

# 车载和船载测控设备馈源校相研究

魏明山<sup>1</sup>, 雷从英<sup>1</sup>, 刘光花<sup>2</sup>, 龙文昌<sup>1</sup>, 郑昊鹏<sup>1</sup>

(1. 中国人民解放军 63623 部队, 甘肃 酒泉 732750; 2. 中国人民解放军 63601 部队, 甘肃 酒泉 732750)

**摘要:** 针对车载和船载测控设备在校相时面临的远场条件限制问题, 深入分析校相时天线和馈源的作用, 创新提出了基于馈源校相的两种校相新方法: 馈源位置比对法和馈源校相修正法, 有效破解了校相时的远场限制; 通过天线和馈源的远近场对比实验, 验证了两种馈源校相方法的有效性; 数据分析表明, 采用馈源校相方法能够实现简单、快速且稳定的校相, 有效解决了车载和船载测控设备在校相上遇到的问题。

**关键词:** 天线; 馈源; 校相; 单通道单脉冲; 航天测控; 自跟踪

## Research on Feeder-Phase Calibration for Vehicle-mounted and Shipborne Measurement and Control Equipment

WEI Mingshan<sup>1</sup>, LEI Congying<sup>1</sup>, LIU Guanghua<sup>2</sup>, LONG Wenchang<sup>1</sup>, ZHENG Haopeng<sup>1</sup>

(1. The Unit 63623 of PLA, Jiuquan 732750, China; 2. The Unit 63601 of PLA, Jiuquan 732750, China)

**Abstract:** To address the far-field limitations encountered by vehicle-mounted and shipborne measurement and control equipment during the phase calibration, By deeply analyzing the roles of the antenna and feeder during the phase calibration, this paper proposes two innovative feeder-based phase calibration methods: a feeder position comparison method and a feeder-phase correction method. These methods effectively overcome the far-field limitations during the phase calibration. Through near-field and far-field experiments of antennas and feeders, the effectiveness of two feeder calibration methods is verified. Data analysis results indicate that the feeder-phase calibration methods can achieve simple, rapid, and stable phase calibration, effectively resolving the issues encountered by vehicle-mounted and shipborne measurement and control equipment during phase calibration.

**Keywords:** antenna; feeder; phase calibration; single-channel single-pulse; aerospace measurement and control; auto-tracking

## 0 引言

随着我国航天测控任务的迅速发展, 越来越多的测控系统投入使用, 不论固定站还是车载、船载, 只要采用了多模馈源, 其和路与差路之间的相对相位容易受温度、频点等影响, 相对相位的变化会引起系统定向灵敏度变差、交叉耦合变大、跟踪性能变差, 因此在执行跟踪任务前都需先校相<sup>[1-2]</sup>。当前我国测控系统正处于转型发展阶段, 一方面为了提升能力, 测控设备向大口径和高频段发展, 另一方面为了适应高超声速目标等测控要求, 测控设备向着光雷遥一体和高机动发展, 车载测控装备越来越多, 传统对塔校相等方法无法适应现代测控要求。船载测控装备的校相一直是船载测控装备的痛点, 船载测控设备出海执行任务前必须对跟踪相位进行标定<sup>[3]</sup>。测量船传统校相方法是码头对塔校相与海上微

波自检的方式, 这些方法仅适合于跟踪设备工作相对稳定、相位漂移不大、工作频点数量有限的条件下使用, 已无法满足卫星工作频点不断增多的需要<sup>[4]</sup>, 急需一种简单便捷可靠的校相方法。

测控系统中使用较多的是双反射面天线, 此类天线由主反射面、副反射面和馈源三部分组成。常见的双反射面天线有: 反射面为旋转抛物面的抛物面天线; 主反射面为旋转抛物面, 副反射面为旋转双曲面的卡塞格伦天线; 主反射面为旋转抛物面, 副反射面为椭球面的格里高利天线; 主反射面为旋转抛物面, 副反射面母线为椭圆或双曲线的环焦天线<sup>[1]</sup>。

馈源是在焦点上把电磁波能量收集起来并输入给接收系统的设备, 是将辐射变成电流的设备。典型馈源有喇叭辐射器、多模圆锥喇叭和波纹圆锥喇叭等, 波纹圆锥喇叭的口径场向量是沿轴向圆对称分布的线极化波,

收稿日期:2025-01-03; 修回日期:2025-02-17。

作者简介:魏明山(1974-),男,大学本科,正高级工程师。

引用格式:魏明山,雷从英,刘光花,等. 车载和船载测控设备馈源校相研究[J]. 计算机测量与控制, 2025, 33(11): 32-41.

口径中心场最大, 边缘渐减为零, 其副瓣很低, 且在波束对称性和耐功率方面表现较为出色, 使用较广。

测控系统的角跟踪系统采用自跟踪系统, 分为单脉冲、圆锥扫描和步进跟踪等体制, 单脉冲体制分为相位比较单脉冲和振幅比较单脉冲, 振幅比较单脉冲又分为三信道单脉冲、双信道单脉冲和单信道单脉冲, 其中双信道单脉冲又分为低频调制和差模两种方式。单信道单脉冲可分为时分复用 (四相调制法)、频分复用和  $0/\pi$  调相 3 种单信道单脉冲方式, 相对于其它跟踪, 单信道单脉冲结构简单, 但损失了信噪比, 增加了交叉耦合<sup>[2]</sup>。校相就是通过调整和、差两路信道的相对相位差使相位极性和交叉耦合满足要求的过程。工程上一般通过多次调整相位, 使交叉耦合小于 20% (大约为  $6^\circ$ )<sup>[5]</sup>。

常用校相方法有对塔校相和无塔校相, 对塔校相是最经典的校相方式, 但对于口径大且频率高的雷达, 标校塔的高度成为限制其使用的重要原因。比如对于车载 C 频段 2 m 口径雷达 (后文称设备 A), 标准远场距离超过 200 m, 需要 5 人协同开展标校杆架设, 整个校相花费的时间超过 1 小时, 且存在安全危险。对于船载 Ka 频段 4 m 口径的遥测设备 (后文称设备 B), 标准远场距离超 2 000 m, 只能通过飞球等方式实现, 不但耗费时间精力也影响航行安全。近年来, 为了适应测控发展需求, 在无塔标校上进行了多种探讨, 如飞球校相、近场校相、射电星校相、微波自检校相、卫星校相和无人机校相等, 但各种方法均各有不足, 如射电星校相对 G/T 值要求高, 卫星校相可用频点少等问题。当前针对无人机的校相研究较多, 但如何快速实现校相始终没有得到有效解决。

车载和船载设备特点和面临的校相问题各不相同。对车载设备而言, 由于受车体限制, 天线口径普遍小, 常采用环焦天线和卡塞格伦天线, 通常配置标校杆实施校相。对远洋测量船等船载设备, 天线口径大, 常采用卡塞格伦天线, 由于船上空间无法满足校相要求, 通常采用飞球校相。船载和车载设备存在频率、极化、天线结构和解调方式等不同, 为充分验证馈源校相方法的有效性, 选用低频段、小口径、单极化的典型车载环焦天线雷达设备 A 和高频段、大口径、双极化的典型船载卡塞格伦天线遥测设备 B 为研究对象, 通过设计实验验证馈源校相方法的有效性。

随着测控系统车载和船载设备增多, 校相越来越成为设备快速能力生成的障碍, 特别是当工作通道出现故障更换器件后的快速校相问题, 急需新的校相方法来解决。本文针对车载和船载测控设备校相存在的痛点, 系统梳理现有校相方法, 基于校相是修正和差通道相位差, 天线校相和馈源校相本质一致, 创新提出馈源校相方法, 开展了天线和馈源远近场实验, 总结得到了在馈

源上固定信标喇叭的方法 (称为馈源位置比对法) 和拆除副反射面进行馈源校相的方法 (称为馈源校相修正法) 2 种馈源校相方法, 测试表明方法可行, 可实现简单、快速和稳定的校相结果。

## 1 校相相关基础

### 1.1 研究对象

#### 1) 设备 A:

设备 A 工作在频点 F1 和 F2, 左旋圆极化接收, 采用 2 m 口径环焦天线, 馈源安装于副面反射场照射不到的地方, 采用大张角馈源喇叭, 副反射面支撑于馈源喇叭上, 使其馈源系统结构更加紧凑, 更适应车载设备<sup>[2]</sup>。天线及馈源系统如图 1 (a) 所示。馈源由大张角波纹喇叭多模馈源组成, 在 C 频段具有良好的辐射特性, 低交叉极化电平, 良好的驻波特性, 辐射方向图性能优良, 同时结构尺寸较小。

系统采用  $0/\pi$  调制单通道单脉冲跟踪体制, 馈源自身实现了方位角误差载波信号与俯仰角误差载波信号合用一个通道传输, 所以馈源输出只有和、差两个通道, 对于解调输入信标信号或有残留载波信号, 采用对差信道  $0/\pi$  调制实现单通道合成, 如图 2 (a) 所示。

馈源输出和差信号经场放放大后为:

$$U_{\Sigma} = A \cdot \cos \omega t, \omega = 2\pi f \quad (1)$$

$$U_{\Delta} = \mu \cdot \theta \cdot A \cdot \cos(\omega t + \varphi_0) \quad (2)$$

式中,  $\omega$  为信标载波角频率;  $\varphi_0$  为差信号与和信号之间的相位差, 它反映了目标偏离天线轴的方向, 通常称轴向角;  $\mu$  为天线差斜率;  $\theta$  为误差角, 即目标偏离天线电轴的大小。

经过  $0/\pi$  合成和同步检波输出的方位误差信号为:

$$U_a = \frac{1}{2} \mu \cdot \theta \cdot A \cdot C(t) \cos \varphi_0 \quad (3)$$

$$U_e = \frac{1}{2} \mu \cdot \theta \cdot A \cdot C(t) \sin \varphi_0 \quad (4)$$

式中,  $C(t)$  为同步检波信号, 再经过包络检波就得到角误差电压, 完成角误差解调。

#### 2) 设备 B:

设备 B 为 4 米口径 Ka 频段船载遥测系统, 采用如图 1 (b) 卡塞格伦天线, 主馈源采用单脉冲双通道自跟踪体制, 具备同时接收左右旋圆极化能力。偏馈扫描波束采用多波束馈源, 实现大的波束覆盖范围<sup>[6-7]</sup>。

主波束馈源采用如图 2 (b) 双通道单脉冲跟踪体制, 它利用电磁场高次模分布的正交原理, 使方位角误差载波信号与俯仰角误差载波信号合用一个通道传输, 而和信号由基模单独传输。双通道跟踪体制优缺点与三通道跟踪比较相似, 也是跟踪灵敏度较高的跟踪模式。由于和信号与差信号支路相互独立, 使得馈源和射频前端的插入损耗很小, 从而使整个跟踪系统的 G/T 值很

高，获得较高的跟踪精度。其校相也是通过修正和差相位差实现。

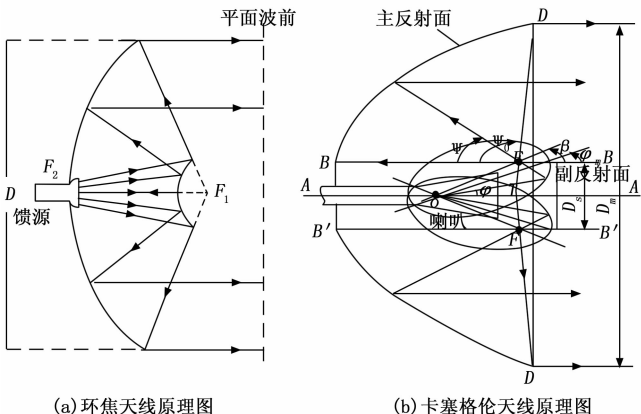


图 1 天线原理图

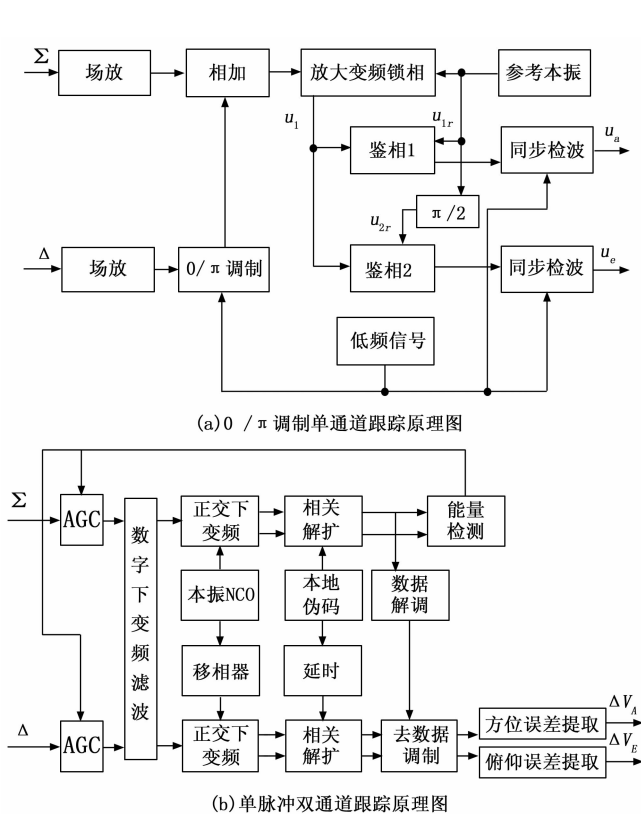


图 2 典型多模馈源角度跟踪图

## 1.2 标校要求

传统的标校塔标校存在以下不足<sup>[2]</sup>：为了满足天线的远场条件，需在雷达周边建设一定高度的标校塔，保障建设难度大；天线在低仰角进行标校，多径效应比较明显；需要发射、伺服、主控等多个系统参与工作，自动化水平低；标校时间较长，任务准备效率低。其中最主要的要满足天线远场条件（距离）和天线的仰角为半功率波束宽度的 3~5 倍（高度）要求<sup>[5]</sup>。

### 1) 远场要求：

天线辐射场分为 3 个区域，分别为感应近场、辐射

近场（菲涅尔区）和辐射远场（夫琅和费区）。一般来讲，当被测天线口面上的电磁场在天线口面中心到边界的相位差不超过  $\lambda/16$  时（工程上可进一步放宽至  $\lambda/4$ ），此时电磁波可被近似认为准平面波。据此可推导出远场条件：

$$R_0 \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (5)$$

式中， $R_0$  为源天线与待测天线的远场距离， $\lambda$  为天线工作波长， $D$  为待测天线直径。

### 2) 感应区条件：

在辐射近场区，场方向图是径向距离的函数，在天线距离靠近远场辐射区时，天线方向图的主瓣和副瓣才明显形成。在感应近场区，向外基本不辐射功率，包括感应近场区和辐射近场区<sup>[3]</sup>。据此可得到感应区条件：

$$R \leq 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (6)$$

### 3) 标校塔高度：

标校高度与波束宽度直接相关，天线的半功率波束宽度  $\theta_{3dB}$  可表示为：

$$\theta_{3dB} = \frac{K\lambda}{D} \quad (7)$$

式中， $K$  被称为波束宽度因子比例常数，在天线口径场分布为余弦场分布时取 70。

按照以上公式可得到如表 1 所示的远场距离等参数，由表 1 可知：无论是船载还是车载设备要想满足远场条件都比较困难，特别是随着天线口径变大，标校塔方式几乎不能实现。相对而言馈源的远场就非常近，有利于利用馈源实现校相。

表 1 天线远场距离和标校天线高度表

	A 天线	A 馈源	B 天线	B 馈源
天线直径/m	2	0.07	4	0.07
工作频率/(GHz)	5	5	27	27
波束宽度/(°)	2.1	60	0.2	11
感应近场区/m	7	0.05	47	0.11
远场距离/m	133	0.16	2 880	0.88
塔高度/m	14.7	—	29	—

## 1.3 校相方法

目前常用的校相方法主要有对塔校相、飞球校相、近场校相、射电星校相、卫星校相和无人机校相等，也有采用地面信号源的有线微波自检校相<sup>[8]</sup>，根据距离天线远近绘制各种校相方法如图 3 所示。

### 1) 对塔校相：

标校塔法是一种传统校相方法，即将信标机置于标校塔上，天线电轴对准信标喇叭，使跟踪接收机和、差通道有信号输出，测量出它们的相位差<sup>[9]</sup>。它适用于多频段标校，校相结果精确，但存在建设成本高和无法满

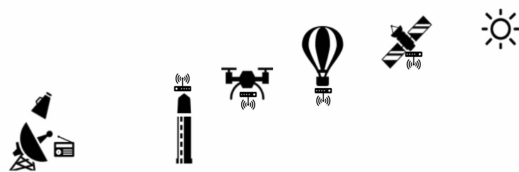


图 3 校相方法分类图

足大口径天线的测试要求等问题<sup>[5]</sup>。

#### 2) 飞球校相:

通过在飞球上放置信标机进行标定的方法, 该方法的优点是无需标校塔配合, 缺点是每一次标校要损失一个标校气球和信标机, 时间和经济成本高, 常用于船载校相<sup>[10]</sup>。

#### 3) 近场校相:

校相一般都在远场区进行, 相关研究表明在近场区内, 距离天线口径一定距离外的校相结果也能满足使用要求<sup>[11]</sup>。近场校相一般采用偏馈振子实现, 将偏馈振子安装在天线主反射面外侧 (非遮挡区域), 通过偏馈信号与位置关系得到相应频点所有链路组合下的相位值。方便用于日常检查, 但存在不稳定和精度不高等问题。

#### 4) 射电星校相:

射电星校相是利用空中的射电星代替标校塔上的信标源来实现校相。射电星信号经过和、差通道后, 仍具备相关性, 和、差信号之间仅存在幅度和相位的变化, 通过相关处理完成校相<sup>[1]</sup>。射电星具有全天候、分布广、星历精确已知的特点, 要求系统有较大的 G/T 值, 适合深空大口径测控设备校相, 此外, 太阳作为特殊恒星, 其校相方法应用较广<sup>[11-12]</sup>。

#### 5) 卫星校相:

卫星校相是利用同步卫星全相辐射功率的特性, 使用同步卫星发射信号作为信标信号进行校相, 满足远场条件好, 其精度较高<sup>[13-14]</sup>。但由于同步卫星频点固定、旋向单一, 且已知资源较少, 不能满足各类试验任务不同频点的需求, 因此卫星法通常适用于对标校结果的检验, 不适用于对新频点校相<sup>[9]</sup>。

#### 6) 无人机校相:

无人机校相是随着无人机技术的成熟而提出的新方法, 它将信标机作为载荷以悬停的方式实现远场标校, 核心是无人机的载荷能力和飞行悬停精度, 由于其很容易满足远场和仰角条件, 成为天线校相的首选<sup>[15-17]</sup>, 但存在空域申请难和成本高等问题。

#### 7) 微波自检校相:

有线微波自检校相方法是利用微波自检网络校相与码头标校塔校相结果配合, 完成无塔校相的方法<sup>[8,18]</sup>, 优点是简单, 缺点是无法检查馈源和差变化。

总结以上各种校相方法, 针对车载和船载天线, 较

好的解决方案是无人机校相, 但也受限于经费和安全等限制, 使用起来不够快速方便。

## 2 馈源校相可行性研究

### 2.1 馈源校相理论基础

#### 1) 近场影响:

随着天线口径的加大和工作频段提高, 校相所需要的远场条件越来越难以满足, 导致设备在对塔校相时跟踪性能良好, 对卫星跟踪后系统定向灵敏度及交叉耦合系数变差, 从而引起系统跟踪不稳定的问题<sup>[18]</sup>。在天线位于近场区时, 入射波在被测天线口面上产生的最大相位差可表示为<sup>[3]</sup>:

$$\Delta\varphi_{\max} = \frac{\pi D^2}{4\lambda R} = \frac{\pi}{8} \frac{R_0}{R} \quad (8)$$

在进行校相参数分析计算时, 首先要剔除近场效应引入的附加相位差, 文献 [19] 采用近场感应解析法分析 12 m 口径 S 频段的影响, 在距离远场距离约 1/12 时, 近场影响的相位约 70°。文献 [20] 对近场影响进行了深入研究, 得到了和差方向图函数, 当距离大于远场距离 1/6 时, 和差归一化差斜率不随距离变化, 和差相对相位变化不大, 相位偏差约 30°, 1/9 远场距离时偏差为 42°, 1/12 远场距离为偏差为 80°。

#### 2) 天线与馈源关系:

馈源是天线的核心, 研究表明天线口面场分布和焦平面分布以汉克尔变换联系起来, 口径分布为高斯分布, 焦平面也是高斯分布。馈源电场方向图  $f(\theta)$  和主反射面场分布函数为  $F(x)$ , 按照能量守恒公式有<sup>[21]</sup>:

$$\int_{-x}^x F^2(x) x dx = A \int_0^\theta f^2(\theta) \sin\theta d\theta \quad (9)$$

馈源口径小, 按照表 1 所示, 把馈源当做天线时的远场很容易满足, 馈源校相值与天线校相值本质上都是测和差线路的相位差, 是一种简单的相位关系。考虑到馈源和天线近场影响, 对于左右旋的影响, 用差模辐射方向图分析<sup>[22]</sup>:

$$\vec{E}_{DL} = \frac{1}{\sqrt{2}} \rho \exp \left[ -j \left( \frac{\pi}{2} - \varphi - \beta \right) \right] (\vec{u}_x + j\vec{u}_y) \quad \text{LHCP 端口} \quad (10)$$

$$\vec{E}_{DR} = \frac{1}{\sqrt{2}} \rho \exp \left[ -j \left( \frac{\pi}{2} + \varphi + \beta \right) \right] (\vec{u}_x - j\vec{u}_y) \quad \text{RHCP 端口} \quad (11)$$

参照相控阵天线理论, 天线方向图是天线阵因子和辐射单元的乘积, 对于抛物面天线也是一样, 馈源到天线存在转换关系, 是一种积分的方式, 按照正余弦微积分转换关系, 对于馈源和远场可简单做如下分析, 在离馈源较远的地方, 馈源场起作用, 在离馈源较远的地方, 天线场起作用, 两个场中间转换存在 90° 的偏差。

综上, 对于天线而言, 在近场区会受近场影响, 且

越近影响相位向  $90^\circ$  靠近, 当把馈源视为天线时, 由于馈源口径小, 远场距离如表 1 所示很近, 当仅考虑馈源时 (比如去掉副反射面后), 馈源也可视为天线来校相。馈源校相有 2 种方法, 一种是将信标喇叭对准馈源上固定位置, 记住正确校相参数下的方位误差电压 (称为参考电压), 当设备的和差发生变化时, 通过调整校相值使其误差电压回到参考电压, 此时的相位值即为校相值, 此方法称为馈源位置比对法; 另一种是移动或拆除副反射面, 利用馈源进行校相, 将此校相值与正确校相值作差, 得到该频点下的相位补偿值, 当设备和差发生变化时, 利用馈源进行校相, 再加上相位补偿值即为校相值, 此方法称为馈源校相修正法。

## 2.2 设备 A 馈源校相可行性

1) 围绕馈源旋转信标喇叭, 检查误差电压是否能够反映  $360^\circ$  变化:

设备正常开机, 装订正确的校相参数, 采用无线校相模式, 利用大、中、小 3 种信标喇叭对准馈源 (由于环焦天线结构限制, 只能用天线靠近副反射面对准馈源), 以馈源副反射面中心为圆心, 紧贴副反射面边沿移动, 在上下左右等特殊位置保持时间较长, 观察是否能够形成稳定的误差电压。实验表明大信标喇叭的误差稳定性更高, 实验数据如图 4 所示, 图 4 (a) 为移动信标喇叭的全程误差电压数据, 图 4 (b) 为剔除杂散数据 (取连续稳定值) 后的数据, 误差电压数据稳定, 反映了位置变化, 说明在馈源上直接馈入信号能够反映空间位置。

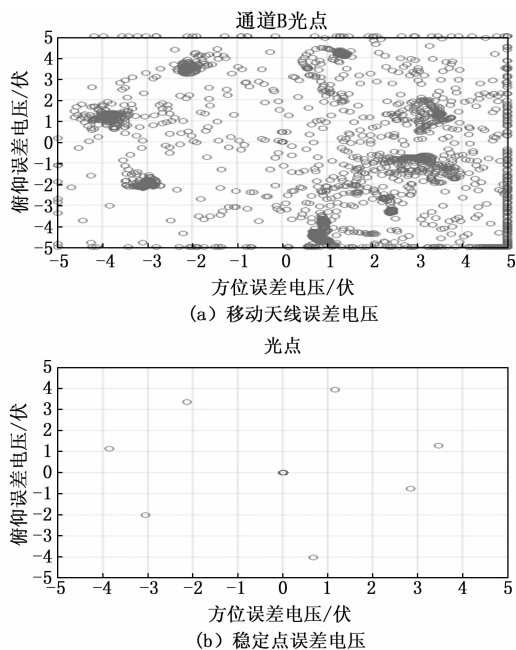


图 4 设备 A 信标喇叭馈源移动误差电压

2) 固定信标喇叭, 检查信标喇叭位置与误差电压的一致性:

在天线最上端固定信标喇叭, 雷达输入正确的校相值, 先后在 F1 和 F2 频率下检查误差电压稳定性和一致性, 固定位置上 2 个频点的误差点基本在同一个位置, 频率 1 误差电压在 (A:  $-3.32 \text{ V} \pm 0.1 \text{ V}$ , E:  $1.14 \text{ V} \pm 0.1 \text{ V}$ ) 附近, 计算相位约为  $161^\circ$ , 频率 2 误差电压在 (A:  $-3.4 \text{ V} \pm 0.1 \text{ V}$ , E:  $1.31 \text{ V} \pm 0.1 \text{ V}$ ) 附近, 计算相位约为  $159^\circ$ , 误差电压位置稳定。比对远场条件下的校相值, 此时信标喇叭放置在最上面, 误差位置应该在  $90^\circ$  附近, 与物理位置偏差了  $70^\circ$ , 此值为近远场补偿值。

## 2.3 设备 B 馈源校相可行性

1) 围绕馈源旋转信标喇叭, 检查误差电压是否能够反映  $360^\circ$  变化:

设备正常开机, 装订正确的校相参数, 采用无线校相模式, 利用设备信标喇叭对准馈源, 由于采用卡塞格伦天线, 信标喇叭可对准馈源, 在馈源上方放置透波材料, 厚度 6 cm, 以馈源中心轴为圆心, 直径 3.5 cm 作旋转, 在上下左右等特殊位置保持时间较长, 观察是否能够形成稳定的误差电压。实验数据如图 5 所示, 图 5 (a) 为移动信标喇叭的全程误差电压数据, 图 5 (b) 为以  $45^\circ$  (以 “◆” 表示) 和  $90^\circ$  (以 “○” 表示) 为间隔的 2 次测试数据, 考虑位置均为人为选定, 放置位置误差较大, 但两次误差电压具有一致性, 正确反映了位置变化, 说明在馈源上直接馈入信号能够反映位置变化。

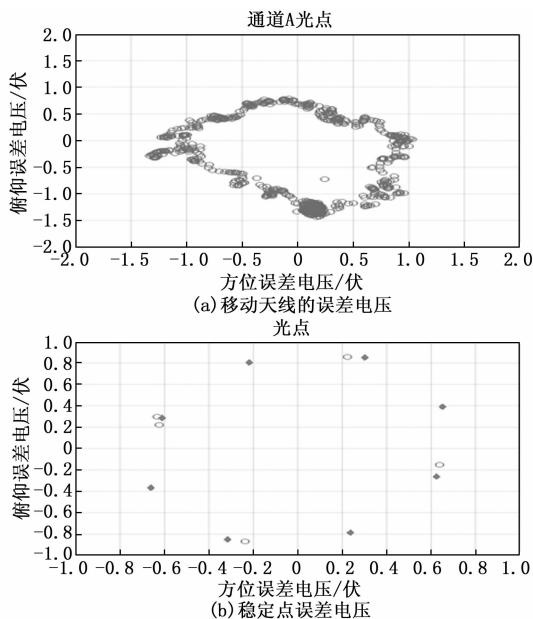


图 5 设备 B 信标喇叭馈源移动误差电压

2) 固定信标喇叭, 检查信标喇叭位置与误差电压的一致性:

同上, 在透波材料最上端固定信标喇叭, 雷达输入正确的校相值, 先后多个频点输入正确校相值, 误差电压均在同一个位置, 相位值稳定。同设备 A 一样存在

约 90° 的位置偏差。

2.4 馈源校相流程

1) 馈源位置比对法校相流程:

系统通过标校塔等方式获取正确的校相值, 装订正确的校相值, 在馈源某个固定位置馈入信号, 记录此时系统输出的误差电压 (称为参考电压), 并将误差电压转换为相位值 (称为参考相位), 此参考相位值就是该位置的正确相位值。当需要校相时, 在这个固定位置馈入信号, 通过调整系统装订的校相值, 使系统输出误差电压在参考电压附近, 满足参考相位±2°范围, 此时调整的相位值为校相值。

2) 馈源校相修正法校相流程:

系统通过标校塔等方式获取正确的校相值, 装订正确的校相值 (称为远场校相值), 通过拆除副反射面等方式使主副反射面失效, 在相对近的位置 (如车载设备的车头架设信标机) 进行校相校相, 得到馈源校相的校相值 (称为馈源校相值), 远场校相值减去馈源校相值得到修正相位值。当需要校相时, 拆除副反射面进行馈源校相, 得到的校相值加上修正相位值即为所需的校相值。

3 设备 A 馈源校相实验

设备 A 为低频车载环焦天线雷达设备, 其频点低, 拆除副反射面恢复容易, 可进行馈源校相修正法实验。首先开展近场校相实验, 通过移动标校杆与天线间的距离, 记录天线偏置的误差电压, 分析距离和相位偏差的关系, 认识近场对校相的影响。其次开展馈源位置比对法实验, 长时间考验从馈源直接馈入信号的相位稳定性, 并通过改变和差长度来检验馈源比对法测量精度。再次是拆除副反射面进行馈源校相修正法实验。最后, 在拆除副反射面条件下, 测量距离馈源不同位置时的误差电压, 得到馈源校相范围和相位变化关系。总之, 通过 4 个实验能够全面掌握天线和馈源的校相距离范围和相位变化关系。

3.1 设备 A 天线近场校相实验

为全面摸清设备校相底数, 找准近场校相影响, 利用移动升降平台, 架设信标机开展不同距离校相实验, 实验前远场校相参数 (左旋) 为: F1 频点为 223.7°, F2 频点为 57.6°, 将此校相参数输入设备校相系统, 然后利用天线上下左右偏置得到的误差电压确定校相值的变化状态, 测试结果如表 2。测试结束后, 利用远场再进行校相得到校相值为: F1 频点为 213.2°, F2 频点为 46.6°, 根据设备校相参数变化过程, 实际分析时应该考虑校相值变化影响, 本文采用测试结束时的相位值, 需要将测量相位修正 10°。表中 A 代表方位, E 代表俯仰, +代表正偏, -代表负偏。

表 2 设备 A 近场校相表

距离/m	频率 F1/(°)				频率 F2/(°)			
	A+	A-	E+	E-	A+	A-	E+	E-
74	175	344	259	77	178	349	259	79
48	175	347	258	75	172	349	260	79
30	172	345	261	80	174	345	261	77
20	176	346	260	83	179	352	266	81
15	178	351	267	82	180	358	260	86
12	187	7	277	110	188	9	270	90
6.5	205	15	295	115	195	15	285	105

基于表 2 数据, 加上修正值, 得到不同距离/远场距离下的相位偏差, 在 1/6 处偏差约 4°, 在 1/12 处偏差约 18°, 在 1/20 处约 30°, 与文献 [18-20] 中的数值差别较大, 文献 [18] 中在 1/2 处偏差约 30°, 分析可能与测试系统的性能有关。

实验在 6.5 m 处的偏差大约在 35°, 能够自跟踪, 距离再近时和差幅度出现严重错误, 很难进行自跟踪, 对照表 1 所示感应近场区 7 m 为自跟踪的极限位置。正常 12 m 处校相检查图 6 (a) 和 6.5 m 处校相检查图 6 (b), 可观察到相位偏差逐渐变大。

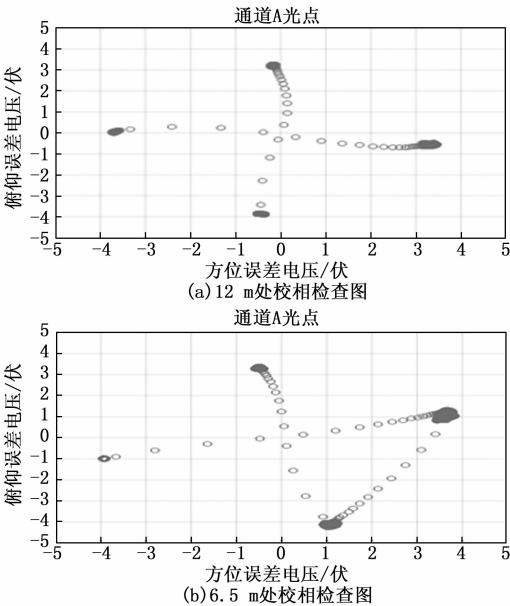


图 6 设备 A 近场校相检查图

3.2 设备 A 馈源位置比对法实验

1) 稳定性实验:

固定信标喇叭位置, 设备开机 24 小时实验误差电压变化如图 7 所示, 两个频点受到温度等影响位置变化趋势一致, 对比信号源检查结果消除温度等影响, 表明馈源上的某个位置与误差电压位置一一对应, 即当由于温度等原因导致和差长度发生变化后, 利用馈源上该位置的误差电压 (称为参考电压), 调整校相值使误差电压变到位置标称电压处, 这是馈源校相的基础。

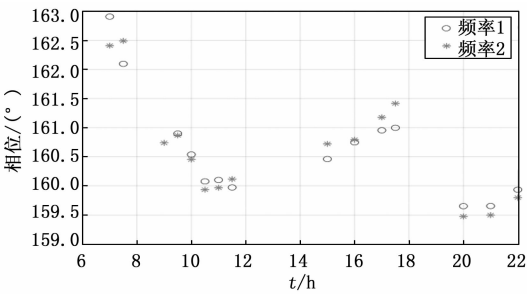


图 7 设备 A 馈源校相稳定性实验

2) 馈源位置比对法实验:

通过改变和差线缆长度模拟和差通道长度变化来验证馈源位置比对法结果, 为了保持变化长度的稳定性, 采用信号源自检进行比对, 测试步骤为:

1) 设备开机, 待稳定后进行远场校相, 得到校相值  $\Phi_{f1}$  和  $\varphi_{f21}$ ;

2) 在馈源反射面上方安装信标喇叭;

3) 记录当前信标喇叭位置的相位值(俯仰与方位电压的反正切值)  $P_{f1}$  和  $P_{f2}$ , 切换到信号源通道得到信号源的相位值  $X_{f1}$  和  $X_{f2}$ ;

4) 和通道加电缆模拟和差线路变化, 记录信号源相位  $X_{\Sigma f1}$  和  $X_{\Sigma f2}$ ; 切换到无线通道, 记录信标喇叭位置  $P_{\Sigma f1}$  和  $P_{\Sigma f2}$ ;

5) 切换到信号源通道, 去除和通道加的线缆, 通过观察信号源误差电压与原来一致确保状态;

6) 差支路加电缆, 记录信号源相位  $X_{\Delta f1}$  和  $X_{\Delta f2}$ ; 切换到无线, 记录信标喇叭位置  $P_{\Delta f1}$  和  $P_{\Delta f2}$ ;

7) 拆除信标喇叭;

8) 进行远场测试, 即差通道加线缆后的校相值  $\Phi_{\Delta f1}$  和  $\varphi_{\Delta f2}$ ;

9) 切换到信号源通道, 拆除差通道线缆, 比较信号源误差电压使其保持初始状态, 然后增加和通道电缆, 采用与  $X_{\Sigma f1}$  和  $X_{\Sigma f2}$  比较的方法恢复到和加电缆的状态, 由于中间涉及和差通道的变化, 必然导致引入的误差更大;

10) 切换到无线进行远场校相, 得到和通道加线缆的校相值  $\Phi_{\Sigma f1}$  和  $\varphi_{\Sigma f2}$ ;

11) 去除和通道线缆, 通过比较  $P_{f1}$  和  $P_{f2}$  恢复原始状态;

12) 进行远场校相, 得到校相值  $\Phi_{f12}$  和  $\varphi_{f22}$ 。

记录数据如表 3 所示。根据  $\Phi_{f11}$ 、 $\varphi_{f12}$ 、 $\Phi_{f21}$  和  $\varphi_{f22}$  得到平均校相值  $\Phi_{f1} = 356.1$  和  $\varphi_{f2} = 256.8$ ; 目的是通过喇叭相位变化来计算出和差增加线缆后的计算校相值, 然后用远场校相和差校相来验证方法的可行性。

表 3 设备 A 和差加线缆误差电压记录表

工作频率	初始喇叭/(°)	喇叭和加线/(°)	喇叭差加线/(°)
F1	161.1	134.9	<b>180.1</b>
F2	159.3	165.2	<b>143.6</b>

计算过程为: 先计算相位变化: 新喇叭值(加电缆后) - 旧喇叭值(不加电缆); 然后计算出校相值为: 旧校相值 + 计算相位变化。其实质是记住信标喇叭对准位置的误差电压(相位值), 当和差通道发生变化时, 只需通过调整相位使误差电压到参考电压, 就能够实现校相。

计算结果如表 4 所示, 计算的校相值(倾斜)与测量校相值(加粗)接近, 其中差加线的最大误差  $1.2^\circ$ , 和加线误差相对较大, 最大误差为  $5.2^\circ$ , 考虑和加线后仅通过信号源进行状态比对, 存在实验误差, 因此选用差加线数据评价更加科学。结论: 利用馈源位置比对法将校相误差控制在  $5^\circ$  指标以内, 能够实现校相功能。

表 4 馈源位置比对法和测量校相对比表

组合	新喇叭/(°)	旧喇叭/(°)	原校相/(°)	计算/(°)	测量/(°)
差加 F1	180.1	161.1	356.1	15.1	<b>15.6</b>
差加 F2	143.6	159.3	256.8	241.1	<b>239.9</b>
和加 F1	134.9	161.1	356.1	329.9	<b>324.7</b>
和加 F2	165.2	159.3	256.8	262.7	<b>261.4</b>

3.3 设备 A 馈源校相修正法实验

拆除设备 A 的副反射面开展馈源自跟踪实验, 此时天线的主副反射面均不工作, 由于馈源与信标喇叭均为宽波束天线导致拉偏电压变化不大, 距离不能太远。实验在距离馈源约 5 m 左右的地方放置信标喇叭, 通过馈源实现校相检查, 注意此时由于波束比较宽, 增益系数不正确, 仅考察和差通道相位变化。2 次实验的馈源校相结果如表 5 所示, 表中偏差是馈源校相修正法的相位补偿值, 利用此数值实现天线校相与馈源校相的转换。将得到的馈源校相参数装订到系统, 对频率 F1 进行自跟踪检查如图 8 (a) 所示, 四个相限位置基本正确反映了空间位置, 对比正常天线自跟踪曲线 8 (b), 馈源自跟踪的位置点和曲线光滑度都有不小差距。

表 5 馈源校相与天线校相对比表

频率	馈源校相/(°)	天线校相/(°)	偏差/(°)	备注
F1	279	209	70	距离 6.5 m
F2	120	47	73	距离 6.5 m
F1	300	225	75	距离 5 m
F2	130	62	68	距离 5 m

3.4 设备 A 馈源不同距离偏置实验

为进一步验证馈源校相近场影响, 将天线的副反射面拆除, 在馈源上方放置透波材料, 先后在距离馈源 6 cm、12 cm 和 18 cm 处进行了馈源不动移动信标喇叭的实验, 实验装订正确的天线校相参数, 从馈源正面从上到下, 从左到右进行实验, 虚线为上下移动, 实线为左右移动, \* 为开始, ○ 为结束, 如图 9 所示误差电压, 距离越远时观察到天线的移动方向与误差电压曲线呈正交状态。在距离 1 000 cm 处采取固定信标喇叭,

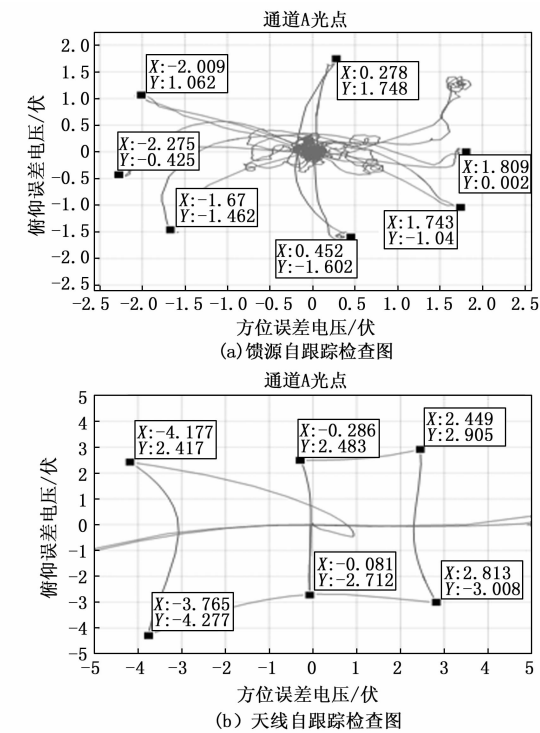


图 8 设备 A 自跟踪检查图

控制天线进行拉偏实验。偏置实验数据如表 6，观察到随着距离的增加，馈源偏置在误差电压上表现与正常校相的有约 90°的偏差关系，与前文对馈源和天线口面场分析认为的馈源与天线校相值存在 90°关系一致。当距离大于 10 m 外，由于馈源和信标天线均为宽波束，难以得到稳定的测试数据。

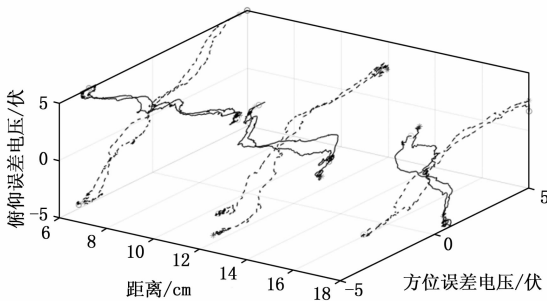


图 9 不同距离馈源偏置误差曲线

表 6 不同距离馈源偏置检查表

距离/cm	上偏/(°)	下偏/(°)	左偏/(°)	右偏/(°)
6	225	45	123	323
12	239	27	96	299
18	214	25	91	302
1 000	182	347	93	274

4 设备 B 馈源校相实验

设备 B 为高频船载卡塞格伦天线遥测设备，副反射面拆除恢复难，没有开展馈源校相修正法实验。首先进行了近场校相实验，其次开展了馈源位置比对法试

验，设备 B 具有接收左右旋圆极化的能力，实验可验证右旋模式下馈源位置比对法。最后通过测量距离馈源不同位置下的扫描和 FM 误差电压变化，获取了不同距离下馈源校相偏差数据。总之，通过 3 个实验，进一步验证了馈源校相方法，得到了不同频段、不同体制和不同极化实验数据。

4.1 设备 B 天线近场校相实验

将信标喇叭放置在约 1 000 m 和 75 m 的地方，控制天线对准信标喇叭，然后在一定范围进行方位俯仰扫描，记录误差电压如图 10 所示，在 1 000 m 处误差电压如图 10 (a) 所示，虽然没有达到远场条件，但相对接近远场，误差电压曲线基本正常反映方位俯仰关系。在 75 m 处的误差电压如图 10 (b) 所示，观察到明显的相位偏转，曲线线性比较差。

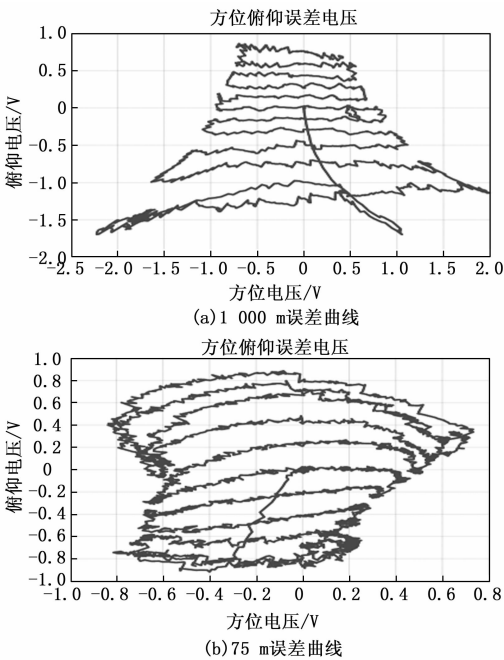


图 10 设备 B 天线近场误差曲线

在两个位置进行校相检查，将 1 000 m 校相值视为远场，将 75 m 校相值视为近场，以 C 频点为开始频点，按照 10 MHz 为增量校相得到近远场数据表 7，表 7 显示随着频率变化远场与近场相位也发生变化，但两者的相位差保持稳定，斜率基本一致，相关系数达到 0.99。多次重复实验检查验证其工作稳定，说明数据具有一致性和稳定性。相位差在 90°左右，与车载设备结论基本

表 7 设备 B 近场和远场校相数据表

频点/MHz	远场相位/(°)	近场相位/(°)	相位差/(°)
C	212.2	120	92.2
C+10	203.9	111	92.9
C+20	192.7	100	92.7
C+30	171.2	88	83.3
C+40	164.3	79	85.3



一致。注意：在近场校相时由于和差不满足正常校相要求，因此近场校相采用的是拉偏天线后进行相位调整的方法进行校相检查。

#### 4.2 设备 B 馈源位置比对法实验

同设备 A，也是采用固定信标天线对准馈源某个固定位置，通过改变和差信道差来检查馈源位置比对法的效果，测试数据表明，设备 B 的结论与设备 A 基本一致。值得注意的是输入正确的校相参数，左旋信号相对扫描位置（反映正确位置）落后  $90^\circ$  左右，右旋信号相对扫描位置（反映正确位置）超前  $90^\circ$  左右。对照公式 (10) 和 (11) 左右旋差  $180^\circ$ ，从理论上支持了实验结果。

设备 B 为 Ka 频段设备，天线主副反射面位置控制要求精度高，拆除副反射面恢复难度大，没有开展馈源校相修正法实验。

#### 4.3 设备 B 馈源不同距离偏置实验

##### 1) 固定直径下的偏置实验：

设备 B 为卡塞格伦天线，信号源能够直接对准馈源，但距离超过副面时受副面影响无法开展试验。实验流程是在馈源上放置透波圆柱体，圆柱直径 8 cm，中间绘制 3.5 cm 直径圆，厚度 6 cm，信标喇叭直径 6.5 cm，接右旋圆极化信号。设备频点和信标喇叭频点设置一致，装订正确的校相参数，调整电平为中等电平。实验中将信标喇叭边沿与圆柱 3.5 cm 边沿相切对齐，初始位置放置在馈源正下方，喇叭沿着圆形顺时针转动一圈，记录伺服误差电压数据。

设备 B 的主馈源为多模馈源，辅助扫描馈源为多波束馈源，输出的误差电压包括 FM 误差和扫描误差，FM 误差为主馈源误差，即双通道单脉冲误差，需要通过校相值得到正确的误差电压。扫描误差通过多波束实现扫描，可简单理解为幅度判别误差电压，不需要校相就能够正确反映信标喇叭的空间位置。测试结果如图 11 所示，喇叭初始位置在正下方，喇叭顺时针转动一圈时，示波器上误差逆时针转动一圈，对应如图 11 (a) 所示，由于是人工手动操作，数据波动性较大，虚线扫描误差曲线从  $90^\circ$ 、 $180^\circ$ 、 $270^\circ$ 、 $360^\circ$  顺时针转动，实线 FM 误差曲线从  $180^\circ$ 、 $270^\circ$ 、 $360^\circ$ 、 $90^\circ$  顺时针转动，右旋模式下 FM 误差超前扫描误差约  $90^\circ$ 。

重复实验，前后两次试验的 FM 误差数据如图 11 (b) 所示，采用动态时间规划 (DTW) 后<sup>[23-24]</sup>，两次试验 DTW 后的 FM 误差数据完全重合，数据的相关系数为 0.99，验证了一致性和稳定性。将信标喇叭信号更换为左旋信号重复实验，发现扫描误差电压趋势不变，但 FM 变成从  $0^\circ$ 、 $90^\circ$ 、 $180^\circ$ 、 $270^\circ$  顺时针转动，FM 误差超前扫描误差约  $90^\circ$ 。

分析总结左右旋输入下的馈源相位关系如图 11 (c) 和 11 (d)，设备输入正确远场校相值，扫描误差

电压用虚线大圈表示，它正确反映信标喇叭的空间位置，在左旋输入时，如图 11 (c) 实线小圈表示 FM 误差，数字“1、2、3、4”分别表示 4 个特征点的位置，如扫描在“1”时 FM 也在“1”，FM 相位落后扫描  $90^\circ$ 。图 11 (d) 为右旋输入时的情况，FM 相位超前扫描  $90^\circ$ ，与前文得到的结论一致。

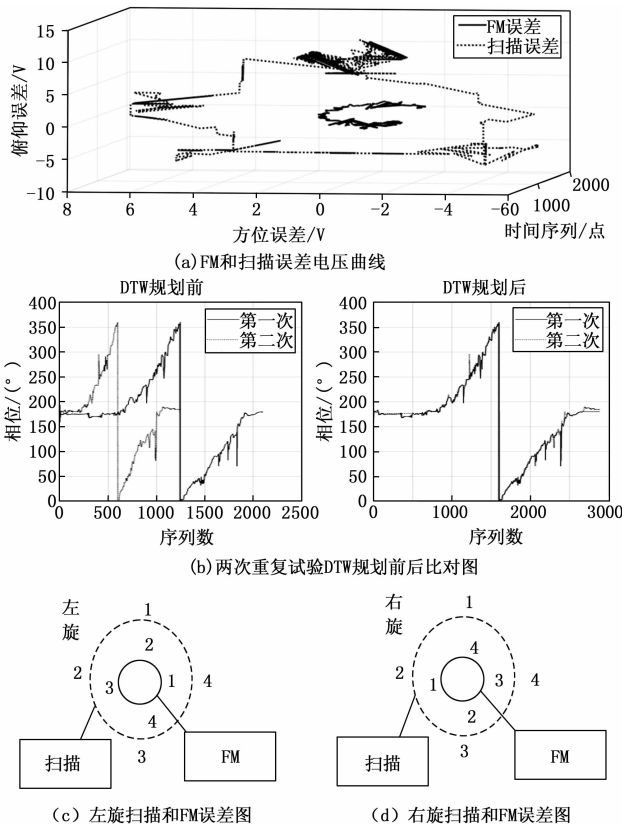


图 11 馈源偏置实验结果图

##### 2) 不同直径下的偏置实验：

为进一步检查不同距离下的馈源偏置影响，保持实验厚度不变，分别以 2.5 cm、3.5 cm、4.5 cm 和 5.5 cm 直径（对应图中 0.5 cm、1 cm、1.5 cm 和 2 cm）进行左右旋偏置实验，实验结果如图 12 所示，图 12 (a) 为左旋扫描误差图，4 条曲线开始于约  $90^\circ$  且误差大小变化不大。12 (b) 为左旋 FM 误差曲线，4 条曲线开始于约  $0^\circ$  附近，随着圆直径的变大，误差电压也变大，比较真实体现了实际误差关系。右旋扫描误差曲线同左旋扫描误差曲线，开始位置也没有变。12 (c) 为右旋 FM 误差曲线，4 条曲线开始于  $180^\circ$  附近，随着圆直径的变大，误差电压也变大，比较真实体现了实际误差关系。比较 FM 和扫描相位关系，其误差大都在  $90^\circ$  附近，与前文结论一致。

#### 5 结束语

本文针对车载和船载测控设备在校相过程中遇到的问题，系统地梳理了校相的基本原理和方法，并深入分

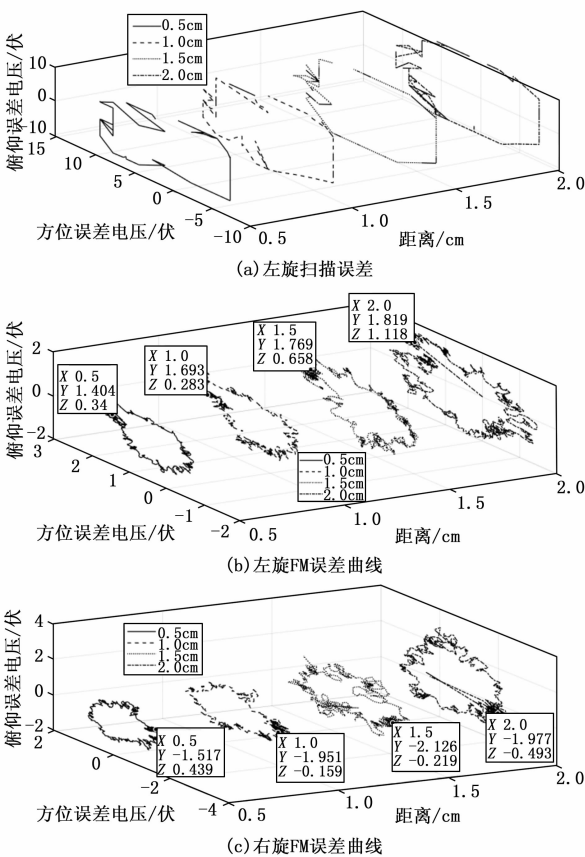


图 12 不同半径馈源偏置实验结果图

析了天线与馈源在校相过程中的相互作用。在此基础上, 本文创新性地提出了馈源校相的新思路, 并通过实验验证了天线和馈源在校相中的远近场关系。研究总结出了两种快速校相方法: 馈源位置比对法和馈源校相修正法。馈源位置比对法通过测定馈源特定位置的误差电压, 并调整相位值使误差电压达到该位置, 操作更为简便。而馈源校相修正法则涉及利用馈源进行校相, 并补偿天线与馈源校相之间的差异, 此方法需要拆除副反射面或使其失效, 操作相对复杂。根据不同天线组合和应用场景, 选择合适的校相方法至关重要。

采用馈源校相时由于馈源和信标喇叭均为宽波束天线, 不利于形成窄跟踪波束。因此, 后续研究需通过透镜天线技术实现信标喇叭波束锐化, 以提高馈源自跟踪能力。

参考文献:

[1] 刘嘉兴. 飞行器测控通信工程 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2010.

[2] 魏明山. 无线电测控技术基础 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2015.

[3] 蔡瑾曜, 陈晓阳. 近场效应对船载双通道雷达相位标校影响及应对方法研究 [J]. 国外电子测量技术, 2017, 36 (7): 27-30.

[4] 石启亮, 曾俊康, 王鑫奎. 船载 S 频段测控系统全频段校

相方法研究 [J]. 计算机测量与控制, 2021, 29 (11): 18-21.

[5] 华林. 地面测控系统校相方法综述 [J]. 电子测试, 2020, (23): 43-45.

[6] 邱长泉, 袁延荣, 施睿, 等. Ka 频段飞行器测控与通信系统设计 [J]. 计算机测量与控制, 2017, 25 (10): 271-273.

[7] 黄展, 李冰. Ka 频段馈源多波束引导概率分析 [J]. 电讯技术, 2019, 59 (6): 647-651.

[8] 徐荣, 陈步康, 刘童岭. 近场虚拟目标在船载测控设备无塔校相中的应用研究 [J]. 飞行器测控学报, 2010, 29 (6): 34-38.

[9] 魏明山, 葛铁志, 杜潇, 等. 大口径天线多模馈源跟踪系统校相参数的计算 [J]. 电讯技术, 2015 (7): 33-37.

[10] 毛南平, 徐昌庆, 张忠华. 船载测控雷达海上无塔校相技术 [J]. 电讯技术, 2004, (1): 38-43.

[11] 李蝉, 刘敏, 于益农. 深空测控系统中的射电星校相方法 [J]. 飞行器测控学报, 2009, 28 (6): 28-30.

[12] 宋福印, 魏明山, 史文聪, 等. 基于太阳噪声的无线电测控设备校相方法及装置: CN202110618322. 2 [P].

[13] 黄斌, 沈鑫杰, 陈超, 等. 一种标称轨道辅助的无塔快速校相方法 [J]. 内蒙古科技与经济, 2024, (7): 122-126.

[14] 侯锦. 基于实时引导修正的大口径天线对星快速校相方法 [J]. 遥测遥控, 2022, 43 (2): 91-96.

[15] 洪宇, 吴宗清, 门涛, 等. Ka 频段大口径测控天线无人机校相方法设计与验证 [J]. 宇航学报, 2021, 42 (6): 783-789.

[16] 吕亮亮, 蔡文炳, 董晓彤, 等. Ka 频段全机动综合测控系统无人机标校设计与应用 [J]. 遥测遥控, 2024, 45 (4): 89-96.

[17] 孔尚满, 单静, 陈建友, 等. 一种 Ka 频段双通道遥测设备的无杆标校方法研究 [J]. 遥测遥控, 2024, 45 (1): 100-105.

[18] 毛南平, 丛波, 段庆光, 等. 近场效应对一种 C 频段统一测控雷达角度标校数据的影响分析 [J]. 电讯技术, 2008, (4): 65-68.

[19] 习靖. 双通道角跟踪设备的近场相位校准研究 [J]. 无线电工程, 2013, 43 (5): 32-34.

[20] 柯树人. 自跟踪天线和, 差口对源天线辐射场的近场响应 [J]. 通信与测控, 1990 (3): 1-10.

[21] 杨可忠, 扬智友, 章日荣. 现代面天线新技术 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 1993.

[22] 柯树人. 差信道采用四相调制的伪单脉冲自跟踪系统 [J]. 通信与测控, 1998 (3): 1-6.

[23] 魏明山, 朱明明, 刘光花, 等. 一种特征点和曲线相似度的目标识别方法 [J]. 雷达科学与技术, 2022, 20 (6): 688-696.

[24] 燕劲哲, 吴向阳. 基于深度学习与 DTW 融合的轨迹匹配方法研究 [J]. 软件工程, 2025, 28 (1): 33-39.