是实现多节点时间比对的核心部件,既要具备信号收发能力,又要具备时差计算功能,还要

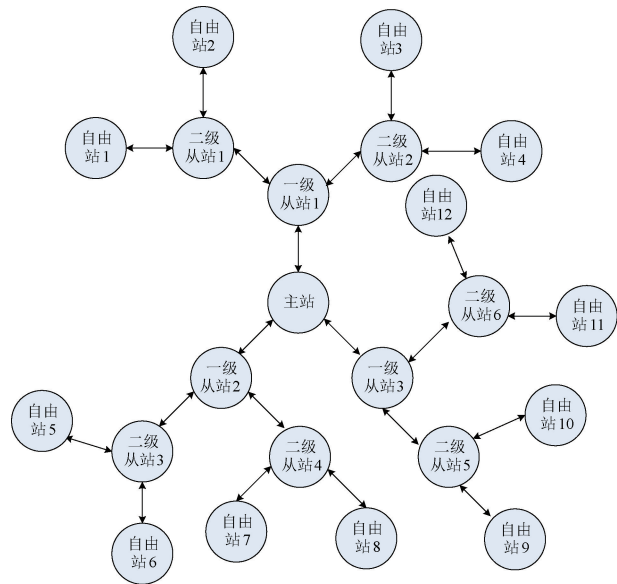


图 2 终端 1T3R 的一种组网形式

具有自适应组网的能力。因此,按照功能模块进行划分,无线时间比对终端主要包括基带信号处理电路、发射和接收射频通道、时间比对与控制软件几个部分,如图 3 所示。

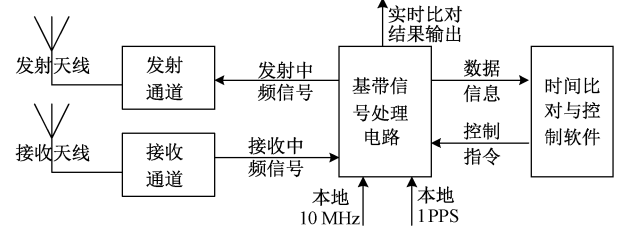


图 3 无线时间比对终端基本结构

时间比对与控制软件直接面向用户,主要实现两个功能。1)接收基带信号处理电路发送的双向伪距和站点编号等数据信息,进行双向时间比对的统计计算;2)过可视化图形界面配置本终端的节点层级和编号、以及其他的工作参数,向基带信号处理电路下发控制指令。

基带信号处理电路主要负责发射数据帧文的产生、发射信号的扩频与调制、接收信号的捕获、跟踪、解码、伪距产生和实时时间比对结果的计算。此外,基带信号处理电路还接收时间比对与控制软件下发的终端节点设置参数,并把该参数记录于基带核心芯片中。

发射射频通道负责对发射信息进行上变频、滤波和放大处理。接收射频通道负责接收信号的滤波、放大、动态增益调节和下变频等。收、发射频通道依据本终端的节点配置参数,进行相应的发射和接收频点选通设置,以配合实现级联组网。

基带信号处理电路中的伪随机码的设计是满足自适应组网功能的关键。在考虑伪随机码隔离度及捕获速率各方面因素下,选用 Gold 码组,码长为 10 230,伪随机码周期为

1 ms。该 Gold 码由两个 m 序列 G1 和 G2 经模二和之后产生。G1 为 13 级移位寄存器产生,其特征多项式如式(1)所示。G2 为 11 级移位寄存器产生,其特征多项式如式(2)所示。

$$G1 = 1 + x^2 + x^{11} + x^{13} \quad (1)$$

$$G2 = x^2 + x^4 + x^5 + x^9 + x^{11} \quad (2)$$

所有时间比对节点伪随机码的特征多项式均相同,各个节点的时间比对终端通过设置不同的初始码相位来产生不同的伪随机码序列,最终每个节点都分配唯一的能标识其身份的伪随机码序列,实现码分多址。

基带数据电文的设计也影响多节点组网的实现。本文所设计的时间比对终端,一帧数据电文持续时间长度为 300 ms,包含 300 个数据比特,每比特数据持续长度为 1 ms,正好为一个伪随机码周期。以一个发射通道两个接收通道的时间比对终端为例,其电文帧格式如表 1 所示。

表 1 1T3R 的时间比对帧格式

序号	信息内容	Bit 数
1	帧同步码	13
2	帧计数(0~255)	21
3	地面站代号:5it(0~31)	26
4	伪码长度:1 023/5 115/10 230	29
5	本站发射功率(量化单位 0.5 dBHz,取值范围 0~127)	37
6	时差数据(精度 0.001 ns)	77
7	测得站点 1 伪距(单位 0.1 ns)	111
8	测得站点 1 恢复帧计数	119
9	测得站点 1 信号锁定状态(“1”为锁定,“0”为失锁)	120
10	站点 1 编号	124
11	测得站点 2 伪距(单位 0.1 ns)	158
12	测得站点 2 恢复帧计数	166
13	测得站点 2 信号锁定状态(“1”为锁定,“0”为失锁)	167
14	站点 2 编号	171
15	113 bit 冗余	284
16	CRC 校验数据	300

从表 1 可知,前面 77 bit 数据与发射通道相关,和接收通道相关的数据包括伪距、恢复帧计数、锁定状态以及站点编号,一个接收通道总共占 47 bit,300 bit 的数据帧总共可以支撑 1 个发射通道和 4 个接收通道的电文放置,电文格式的设计最多可以支撑 53 个节点的时间比对。

具体的自适应组网流程如下:1)在基带信号处理电路的 FPGA 芯片 ROM 中预置一张如表 2 所示的时间比对站点配置关系表。通过该表格即可获知不同编号的站点上、下级站和收发频点;2)在该 FPGA 芯片 ROM 中预置另

一张表格,通过该表格获取站编号和伪随机序列码的对应关系;3)通过时间比对与控制软件向基带信号处理电路下发本站的节点编号;4)基带信号处理电路通过本站的节点编号和表 2 所示的预置配置关系信息,进行发射和接收通道频点的配置,同时确定本站和上、下级站的伪随机序列码;5)基带信号处理电路在接收信号解调时,通过伪随机码识别出表 2 预先设置的上、下级站的信号,进行后续测距和时间比对操作。

表 2 1T2R 的时间比对站点配置关系表示例

站名	编号	上级站	发射频点	接收频点
主站	00000	无	f1	f2/f3
1#一级从站	01001	主站	f2	f1/f3
2#一级从站	01010	主站	f2	f1/f3
1#二级从站	10001	1#一级从站	f1	f2/f3
2#二级从站	10010	2#一级从站	f1	f2/f3
1#自由站	11001	其他上级站	f3	f1/f2

2 无线时间比对性能提升方法研究

无线时间比对系统的性能主要受伪距观测量的精度、传输链路时延的修正精度和收发通道硬件时延的稳定性影响。本文重点分析影响时间比对性能的因素和相应的优化方法。

2.1 无线时间比对基本原理

以静止的两个站点为例,介绍无线时间比对的工作原理,如图 4 所示。

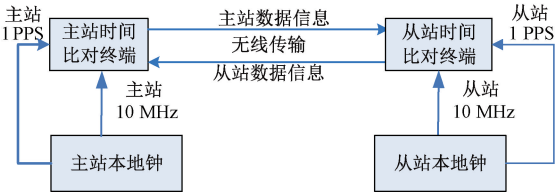


图 4 两站时间比对示意图

图 4 中的主、从两站的时间比对终端受本地时钟控制,均能向对方站点发送时间比对信号,也能接收对方站点发送的时间比对信号。该时间比对信号为伪随机码扩频调制信号,在本地 1 PPS 秒脉冲信号的控制下以无线电波的形式进行发射,在接收端通过对发射时刻进行恢复,再结合本地接收时刻,从而产生两地之间的伪距。式(3)为从站通过接收主站信号而产生的伪距公式,式(4)为主站通过接收从站信号而产生的伪距公式。

$$\rho_1 = r + \sigma t_{B-A} \times c + t_{t_{ro}} \times c + t_{SA} \times c + t_{RB} \times c \quad (3)$$

$$\rho_2 = r - \sigma t_{B-A} \times c + t_{t_{ro}} \times c + t_{SB} \times c + t_{RA} \times c \quad (4)$$

式中: r 为主、从两站的距离, c 为光速, σt_{B-A} 为两站之间的钟差, $t_{t_{ro}}$ 为对流层引起的延迟量, t_{SA} 和 t_{SA} 分别为主站和从站终端的发射通道时延, t_{RA} 和 t_{RB} 分别为主站和从站的

接收通道时延。

从式(3)和(4)可知,影响钟差解算精度的第 1 个因素就是伪距观测量的精度。伪距精度与接收终端码环跟踪环路的跟踪精度相关。码环的跟踪误差主要由两部分组成:热噪声颤动误差和动态应力误差。通常情况下,码环存在动态跟踪误差,但由于码时钟频率的多普勒成分是载波多普勒频率成固定比例关系的,因此伪码跟踪环通过载波辅助,可以消除码环大部分的动态误差。伪距观测量的精度主要考虑热噪声的影响。

本系统码环采用似相干点积鉴别器的鉴相方法,其热噪声颤动误差(1σ)为:

$$\sigma_{iDL} = \left[\frac{d \cdot B_L}{2 \cdot C/N_0} \left(1 + \frac{1}{T \cdot C/N_0} \right) \right]^{0.5} \quad (5)$$

式中:热噪声的单位为 chip, C/N_0 为载噪比, B_L 为环路滤波器带宽, T 为环路更新间隔, d 为超前和滞后伪码码片间隔。本文环路滤波器带宽按照 2 Hz 设计,环路更新间隔为 0.2 ms,超前和滞后伪码码片间隔为 0.5 个码片间隔,在 1 km 的无线作用距离时载噪比按照 50 dB 估计,可以估算出利用似相干点积功率法的热噪声为 0.45 ns。因此,可以估算出此时伪距的测距误差为 0.45 ns,满足纳秒量级时间比对精度的要求。

从式(3)和(4)可知,要计算出两站之间的钟差,还需要计算出两站的几何距离、对流层延迟以及收发通道的硬件时延。几何距离的计算需要两站的坐标参数,对于动态时间比对,还必须进行实时的坐标测量。对流层延迟的测量需要配置气象设备,在获得准确的温度、湿度、气压等参数的情况下才能对对流层延迟进行建模。因此,几何距离和对流层延迟的测量都需要其他辅助设备的加入,提高了系统的建设成本也增加了复杂度。

此外,高精度的发射和接收通道的绝对时延测量也是一个复杂的过程,需要高精度的仪表和专业的测量人员才能完成,费时费力。对于多节点时间比对系统来说,成本投入将会更多。

2.2 双向比对方法提升时间比对性能

从 2.1 节的分析可知,要实现高性能的无线时间比对,就需要额外配置地理坐标标定和气象参数测量的设备,一方面增加系统的经济成本和复杂度,另一方面由于几何距离计算和对流层延迟计算也会引入新的误差,因此需要进一步优化无线时间比对方法,解决式(3)和(4)中几何距离和对流层延迟计算的问题,实现纳秒量级的时间比对精度。

仔细观察式(3)和(4),对于静止站点之间的时间比对,两站发射的无线信号经过的自由空间是对称的,受到的几何距离时延、对流层时延也是相同的。由于伪随机码扩频信号可以方便地调制数据信息,再结合收、发链路的对称特性,可以把本地产生的伪距以电文的形式调制到发射载波上发送给对方节点,利用双向时间比对的原理抵消共有延

迟项,进而提高时间比对的性能。因此,可以得到式(6):

$$\sigma_{B-A} = \frac{\rho_1 - \rho_2}{2c} + \frac{(t_{SB} + t_{RA}) - (t_{SA} + t_{RB})}{2} \quad (6)$$

式(6)中抵消了几何距离和对流层延迟项,只保留了伪距观测量和收发通道硬件时延项。如果两站的无线时间比对终端设计相同,式(6)中的收发通道时延几乎可以被完全抵消。

前面的分析是以两个时间比对站点处于静止状态为前提的。对于存在相对运动的站点,双向时间比对原理同样适用。

一般情况下,时间比对主站静止不动,从站会以一定的速度进行运动。对于陆地和海上的多节时间比对应用,主、从两站的相对运动速度以 100 km/h 进行估计,考虑到通信遮挡和信号功率衰减,两站的信号传播距离按照 1 km 进行估计。因此,可以估算出,主站信号传播到从站需要的时间大约是 3.3 μ s,在主站信号发出之后从站运动的距离大约是 91.7 μ m。由此可知,对于一般的陆地和海上应用来说,运动造成的收发链路非对称性非常小,对于纳秒量级的时间比对精度来说完全可以忽略不计,不影响双向时间比对方法的应用。

从式(6)可知,利用无线双向时间比对方法规避了坐标标定以及对流层延迟计算的问题,但时间比对性能对通道延迟的准确校准和系统硬件时延稳定性的要求越发明显。

2.3 通道时延相对校准

在实际应用中,两个时间比对终端收发通道的硬件时延会存在一定的偏差,式(6)中的收发通道时延不能完全抵消。为了进一步提高时间比对的精度,可以通过零基线共钟校准的方法得到通道时延 $t_{SB} + t_{RA} - (t_{SA} + t_{RB})$ 。

具体的校准原理如图 5 所示。在进行收发通道时延校准时,主站和从站的时间比对终端均放置在同一个具有时钟基准的地方进行标校,例如主站。利用相位微调仪对输入 10 MHz 信号进行分频,产生 1 PPS 信号。1 PPS 信号经过脉冲分配放大器,产生两路同源的 1 PPS 信号。两个时间比对终端都以这两路 1 PPS 信号作为工作参考。在进行零值标校之前,先将两路 1 PPS(A、B 点)送入时间间隔计数器 SR620 进行观测,采集 10 min 数据求得平均值 σ_{B-A} , σ_{B-A} 为主站和从站钟差的参考值。

因此,式(6)可以转换为:

$$t_{SB} + t_{RA} - (t_{SA} + t_{RB}) = 2\sigma_{B-A} \cdot c - (\rho_1 - \rho_2) \quad (7)$$

通过获取两个双向时间同步终端的伪距观测量和时间间隔计数器计数值,则可计算收发通道的时延值 $t_{SB} + t_{RA} - (t_{SA} + t_{RB})$ 。通道时延校准精度与无线收发模块伪距观测量精度和时间间隔计数器的精度有关。结合前面的分析,伪距观测量精度在 0.45 ns 左右,时间间隔计数器的测量精度更高,可以达到几十皮秒,利用该方法校准的通道时延精度也在亚纳秒量级。

该校准方法不单独标校某一终端的接收或者发射通道

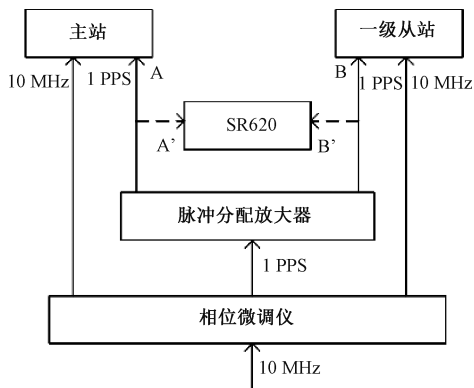


图5 通道时延校准方原理

的绝对时延值,而是把主站和从站的收发通道时延值进行打包校准,具有简单、易操作、低成本和高精度的特点,普通测试人员利用常规测试仪器即可完成。

2.4 硬件时延稳定性设计

通道时延的校准不会频繁进行,一般在多节点时间比对系统组网方案确定后会开展一次相对校准工作,后期若不改变组网关系则不重复校准。因此,时间比对终端硬件时延的稳定性对时间比对的性能至关重要。

时间比对终端加电之后,硬件时延通常是稳定的。但设备掉电重启,如果没有专门的处理手段,硬件时延则会发生变化。硬件时延的变化主要由 FPGA 工作时钟和 1 PPS 信号相位关系的变化所致。因为 1 PPS 信号一般为时间比对站点的参考秒脉冲信号,FPGA 的工作时钟一般为板载时钟芯片产生,这两个信号之间的相位关系在系统重新加电之后会发生变化,从而导致系统的硬件时延发生变化。

图 6 为时间比对终端硬件电路的时钟方案,时钟芯片完成对参考时钟 10 MHz 的倍频和多路输出,产生 3 路 110 MHz 信号分别送给 FPGA、ADC 和 DAC,作为这些器件的工作时钟。FPGA 是基带核心处理芯片,完成发射基带信号的生成和接收信号的捕获、数据解析等工作。当 FPGA 的工作时钟 110 MHz 信号的上升沿到来时对外部输入的 1PPS 进行采样,采到高电平后开始发射信号。若要确保无线时间比对系统重新加电前后硬件时延的稳定性,则要求 FPGA 工作时钟信号 110 MHz 和 1 PPS 之间的相位关系固定,否则将会给时间比对带来一个采样时钟周期的硬件时延误差。对于 110 MHz 工作时钟,采样周期大约为 9 ns,9 ns 的硬件时延误差对于纳秒量级的时间比对影响重大,必须解决。

图 6 中,时钟芯片输出的 110 MHz 信号每次开机后相位是随机的,这是造成硬件时延存在最大 9 ns 误差的关键。经过多方调研和尝试,最后发现 ADI 公司的 AD9520 芯片除可实现时钟分频和多路分配以外,其最具特色的功能是零延迟功能,该功能能够保证输出时钟信号与输入时钟

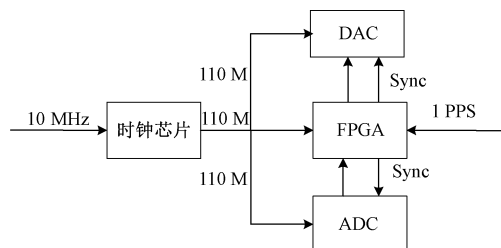


图 6 时间比对终端时钟方案

信号的相位关系一致。AD9520 零延迟工作原理如图 7 所示,时序关系如图 8 所示。

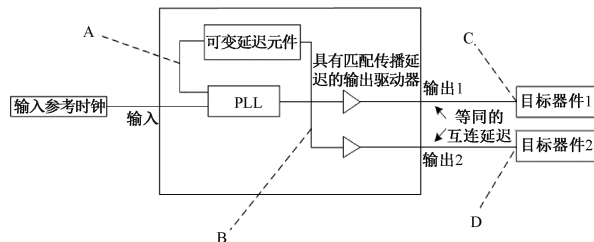


图 7 AD9520 零延迟实现原理

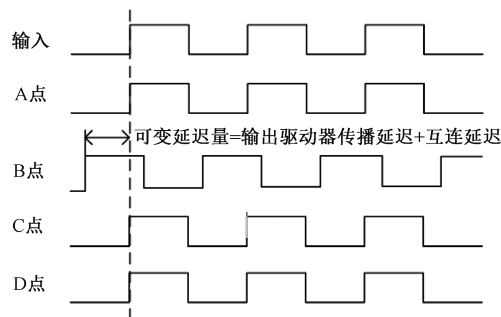


图 8 AD9520 零延迟时序关系图

AD9520 零延迟功能单元的 PLL 锁相环通过不断地调整输出信号的相位,使反馈回路 A 点时钟信号的相位与输入信号的相位对齐。PLL 反馈回路中的可变延迟元件的延时为输出驱动器延迟与到目标器件的走线互连延时之和。AD9520 实现多路分配时,从输出驱动器到不同目标器件之间的走线互连延迟均相同。B 点时钟信号的相位超前于 A、C、D 3 点,超前量即为输出驱动器延迟与互连延时之和。因此,A、C、D 3 点时钟信号的相位关系一致,与输入信号相位对齐。

在无线时间比对系统采用 AD9520 作为时钟芯片。时间比对站点的待测 10 MHz 信号和 1PPS 信号相位关系固定,该 10 MHz 送入 AD9520,AD9520 输出的 110 MHz 和输入的 10 MHz 相位关系一致,则 FPGA 110 MHz 工作时钟和 1PPS 也具有固定的相位关系。此外,ADC 和 DAC 器件的工作时钟 110 MHz 信号也由 AD9520 产生,都与时间比对站点的待测 10 MHz 有相同的相位关系。整个时间比对系统的核心芯片都受同一个相位关系恒定的时钟信号控制,步调一致地实现基带信号处理和模-数、数-模转换等工作。

为了验证硬件时延的稳定性,利用两个时间比对终端进行零基线掉电重启实验,对比开关机前后时间比对数据的变化情况,实验结果如图 9 所示。

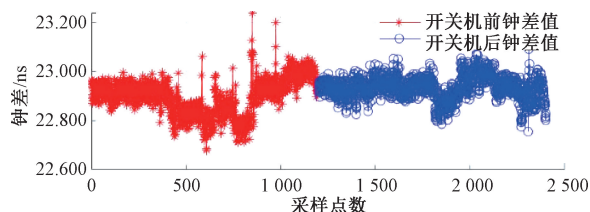


图 9 硬件时延稳定性验证

图 9 中前半段数据为掉电重启前的时间比对结果,钟差均值为 22.898 ns,标准偏差为 0.074 ns。掉电重启后的时间比对结果为图 9 后半段数据,钟差均值为 22.936 ns,标准偏差为 0.047 ns。结合图中掉电重启前后钟差数据的走势以及统计结果,表明掉电重启对硬件时延的影响很小,变化量仅在几十 ps 量级,时间比对结果的稳定程度也未发生变化,掉电重启前后标准偏差在同一个数量级。多次重复进行掉电重启实验,均取得了一致的结论,验证了硬件时延的稳定性。

结合无线双向时间比对原理和观测量精度、通道时延标校精度分析以及硬件时延稳定性实验结果可知,本文设计的无线时间比对系统可以满足纳秒量级时间比对精度的要求,下面通过具体的实验进行验证。

3 时间比对实验

基于上述设计的可级联组网的无线时间比对系统,研制了 3 个时间比对终端,开展了零基线双节点和野外三节点无线时间比对实验,验证了静态时间比对性能指标。

3.1 双节点时间比对实验

双节点无线时间比对实验原理如图 10 所示。无线时间比对主站和从站终端均工作在外参考模式下,且参考时间均溯源到 UTC(NTSC)守时钟房,利用频率和脉冲分配放大器实现无线时间比对终端和时间间隔计数器 SR620 的同时测量,以 620 测量结果作为参考。

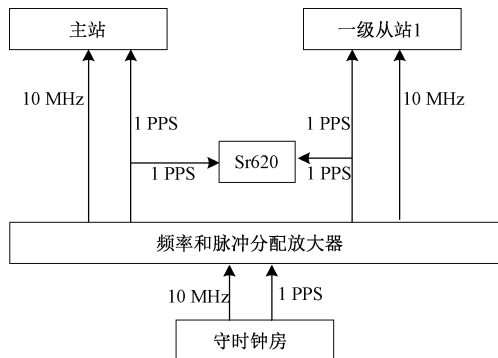


图 10 零基线双节点无线时间比对实验原理

主站和从站的收发天线架设在实验室楼顶,如图 11 所

示,金属三角支架上架设的主站收发天线,木质架上安装的是从站收发天线,两个站点之间的收发天线相距约 9.3 m。



图 11 双节点无线时间比对实验天线架设照片

采集了 10 min 的无线时间比对终端和 Sr620 的时差监测结果,分别绘制于图 12 中,标星号曲线为 Sr620 的监测结果,标圆圈曲线为无线时间比对的结果。从图 12 中可知,Sr620 的监测结果较无线时间比对更加稳定,Sr620 的检测标准偏差为 6 ps 左右,无线时间比对测量结果的标准偏差为 32 ps;两者的统计均值相差 22 ps,均方根误差大约为 39 ps。因此,在零基线条件下,无线时间比对性能优秀,可以达到 10 ps 量级的时间比对精度。

3.2 三节点时间比对实验

三节点无线时间比对实验于 2023 年 4 月 25 日在陕西

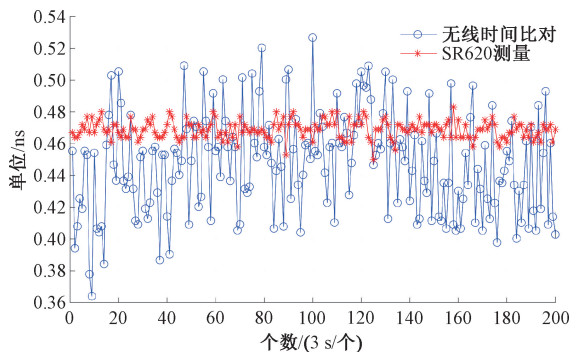


图 12 零基线双节点无线时间比对结果

周至黑河河堤路上开展,3 个终端分别设置为主站、一级从站 1 和一级从站 2。主站同时和一级从站 1、一级从站 2 进行无线时间比对,三节点无线时间比对原理如图 13 所示,采用共钟同源的方式开展时间比对实验,野外站点布局如图 14 所示。一级从站 2 位于远处测试车上,主站位于图 14 中间位置,最近的站点为一级从站 1。主站和一级从站 1 相距 500 m,利用光纤传输时频参考信号,主站和一级从站 2 相距 30 m,利用普通线缆输出时频基准信号。

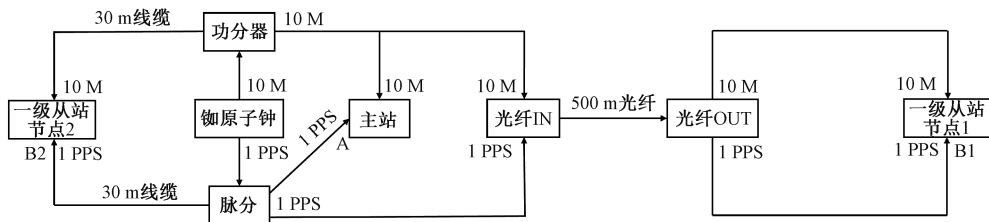


图 13 三节点无线时间比对实验天线布局



图 14 三节点无线时间比对实验外场照片

主站和一级从站 1 无线时间比对结果如图 15 所示,时间比对结果比较稳定,波动范围大约为 1.5 ns,统计均值 4.31 ns,标准偏差为 0.260 ns。主站和一级从站 1 时钟参考标校值为 4.21 ns,可以计算出主站和 1 级从站 1 时间比对的均方根误差为 0.278 ns。

图 16 为主站和一级从站 2 之间的无线时间比对结果。对比图 15 可知,主站和一级从站 2 尽管基线更短,但时间

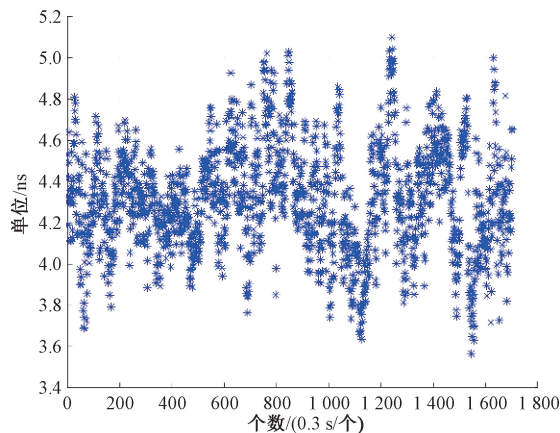


图 15 主站和一级从站 1 时间比对结果

比对结果波动幅度更大,波动范围大约为 3 ns,较图 15 大约增加了一倍。据分析,应该是地面的反射波和直射信号幅度存在一定的抵消作用,导致测量噪声增加,时间比对结果波动偏大。图 16 时间比对结果统计均值为 115.3 ns,标准偏差为 0.454 ns,比图 15 的标准偏差增加了约 0.2 ns。主站和一级从站 2 时钟参考标校值为 115.1 ns,

可以计算出主站和 2 级从站 1 时间比对的均方根误差为 0.496 ns。

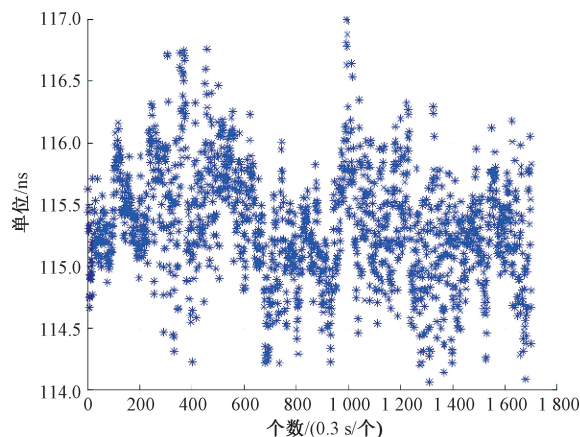


图 16 主站和一级从站 2 时间比对结果

由图 12、15 和 16 可知,本文设计的无线时间比对系统,增加节点数目对时间比对性能的影响不大,500 m 的时间比对基线内,三节点和双节点零基线比对的均方根误差均在 0.5 ns 以内,优于卫星双向和共视时间比对的性能^[16,21]。由于本文设计的多节点时间比对系统在理论上兼容动态时间比对的应用场景,后续将开展动态时间比对的测试验证和性能优化工作。

4 结 论

设计出一套可以自适应级联组网的无线时间比对系统,分析了时间比对的基本原理和纳秒量级时间比对精度的实现难点,并提出了相应的解决方法。基于本文的设计思路,研制了相应的无线时间比对终端,并搭建了双节点和三节点的时间比对实验平台,对时间比对性能进行了验证。通过对实测结果进行分析,得到如下结论:双向伪码测距的时间比对方法可以有效抵消无线信号传输链路上的共有误差,AD9520 芯片的零延迟功能可以解决硬件时延开关机前后的稳定性问题,再结合通道时延相对校准方法,在 500 m 的无线作用距离下,能够实现优于 0.5 ns 的时间比对精度;本文所用的级联组网方法,可以方便地进行节点配置,节点数目的增减对时间比对的性能影响不大。

参考文献

- [1] 于雪晖,王盾,李周,等.双向比对高精度物理时间同步方法[J].航空学报,2019,40(5):322507.
- [2] 王平利.基于 VLBI 的时间比对方法研究[D].北京:中国科学院大学,2020.
- [3] 胡欢武.不间断分布式光纤时间传递系统设计与实现[D].上海:上海交通大学,2018.
- [4] 张继海,董绍武,袁海波,等.GNSS 多系统 PPP 融合时间比对方法研究[J].仪器仪表学报,2020,41(5):

39-47.

- [5] MATSAKIS D, DEFRAIGNE P, BANERJEE P. Precise time and frequency transfer[J]. Radio Science Bulletin,2014(351):29-44.
- [6] 白钰.光纤时频网络化精密同步及航天测量应用[D].北京:清华大学,2015.
- [7] HOU X. The error analysis of shipboard two-way microwave time transfer[C]. 2015 National Conference on Information Technology and Computer Science (CITCS 2015),2015.
- [8] 张继国,丁岐鹏.某型地空导弹系统时间同步设计[J].雷达科学与技术,2018,16(6):596-600.
- [9] 陈法喜,赵侃,周旭,等.长距离多站点高精度光纤时间同步[J].物理学报,2017,66(20):200701.
- [10] 李恩,罗青松,钟震林. White Rabbit 技术在时频领域应用综述[J].无线电通信技术,2020,46(6):674-681.
- [11] 宋思,盛张兴,姜洋.战术双基地雷达的时间、频率同步方法[J].科技视界,2019,(19):96-97.
- [12] 刘大鹄,陈桂芬,王义君.无线自组织网络协作时间同步优化算法[J].兵工学报,2020,41(4):702-710.
- [13] 陈丁,许江宁,李振中,等.光纤双向比对时间同步技术研究进展[J].激光与光电子学进展,2020,57(13):130004.
- [14] 王威雄,董绍武,武文俊,等.卫星双向时间传递链路校准及其不确定度分析[J].仪器仪表学报,2018,39(12):65-72.
- [15] 齐小刚,袁列萍,刘立芳.动态组网高精度双向时间同步技术研究[J].时间频率学报,2019,42(4):151-161.
- [16] 李国俊,王存军,叶虎春.北斗三号共视时间传递性能分析[J].天文学报,2022,63(3):32.
- [17] GILLIGAN J, KONITZER E, 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.
- [18] 胡庆,罗孝杰.基于 ZYNQ-7000 的远距无线时间同步系统的软件设计与实现[J].成都大学学报(自然科学版),2019,38(4):397-400.
- [19] 张丹,海面舰船时间统一方法与系统[J].仪器仪表用户,2019,26(2):12-14.
- [20] 寇琼月,许晴,张磊.微波双向高精度时统装置的设计[J].电子测量技术,2018,41(4):25-30.
- [21] 高喆,王威雄,王翔,等.基于 Express-80 的卫星双向时间频率传递方法[J].导航定位学报,2023,11(4):24-30.

作者简介

刘音华,博士,研究员,主要研究方向为高精度时间频率测量、卫星导航、现代授时技术等。

E-mail:liuyh@ntsc.ac.cn