

华中科技大学

检测技术专题研讨报告

题 目：基于 DGNSS 的输电线路弧垂测量技术

专业班级_____

姓 名_____

学 号_____

指导教师_____

2022 年 4 月

摘要

本文研究基于 DGNSS 的输电线路弧垂测量技术，在对当前学术界工业界的弧垂测量技术进行了归纳与对比的基础上，选择并进行基于 DGNSS 的输电线路弧垂测量技术的整体方案设计。并依次进行差分 GNSS 的介绍，相关 DGNSS 接收器电路设计与分析，使用传统的物理建模和最小二乘法进行弧垂计算，并利用卡尔曼滤波器在此基础上对之进行优化。

Key Words: DGNSS 输电线路弧垂测量 卡尔曼滤波器

基于 DGNSS 的输电线路弧垂测量技术

一、输电线路垂度测量国内外研究现状

测量输电线路弧垂的方法可按原理分为：基于物理参数的测量方法、光学技术方法、基于通信和信号处理的测量方法、基于人工智能的方法。

可通过测量多种物理参数间接输电线路的垂度，包括线路温度、线路张力、线路振动、线路倾角等。基于光学技术测量输电线路弧垂，又可分为基于红外(IR)激光扫描系统的方法、基于激光扫描的传输线接地间隙测量方法与基于光学传感器的方法等。基于通信和信号处理技术有图像处理、磁场检测、GNSS 检测、电力线载波、毫米波、向量测量等多种方法。

表 1 输电线路垂度测量方法					
序号	方法	硬件要求	优点	缺点	备注
1	基于 DGNSS	<ul style="list-style-type: none">漫游者无线收发器基地收发机数字信号处理器直流电源	<ul style="list-style-type: none">不依赖其他参数,比如:天气状况,温度,张力低运营成本在全天候天气状况下	<ul style="list-style-type: none">算法复杂需要卫星需要部件数多	分辨率=2.54cm
2	基于毫米波的方法 1	<ul style="list-style-type: none">发射器无线收发器	<ul style="list-style-type: none">操作简单无需复杂算法允许实时监测低延迟	<ul style="list-style-type: none">遮蔽衰落效应强需要架空线路发射器和无线收发器有严格的对齐要求	分辨率=0.1cm
3	基于毫米波的方法 2	<ul style="list-style-type: none">发射器带有 AoA 传感器的无线收发器	<ul style="list-style-type: none">低误差无需架空线路遮蔽衰落效应对计算弧垂值影响小允许实时监测低延迟	<ul style="list-style-type: none">AoA 传感器误差较大所需无线收发器数量多相对于方法 1 延迟较高	分辨率=0.1cm
4	基于电流和通量密度	<ul style="list-style-type: none">电磁传感器电流互感器微控制器信号调理器和功放通信电路	<ul style="list-style-type: none">低成本精确度高	<ul style="list-style-type: none">需要 MF 数据和 EC 数据的同步	误差 < 1%
5	基于温度	<ul style="list-style-type: none">温度传感器	<ul style="list-style-type: none">只需一个参数计算弧垂	<ul style="list-style-type: none">温度仅在一处测量,但输电线的	误差大

				温度随径向和轴向不同而不同。 因此，测量得到的弧垂存在误差	
6	基于张力	● 压力传感器	弧垂可以用一个参数（张力）就被确定	● 压力传感器被要求能确定张力微小的变化	误差大
7	激光技术	● 光学设备	● 精度高	● 造价高 ● 不能全自动化 ● 不适合实时监测	精度=0.6cm
8	基于图像处理	● 摄像机	● 精度高	● 造价高 ● 安装需停机	分辨率=0.6cm
9	基于振动	● 振动传感器	● 弧垂可不用其他额外数据计算	● 环境会影响振动频率	在 0~20m 量程内最大误差为 20cm
10	基于 FBG	● CFBG 传感器 ● 光学环行器 ● 光源 ● 光谱分析仪	● 精度高	● 造价高 ● 程序复杂	半峰全宽的宽度/伸长率是 0.00603 nm/ μ m

二、以 DGNSS 为基础的弧垂测量整体方案

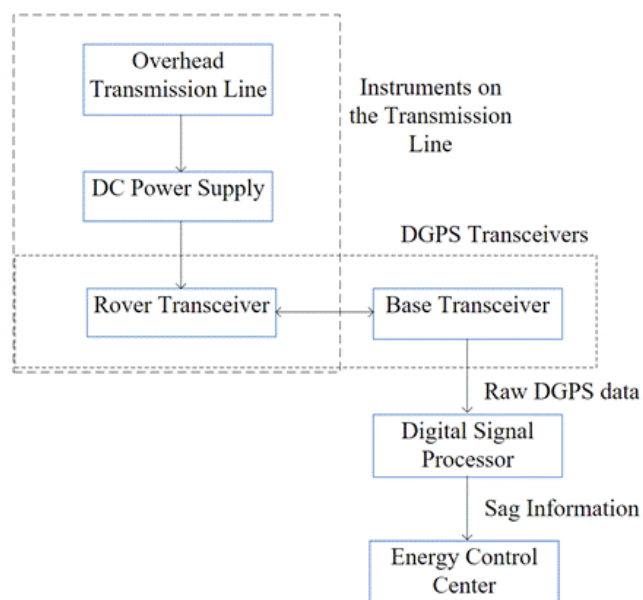


图 1 以 DGNSS 为基础的弧垂测量整体方案

在这种测量垂度的方法中，利用 GNSS 信号来计算架空传输线的垂度。下垂测量系统包含 DGNSS 收发器（基站和流动站）、通信天线、直流电源、数字信号处理模块和无线电通信链路。放置在跨度中间的传输线上的 DGNSS 流

动站接收来自通电线路的直流电。

为了测量下垂，DGNSS 流动站和 DGNSS 基站收发器都连续接收 GNSS 信号。然后，流动站对 GNSS 信号进行解码以确定其大致位置，并使用通信链路将此信息发送到基站收发器。之后，DGNSS 基站对定位消息应用适当的差分纠错。借助来自卫星的纠错信息和 GNSS 信号，DGNSS 流动站计算出原始 DGNSS 数据，以指示设备的位置。然后将该原始数据传输到数字信号处理单元以计算该传输线的垂度。最后，下垂数据被传输到控制中心。图 1 显示了基于 DGNSS 的垂度测量系统框图。无论天气条件、温度和张力如何，这种方法都能提供良好的准确性。使用这种方法的缺点是使用复杂的算法来测量下垂。

三、基于差分的卫星定位技术

3.1 GNSS 介绍

GNSS 的原理是，通过测量卫星到用户的延迟 t 乘以光速 c ，可得到距离 $\rho = ct$ ，当知道 3 个卫星的位置及其与用户的距离之后，可以列三个方程求解用户的三维位置（经度、纬度、高度）。但由于用户时钟不可能很精确，因此钟差也是未知数，需要 4 个卫星列出 4 个方程。

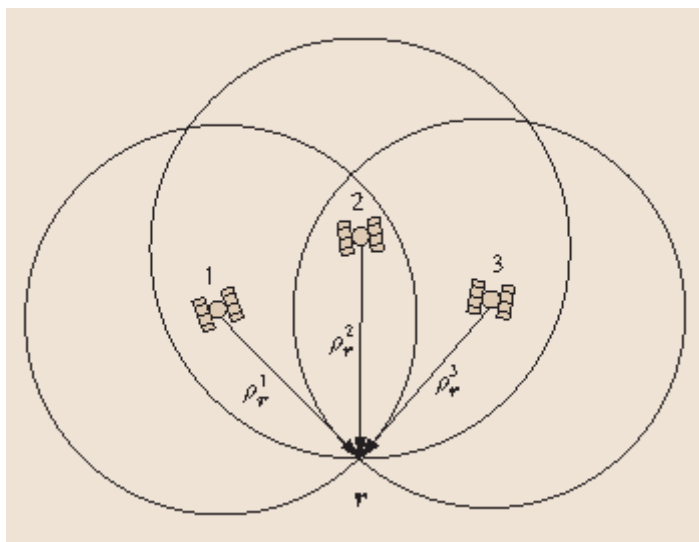


图 2 卫星定位图

GNSS 定位的误差主要来自三个方面：卫星产生的误差，比如轨道误差和时钟误差；传播途径的误差，比如电离层延迟（误差的最大来源）和对流层延迟；地面接收机的误差，比如接收机噪音。这些误差，加上本身民码的精度较低，使得一般的民用 GNSS 定位精度在 10 米这个级别。

3.2 差分 GNSS 介绍

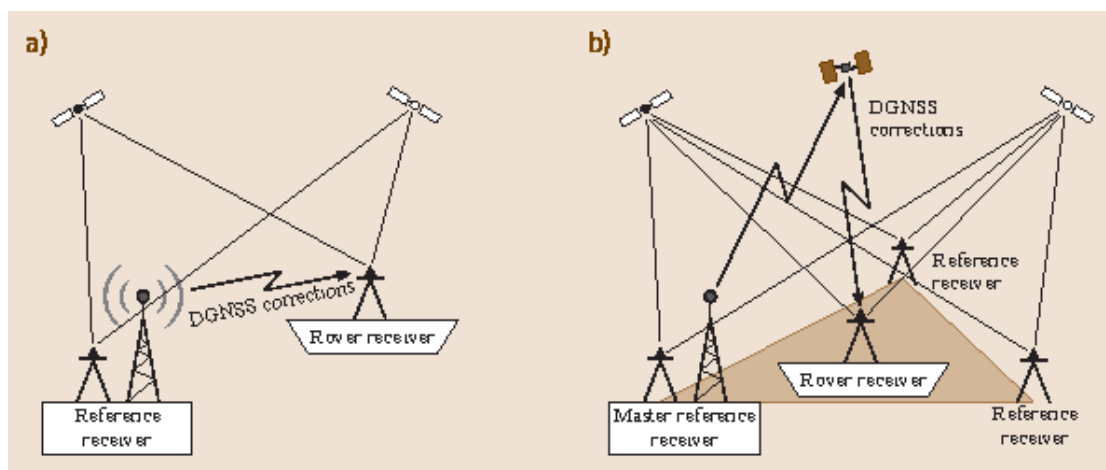


图 3 差分 GNSS 示意图

差分 GNSS 是一种应用广泛并且又行之有效地降低甚至消除各种测量误差的方法，从而使差分定位精度要明显地高于单点定位精度。差分 GNSS 可以在水平与竖直方向上实现 1m 之内的定位精度。

DGNSS 的原理如图 3 所示。位于已知位置的 GNSS 参考接收器跟踪视野中所有卫星的数据并确定差分 (DGNSS) 校正，这些校正（实时）传输给在参考的特定距离处跟踪 GNSS 数据的用户（流动站接收器）车站。与 SPP 解决方案相比，这些用户可以更正他们的数据，从而提高定位精度。

广播 GPS 星历表的精度约为 1 m。使用经验法则，这具有 $1000\text{mm}/20000\text{km}=0.05\text{ppm}$ 的基线长度。对于 1000 公里的基线，偏差为 5 厘米。精确 GPS 星历表的精度优于 5 厘米，导致偏差为 $50\text{mm}/20000\text{km}=0.0025\text{ppm}$ 。对于 1000 公里的基线，这个 5 厘米的偏差只有 2.5 毫米的影响。图 4 显示了基线中的偏差作为四个基线长度的卫星位置或枢轴接收器位置的偏差的函数。从图 4 中可以推断，卫星位置和/或枢轴接收器位置的偏差在接收器间差分观测方程中显着减小。

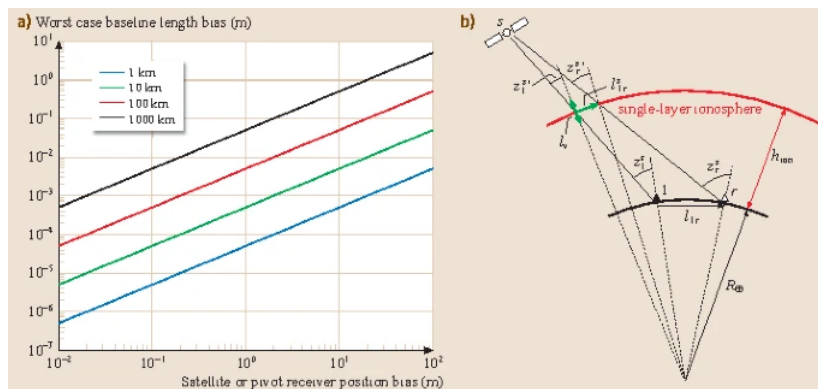


图 4 基线长度偏差作为四个基线长度的卫星位置偏差的函数图

3.3 差分算法比较

根据差分基站发送的信息方式可以将差分 GNSS 分为三类：

1. **位置差分：**即通过基准站位置的误差来修正，任何一种 GNSS 接收机均可改装和组成这种差分系统，基站将定位的坐标与已知坐标的误差发送出去由用户接收并修正。这种差分的先决条件是基准站和用户站观测同一组卫星，适合用户在基站 100km 之内的情况。

2. **伪距差分：**即通过基准站到各个卫星的误差来修正。这是应用最广的一种差分。在基准站上，观测所有卫星，根据基准站已知坐标和各卫星的坐标，求出每颗卫星每一时刻到基准站的真实距离，再与测得的伪距比较，得出伪距改正数，将其传输至用户接收机，提高定位精度。这种差分，能得到米级的定位精度。

3. **相位差分：**实时动态载波相位技术，是实时处理两个测站载波相位观测量的差分方法。即是将基准站采集的载波相位发给用户接收机，进行求差解算坐标。由于载波的精度远高于其内容，载波相位差分可使定位精度达到厘米级甚至毫米级。大量应用于动态需要高精度位置的领域。载波相位差分有整周模糊度的问题（伪距差分也有，需要伪距重构，但是比相位差分简单）。

四、卫星距离检测“传感器”电路设计

卫星与接收器构成了一个距离检测系统，也便是一个超大超远的“传感器”，经过测距后进行多数据处理，即可得到接收器位置。

由于我们难以设计该超大型“传感器”的信号发送端“卫星”，便只设计接

收端电路。

对一个 GNSS 接收器，分为天线单元、射频单元和处理器单元。信号经天线接收到射频单元进行频率转换变至易于处理的中频信号，再经比较器变为数字信号进行接收，传至处理器进行数据处理。由于因已经转成数字信号，处理器数据处理电路与最小系统板比并无特殊之处，故只设计天线单元和射频单元的电路部分，处理器以检测技术的算法为主呈现。

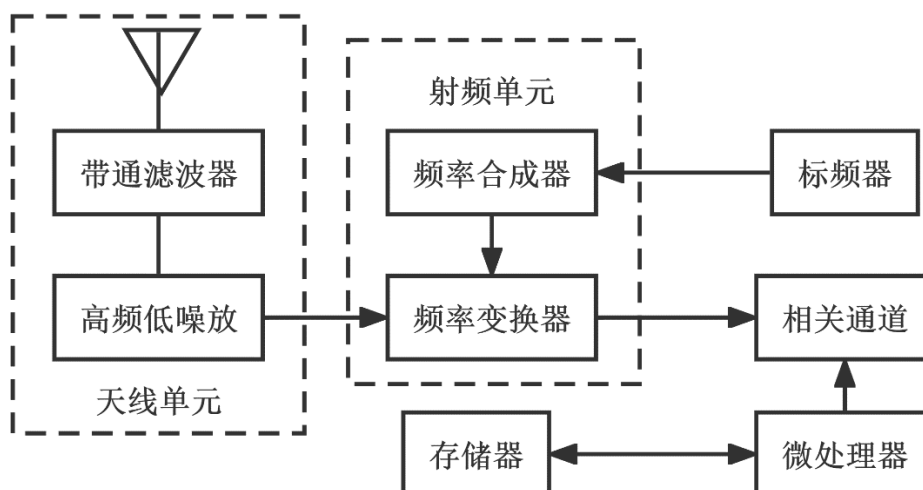


图 5GNSS 接收机的组成

4.1 卫星信号及其混频介绍

GNSS 卫星以 L 波段的两个或多个频率连续发射导航信号。这些信号包含测距代码和导航数据，以允许用户计算从卫星到接收器的行进时间以及任何时期的卫星坐标。

主要信号分量描述如下：载波：给定频率的射频正弦信号。测距码：0 和 1（0 和 1）的序列，允许接收器确定无线电信号从卫星到接收器的传播时间。它们被称为伪随机噪声（PRN）序列或 PRN 码。导航数据：提供有关卫星星历（开普勒要素或卫星位置和速度）、时钟偏差参数、历书（具有降低的精度星历数据集）、卫星健康状况和其他补充信息的二进制编码消息。

将相关信号进行混频后得到射频信号，即可传送。

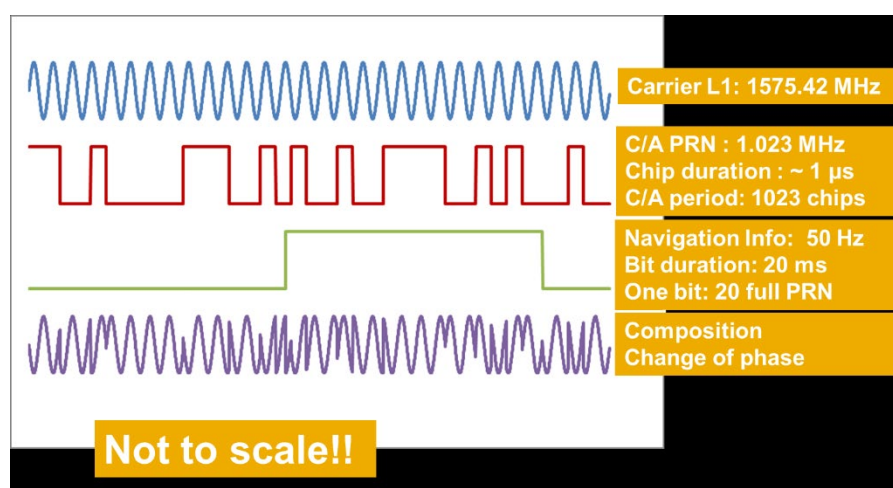


图 6 卫星信号及其混频逻辑图

4.2 GNSS 接收器方案选择

u-blox 与高通和博通是前三大 GPS / GNSS 芯片供应商行列，他们主要面对的是汽车、可穿戴终端，无人驾驶飞行器与车辆（UAV），以及物联网（IOT）等领域大批量的采购，他们提供高度模块化的芯片，如图 7 所示。

UBX-M8230-CT 芯片

超低功耗 u-blox M8 GNSS 芯片

采用 Super-E 模式，是便携应用的理想选择

采用 Super-E 模式，是便携应用的理想选择

- Super-E 模式：低功耗与高性能的完美平衡
- 便携&穿戴应用的上佳之选
- 系统功耗优化：LNA功耗节省和数据批处理
- 在 Super-E 模式下可并发接收 GPS、GLONASS 和北斗
- 最小板空间：不超过 30 mm²

u-blox UBX-M8230-CT 是一款超低功耗 GNSS 芯片，优化用于可穿戴和便携应用。其采用了新型 Super-E 模式（超级高效），独特地平衡了功耗和性能。与传统的 u-blox 1Hz 全功率模式相比，Super-E 模式实现了 3 倍的节能效果，同时保持了良好的定位和速度精度。典型 30 分钟追踪的平均功耗不超过 20 mW，而瞬时追踪功耗尚不到 10 mW。

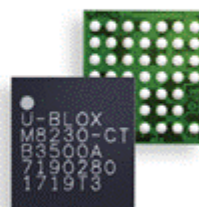


图 7 uBlox 的一款芯片介绍

其作为 GNSS 芯片集成了相关的所有功能，但是其只给予我们 400 多页的 Interface Manual 接口说明中并没有给我们内部逻辑图。在大部分场景我们根据参数选择一个。但是出于学习的考虑，为了弄明白其中的原理，我们选择了目前 Part of Analog Device 的 maxim integrated 公司的芯片 MAX2742 进行 GPS 射频电路研究，其作为射频电路芯片很好满足我们学习需求。

Features

- ◆ Complete Single-Chip GPS Front-End Receiver
- ◆ Single-Ended or Differential Outputs at 1.023MHz
- ◆ Low 4.5dB Typical Noise Figure
- ◆ No External IF SAW or Discrete Filters Required
- ◆ Very Low 32mW Power Consumption at +2.4V
- ◆ Wide +2.4V to +3.6V Operational Supply Voltage Range
- ◆ Extended -40°C to +85°C Temperature Range

图 8 MAX2742 数据手册显示特性

MAX2742 在低功耗 32mW 情况下将射频信号解调成 1.023MHz 的信号，只有 4.5dB 的误差，在数据处理中可以通过错误分析轻易找到相关误差并滤除，详细方法见后续分析。

天线选择常规芯片 SAW101AWEP942MCM0F。

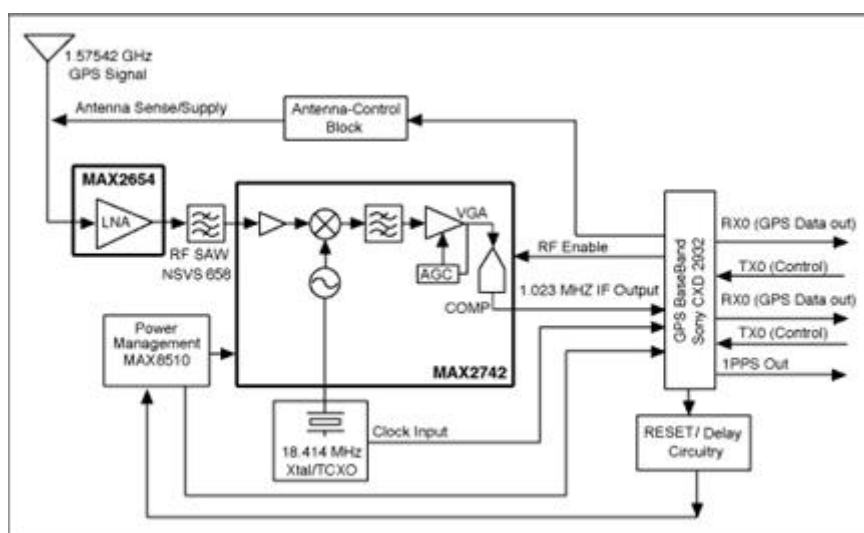
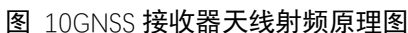


图 9 接收器总方案设计图

4.3 GNSS 接收器天线射频原理图设计



对射频部分来说，分以下部分：

射频单元如图 11 所示，经滤波器从 7 脚 RFIN 经过 Low Noise Amplifier 放大器有 24dB 增益，然后，放大的信号被送入到一个混频器，将信号（42MHz）降频到 1.023MHz 的正交差分中频。

正交中频信号通过中频滤波器，该滤波器将带外尖峰抑制在 60dB 以上，image 噪声抑制在 18dB（典型值）。在 the image reject filter 之后，信号被从正交转换为差分。滤波后的中频信号被 AGC 模块放大，AGC 模块将 VGA 输出信号的电平设置为一个预定值。

3. IF Output Selection

9

引脚控制输出格式。

4. Synthesizer

一个片上 VCO 向下变频混频器提供正交差分 LO 信号，并控制频率。一个片上 TCXO 产生参考频率。集成合成器包括 VCO、TCXO 缓冲器、主分频器、相位-频率检测器和电荷泵。它使用一个片外 PLL 环路滤波器和 TCXO。通过一个耦合电容将 TCXO 的输出连接到 XTALIN1 和 XTALIN2。合成器的主要分割比是 684。利用这个分频比，可以用 18.414MHz 的 TXCO 合成一个低端注入的 LO。

Typical Application Circuit

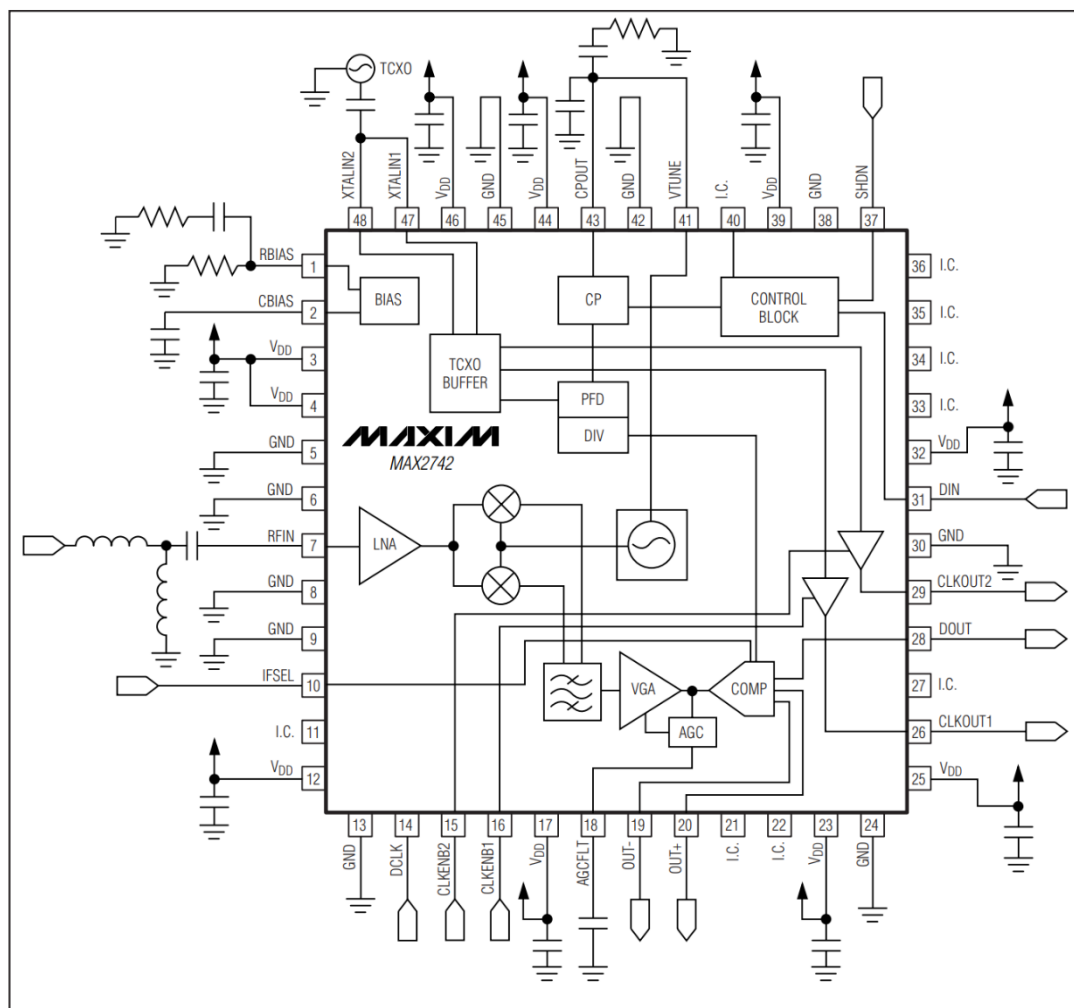


图 11 射频单元部分电路介绍

该方案整体可以达到效果如表 2 所示。

表 2 模块性能(LNA + MAX2742 + SONY CXD2932)							
No.	Parameter	Symbol	Conditions	System Specifications	Maxim Target	Measured	Units
1	Power supply	V _{cc}	(Note 1)	2.7 ~ 3.6		T.C.	V
2	Current consumption	I _{cc}	V _{cc} = 3.0V		91	88	mA
3.1	Sensitivity	Sens	Acquisition	Tracking	-145	-145	dBm
3.2					-138	-138	
4	TTFF	TFC	Cold start		58 (typ)	60 (max)	s
5		TFW	Warm start		45	30 (max)	s
6		TFH	Hot start		17	6 (max)	s
7	Position drift range	PR	95% possibility		100	90	ft
8	1PPS output accuracy	1PPS			1	N.M.	ns

可以看出，该方案其启动用时不超过 1min，工作功率不超过 0.3W，一次点输出在 1ns 量级，敏感度在 10⁻⁷m 量级。满足我们的需求

4.4 GNSS 接收器单距误差分析

由于接收器本身接收的是数字信号，故不像传统传感器因为电磁干扰等因素造成对模拟信号的误差。

单据误差有卫星产生的误差，比如轨道误差和时钟误差；传播途径的误差，比如电离层延迟（误差的最大来源）和对流层延迟；地面接收机的误差，比如接收机噪音。

距离误差由接收器带来的主要指偶然的噪声带来的错误和时钟差距误差，前者可以通过数据处理环节轻易消除，时钟误差可以通过选用合适的晶振与计数器，频繁进行时钟对其减少误差。

故我们将进入检测技术数据处理的核心，数据滤波算法，将以最小二乘法作为基础，引入卡尔曼滤波器进行误差的进一步减小。

五、基于最小二乘法的曲线拟合算法

将采集到的大量离散点集以抛物线方程为基础通过曲线拟合算法构建输电线路的 2D 曲线模型，根据构建的曲线模型利用几何结构计算出弧垂值，从而达到弧垂值测量的目的。

5.1 输电线路模型的构建

现今传输传输线广泛使用多股细线绞合而成，故其刚性对传输线悬挂形状的影响可忽略，将其视为柔索。

假设传输线路只受拉力作用而没有自身弯曲，并且作用在传输线弧长上的荷载沿传输线线长均匀分布，因此传输线自然状态下的曲线更接近悬链线。

假设悬挂于端点 A、B 的等高孤立传输线。在该坐标系下，取曲线上的任意一点 D (x,y)，如图 12 所示，对于 OD 段进行受力分析有：

垂直方向分力：

$$G = T_x \sin \alpha = g S L_x$$

水平方向分力：

$$T_0 = T_x \cos \alpha = \sigma_0 S$$

其中：

σ_0 导线最低点的应力；

T_0 导线最低点的张力；

σ_x 导线任一点的应力；

T_x 导线任一点的张力；

S_x 导线截面；

g 导线比载；

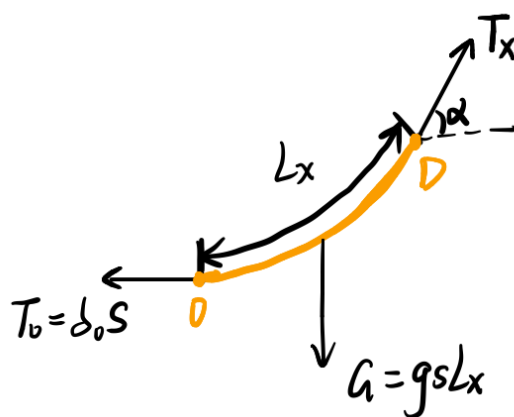


图 12 输电线路受力情况

点 D 处斜率为：

$$\tan \alpha = \frac{dy}{dx} = \frac{g}{\sigma_0} L_x$$

消去不定长 L_x ：

$$d(\tan\alpha) = \frac{g}{\sigma_o} d(Lx) = \frac{g}{\sigma_o} \sqrt{(dx)^2 + (dy)^2} = \frac{g}{\sigma_o} \sqrt{1 + \tan^2\alpha} dx$$

积分有：

$$y = \frac{\sigma_o}{g} ch \frac{g}{\sigma_o} (x + c_1) + c_2$$

带入初始条件得悬链线方程为：

$$y = \frac{\sigma_o}{g} (ch \frac{gx}{\sigma_o} - 1)$$

5.2 抛物线方程

在实际工程中，大部分线路档距只略小于该档输电线路长，因此可认为作用在传输线弧长上的荷载沿传输线在 x 轴上的投影均匀分布。

同理可得：

$$G = gSX$$

$$tg\alpha = \frac{gx}{\delta_o}$$

可求得抛物线方程为：

$$y = \frac{g}{2\sigma_o} x^2$$

当悬挂点高差 $h/d \leq 10\%$ 时，用抛物线方程进行导线力学计算。

5.3 最小二乘法拟合数据

以抛物线方程为基础，将采集到的大量离散点集通过最小二乘法拟合算法构建输电线路的模型。

选取 P_2 为拟合函数： $P_2(x) = a_o + a_1x + a_2x^2$

记差的平方和

$$Q(a_o, a_1, a_2) = \sum_{i=0}^n [y_i - P_2(x_i)]^2 = \sum_{i=0}^n [y_i - (a_o + a_1x + a_2x^2)]^2$$

为使误差尽可能小，则 Q 应该最小，将 Q 看作是 a 的多元函数，即为多元函数求极值的问题。

令

$$\begin{cases} \frac{\partial Q}{\partial a_0} = 0 \\ \frac{\partial Q}{\partial a_1} = 0; \\ \frac{\partial Q}{\partial a_2} = 0 \end{cases}$$

则可得

$$\begin{cases} S_0 a_0 + S_1 a_1 + S_2 a_2 = t_0 \\ S_1 a_0 + S_2 a_1 + S_3 a_2 = t_1 \\ S_2 a_0 + S_3 a_1 + S_4 a_2 = t_2 \end{cases}$$

其中

$$S_k = \sum_{i=0}^n x_i^k, k = 0, 1, 2, 3, 4$$

$$t_k = \sum_{i=0}^n x_i^k y_i, k = 0, 1, 2, 3, 4$$

则可求得 a_0, a_1, a_2 的值

5.4 数学误差分析

实际的输电线路表面附着灰尘、雨珠等杂质，作用在传输线弧长上的荷载并不是沿传输线在 x 轴上的投影均匀分布，即悬链线方程近似为抛物线方程时存在误差。

利用搜集到的正确数据以抛物线方程为基础，利用 excel 进行拟合，构建输电线路的模型，根据构建的曲线模型计算出弧垂值，如图 13 所示。

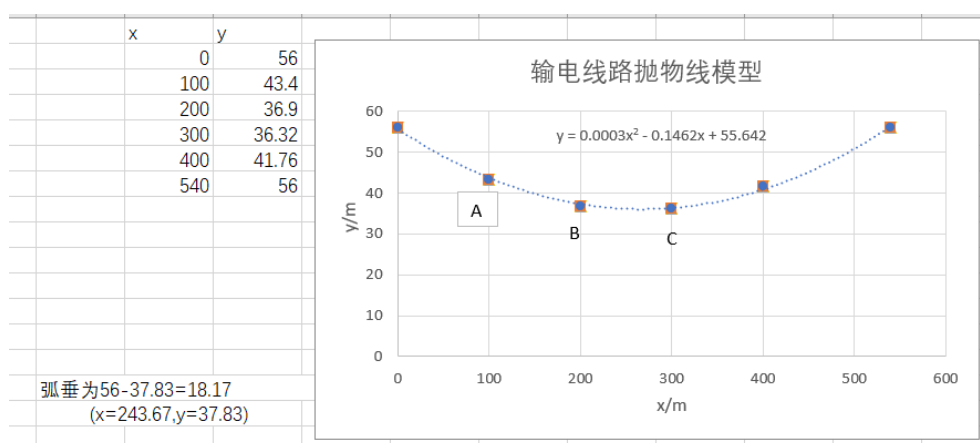


图 13 正确数据构建的输电线路抛物线模型

现比较处于输电线路上的不同的 A,B,C 三点因测量误差分别增加 4m 对弧垂值的影响，如图 14，15，16 所示

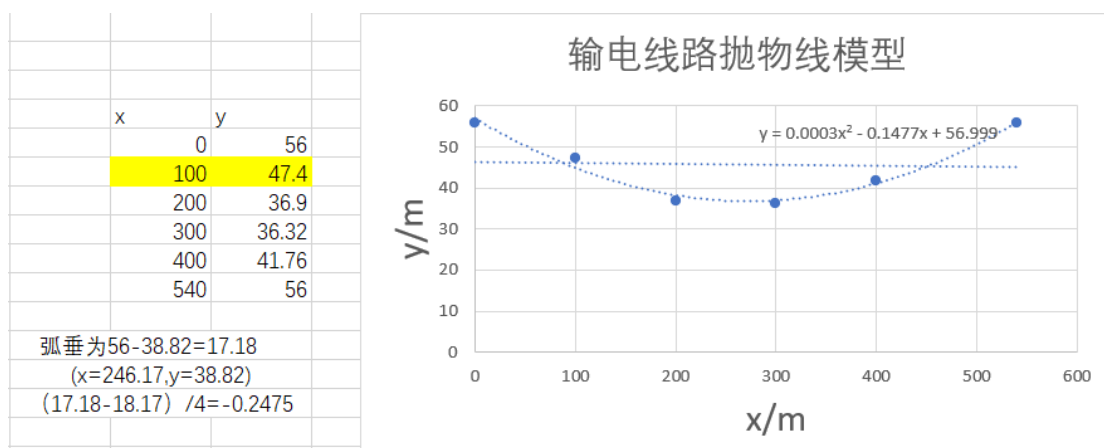


图 14A 点增加 4m 构成的数据构建的输电线路抛物线模型

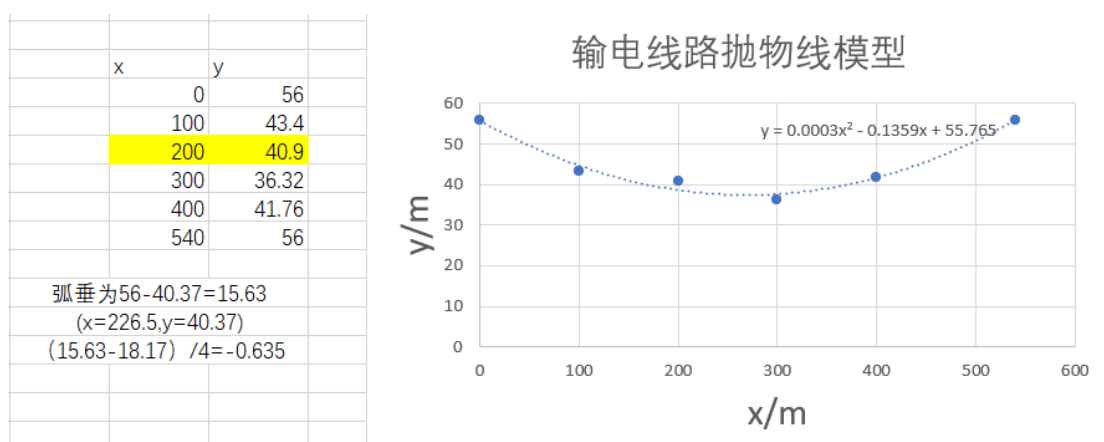


图 15B 点增加 4m 构成的数据构建的输电线路抛物线模型

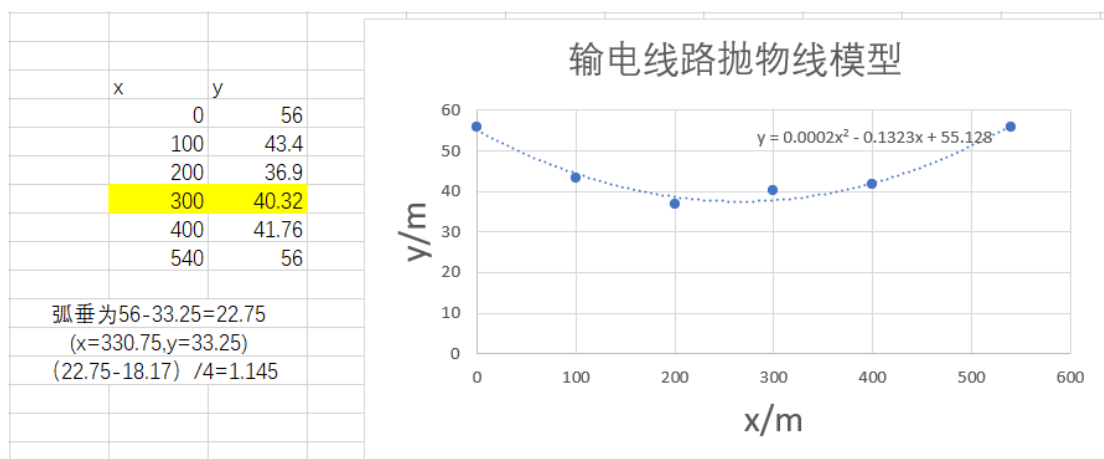


图 16C 点增加 4m 构成的数据构建的输电线路抛物线模型

由图 14,15,16 可知，处于输电线路最靠近边缘处的 A 点因测量误差每增加 1m，弧垂值变化-0.2475m；处于输电线路较靠近边缘处的 B 点因测量误差每增加 1m，弧垂值变化-0.635m；处于输电线路较靠近中心处的 C 点因测量误差每增加 1m，弧垂值变化 1.145m。

六、卡尔曼滤波

6.1 卡尔曼滤波简介

如前面所述，电离层延迟、大气延迟、对流层延迟、多路径效应和精度稀释等误差会影响从卫星到地球上用户的 GNSS 信号。由于这些误差降低了 GNSS 位置的精度，因此我们试图通过过滤测量值来提高 GNSS 接收器获得的高度信息的精度。

卡尔曼滤波器用来解决用线性微分方程描述的离散时间控制过程中的状态估计问题，或者说，适用于估计一个由随机变量组成的动态系统的最优状态。即便是观测到的系统状态参数含有噪声，观测值不准确，卡尔曼滤波也能够完成对状态真实值的最优估计。卡尔曼滤波的目标是使系统状态的估计值有最小均方误差。

6.2 卡尔曼滤波数学表述

总的来说，卡尔曼滤波主要由五个方程组成。

$$\hat{x}_t^- = F\hat{x}_{t-1} + Bu_{t-1}$$

方程（1）是**状态预测公式**，矩阵 F_t 为状态转移矩阵，表示如何从上一状态来推测当前时刻的状态； B_t 为控制矩阵，表示控制量 u_t 如何作用于当前矩阵； x_t 有顶帽子，表示只是估计值，并不是最优的。

状态预测公式只能告诉我们状态预测的均值，前面说过预测也是正态分布，因此还需要协方差矩阵 P ，假设前一时刻 P_{t-1} 已知，那么 t 时刻的**协方差矩阵**表示为方程（2）。（2）中的 Q 是一些无法确认的干扰噪音。

$$P_t^- = FP_{t-1}F^T + Q$$

对于传感器的读数分布也是需要方程来进行表述：

$$z_t = Hx_t + v$$

H_t 为观测矩阵，即将预测的值转换到传感器观测值的矩阵； v 为观测噪音。从测量到的传感器数据中，我们大致能猜到系统当前处于什么状态。但是由于存在不确定性，某些状态可能比我们得到的读数更接近真实状态。我们将这种不确定性（例如：传感器噪声）用协方差 R_t 表示，即上式中的 v ，该分布的均值就是我们读取到的传感器数据，称之为 z_t 。

方程（3）中， K 即为卡尔曼增益，主要作用为协调预测协方差矩阵和观测

协方差矩阵，或者说为预测和观测分配权重。

$$K_t = P_t^- H^T (H P_t^- H^T + R)^{-1} \quad (3)$$

利用卡尔曼增益进行状态量的更新，综合考虑预测和观测，得到方程 (4)。

$$\hat{x}_t = \hat{x}_t^- + K_t (z_t - H \hat{x}_t^-) \quad (4)$$

最后我们还要对协方差矩阵 P_t 进行更新用作下一次迭代，得到方程 (5)。

$$P_t = (I - K_t H) P_t^- \quad (5)$$

综合来看，前两个方程表示的是根据上一时刻的状态来预测当前时刻的状态，通过这两个公式得到的是非最佳估计的 x 和 P ；后三个公式通过当前的观测值来更新 x 和 P ，更新之后的即最佳观测值。只要能写出 P ， Q ， R ， H 和 F 矩阵的动态系统，都能用卡尔曼滤波解决动态状态估计问题。

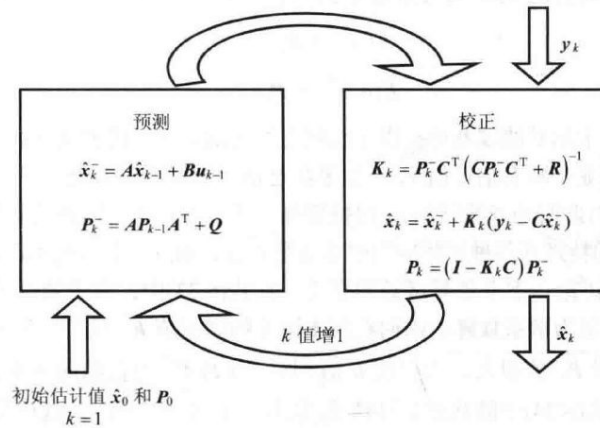


图 17 卡尔曼滤波数学原理

6.3 卡尔曼滤波在 DGNSS 中的应用

卡尔曼滤波应用于 DGNSS 的算法流程如下：

- ① 在每一历元中，卡尔曼滤波器首先利用状态方程预测接收机当前位置、速度、钟差等状态；
- ② 根据这一状态的先验估计值和卫星星历中获取的卫星位置、速度信息，预测 GNSS 接收机对各颗卫星的伪距与多普勒频移值，并对预测值和实际测量值的差异得到测量残余；
- ③ 最后，卡尔曼滤波的校正过程通过处理测量残余值得到系统状态估计值的校正量及校正后的最优估计值。

6.4 卡尔曼滤波对减小误差的效果

给定实时卫星伪距和卫星坐标，使用 Matlab 软件分别用最小二乘和卡尔曼滤波进行位置估计，分别得到的误差结果如下。

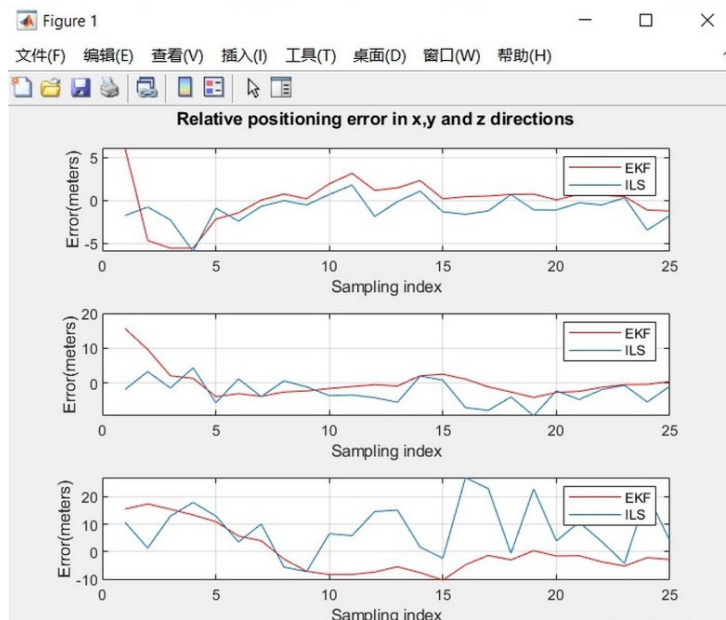


图 18 卡尔曼滤波对减小误差的效果

图 18 中 EKF 为扩展卡尔曼滤波算法下的误差折线，ILS 为迭代最小二乘法算法下的误差折线。由图 18 可以明显看出，卡尔曼滤波对减小 GNSS 测量误差具有显著的作用。

七、误差分析

误差主要源于 GNSS 数据采集时受到的各类干扰和建模过程忽略了部分影响导致。由一开始拒绝不良数据，再到通过高精度的最小二乘法拟合，最后再由卡尔曼滤波做最后的数据处理，我们的误差能大大减小，由前人给出的实验数据和事实经验来看，我们的误差能达到 0.3% 以内。

八、总结与改进

在学习由传感器去测量输电线弧垂测量中，我们发现有许多传感器都能达到测量弧垂的目的。在如今弧垂测量已经是非常成熟的技术了，我们选用 DGNSS 是基于通信速度的快速与数字信号精度高，虽然在有限的时间里，我们没能把所有部分都做得十分具体，我们能做的就是站在前人的肩膀上利用更多的方法去让这项技术的误差更小。

参考文献

- [1]. 张晶焜. 基于北斗定位技术的输电线路弧垂测量系统设计与开发[D]. 北京:华北电力大学,2016. DOI:10.7666/d.D01072330 .
- [2]. 王力聪. 基于倾角测量的弧垂监测系统研究[D]. 河北:河北农业大学,2015.
- [3]. 胡成城,刘波,李凯. 基于 GPS 定位技术的导线弧垂测量系统[J]. 低碳世界,2016(26):123-123,124.
- [4]. 胡园一,赵坤渝.基于 DGPS 的高压输电线路弧垂监测技术研究[J].科技视界,2013(18):131-132.DOI:10.19694/j.cnki.issn2095-2457.2013.18.105.
- [5]. 李磊,章碧辉,朱亦振. 基于无人机图像和悬链线模型的输电导线弧垂测量系统研究[J]. 机电信息,2020(33):36-38. DOI:10.3969/j.issn.1671-0797.2020.33.018 .
- [6]. 陆布健,何琨才,莫品伟,谢义.基于 GPS 位置信息的无人机自动测量弧垂系统研究与应用[J].电工技术,2020(06):60-62.DOI:10.19768/j.cnki.dgjs.2020.06.023.
- [7]. 罗朝恩,耿明科,吕俊,等. 对全天候北斗定位架线弧垂测量设备精度验证的探讨[J]. 电力系统装备,2021(16):64-65.
- [8]. S. S. Komaragiri and S. M. Mahajan, "A sag monitoring device based on a cluster of code based GPS receivers," 2009 IEEE Power & Energy Society General Meeting, 2009, pp. 1-7, doi: 10.1109/PES.2009.5275349.
- [9]. S. Rezaei and R. Sengupta, "Kalman filter based integration of DGPS and vehicle sensors for localization," IEEE International Conference Mechatronics and Automation, 2005, 2005, pp. 455-460 Vol. 1, doi: 10.1109/ICMA.2005.1626590.
- [10]. P. Ramachandran, V. Vittal and G. T. Heydt, "Mechanical State Estimation for Overhead Transmission Lines With Level Spans," in IEEE Transactions on Power Systems, vol. 23, no. 3, pp. 908-915, Aug. 2008, doi: 10.1109/TPWRS.2008.926093.
- [11]. C. Mensah-Bonsu, U. F. Krekeler, G. T. Heydt, Y. Hoverson, J. Schilleci and B. L. Agrawal, "Application of the Global Positioning System to the measurement of overhead power transmission conductor sag," in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 17, no. 1, pp. 273-278, Jan. 2002, doi: 10.1109/61.974218.
- [12]. Rizos, C. (2017). Surveying. In: Teunissen, P.J., Montenbruck, O. (eds) Springer Handbook of Global Navigation Satellite Systems. Springer Handbooks. Springer, Cham.

https://doi.org/10.1007/978-3-319-42928-1_35

- [13]. RTCM Standard 10403.2 Differential GNSS Services, Version 3 with Ammendment 2 (RTCM, Arlington 2013)
- [14]. H. Rho, R.B. Langley: Dual-frequency GPS precise point positioning with WADGPS corrections, Proc. ION GNSS 2005, Long Beach (ION, Virginia 2005) pp. 1470–1482
- [15]. Maxim Integrated, Analog Devices, “Single-Chip Global Positioning SystemReceiver Front-End”, MAX2742 datasheet, Jun 26, 2008
- [16]. A. U. Mahin, M. F. Hossain, S. N. Islam, K. S. Munasinghe and A. Jamalipour, "Millimeter Wave Based Real-Time Sag Measurement and Monitoring System of Overhead Transmission Lines in a Smart Grid," in IEEE Access, vol. 8, pp. 100754-100767, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2997252.

检测技术专题研讨报告评分表

姓名		指导教师	
院（系）专业			
指导教师评分			
<p>指导教师（签名）：</p> <p>年 月 日</p>			

组内人员姓名	权重系数分配
肖婷筠	
韩笑宇	
柯依娃	
刘鸿娇	

注：组内人员及权重系数分配由各小组提交研讨报告时组内人员自行分配，应满足权重系数平均值为1.